

Министерство образования и науки Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

**И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий,
Т.Р. Газизов**

**Методики и модели для учета
паразитных параметров печатных узлов
при анализе электромагнитной совместимости
бортовой радиоэлектронной аппаратуры
космических аппаратов**

Томск
Издательство ТУСУРа
2015

УДК 629.78.052.3:621.391.823
ББК 36.66
К172

Рецензенты:

А.Ю. Матророва, д-р техн. наук, профессор,
зав. кафедрой программирования Национального
исследовательского Томского государственного университета;

В.А. Майстренко, д-р техн. наук, профессор,
зав. кафедрой «Средства связи и информационная безопасность»
Омского государственного технического университета

*Издание осуществлено за счёт гранта
Российского научного фонда (проект 14-19-01232) в ТУСУР*

Калимулин, Илья Фидальевич

К172

Методики и модели для учета паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов: моногр. / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. — Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2015. — 160 с.

ISBN 978-5-86889-703-0

Рассмотрена проблема анализа характеристик компонентов, трасс и посадочных мест печатных узлов. Представлены методики для анализа пассивных цепей с учётом влияния паразитных параметров компонентов и их посадочных мест. Выполнены оценки электромагнитной наводки между сигнальными контактными площадками разных посадочных мест. Приведены рекомендации для уменьшения погонной индуктивности цепи земля–питание типовой печатной платы на металлическом основании. Описана разработанная методика для синтеза моделей компонентов и приведены многорезонансные модели резистора и конденсатора для диапазона частот 0,01–18 ГГц.

Для инженеров, специалистов и научных работников в области проектирования электронной аппаратуры.

УДК 629.78.052.3:621.391.823
ББК 36.66

ISBN 978-5-86889-703-0

© Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М.,
Газизов Т.Р., 2015

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2015

Оглавление

Введение.....	5
1 Особенности анализа ЭМС и синтеза моделей компонентов с учётом паразитных параметров	
1.1 Постановка проблемы анализа ЭМС бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов	7
1.2 Область применения широкополосных моделей	10
1.3 Методы синтеза широкополосных моделей пассивных электронных компонентов	13
1.4 Особенности проектирования и калибровки измерительных печатных плат	17
2 Моделирование печатных узлов с учётом паразитных параметров компонентов и их посадочных мест	
2.1 Методики анализа пассивных цепей и вычисления паразитных параметров	20
2.1.1 Методика анализа пассивных цепей	20
2.1.2 Методика вычисления паразитных параметров посадочного места	22
2.2 Вычисление частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов	24
2.3 Моделирование вариантов микрополоскового делителя мощности	33
2.3.1 Делитель на идеальных элементах	36
2.3.2 Делитель с выходными трассами	39
2.3.3 Делитель с выходными трассами и LC-фильтром	47
2.3.4 Делитель с выходными трассами и LC-фильтром с учётом паразитных параметров	47
2.4 Оценка электромагнитной наводки со входа на выход посадочного места фильтра на поверхностных акустических волнах	58
2.5 Анализ индуктивности цепи земля–питание в печатных платах	65
3 Автоматизированный синтез моделей пассивных электронных компонентов	
3.1 Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне частот до 20 ГГц ...	73
3.1.1 Техника измерений	73
3.1.2 Результаты для резистора	74
3.1.3 Результаты для конденсатора	79
3.1.4 Сравнение результатов измерений разными приборами	83
3.2 Оптимизация параметров математической модели резистора	86

3.3	Методика автоматизированного синтеза многорезонансных моделей пассивных электронных компонентов	92
3.4	Разброс частотной характеристики для конденсаторов одного номинала и корпуса	98
4	Вспомогательные программы, модели и печатные платы	
4.1	Верификация результатов вычисления ёмкостной матрицы	102
4.1.1	Описание конфигурации и методики верификации	102
4.1.2	Сходимость результатов при увеличении числа сегментов	104
4.1.3	Сравнение результатов для различных расположений и ориентаций конфигурации	108
4.1.4	Сравнение результатов вычисления различными модулями	109
4.1.5	Сравнение результатов измерений и моделирования печатной платы	111
4.2	Методика разработки моделей цифровых микросхем на языке Digital SimCode	113
4.3	Разработка модели для микросхемы 1554ИР35ТБМ	126
4.4	Проверка модели микросхемы 1554ИР35ТБМ	135
4.5	Разработка печатных плат для измерения частотных характеристик пассивных электронных компонентов ..	140
	Заключение	150
	Список сокращений и условных обозначений	151
	Литература	152

Введение

Для обеспечения надёжного функционирования электронных блоков космических аппаратов (КА) выполняются комплексные испытания, в частности на электромагнитную совместимость (ЭМС). Однако такие испытания занимают много времени, являются дорогостоящими и КА может не пройти их с первого раза. Кроме этого, если в результате испытаний установлено, что параметры КА выходят за установленные уровни, то неочевидно, какие изменения необходимо внести в электрическую схему или конструкцию печатной платы, чтобы повторные испытания на ЭМС прошли успешно.

Известным решением является тщательное экранирование с запасом, но оно значительно увеличивает массогабаритные и стоимостные показатели. Поэтому всё чаще вместе с моделированием функциональных и схемотехнических решений целесообразно моделирование испытаний на ЭМС. (Исследования по этой тематике ведёт Н.В. Лемешко). При этом имеет смысл выполнять их не только для готового блока, но и на этапах проектирования принципиальной схемы, печатной платы и всего прибора, когда гораздо проще и дешевле внести изменения в компонентную базу, структуру схемы и конструкцию печатной платы.

Однако, чтобы получить корректные результаты моделирования испытаний, необходимы модели компонентов и межсоединений, корректно описывающие их поведение на частотах выше верхней рабочей частоты (последние рекомендации – до 100 ГГц). Характеристики пассивных электронных компонентов в таком случае будут содержать несколько резонансов из-за влияния паразитных параметров, и для их моделирования не подойдут известные модели, предоставляемые производителями. Таким образом, возникает задача синтеза многорезонансных моделей. Чтобы её решить, можно обратиться к богатому опыту разработки высокоскоростной аппаратуры (десятки гигабит в секунду), где возникает необходимость моделирования межсоединений в широком диапазоне частот (десятки гигагерц). Исследования в этой области ведут R. Achar, T. Dagostino, M.S. Nakhla, I. Novak, D. Saraswat, L.D. Smith, Ю. Шлепнёв и др. В области электрических сетей также возникают похожие задачи, которые исследуют V. Gustavsen, I.R. Pordanjani, A. Semlyen и др. В области сверхвысоких частот исследования по этой теме ведут C. Rautio, А.И. Бабак, И.М. Добуш, Т.Я. Шевгунов и др. Между тем анализ известных

исследований показывает, что ряд актуальных задач остаётся нерешённым. В монографии сделана попытка восполнить эти проблемы.

В разделе 1 выполнен обзор методов синтеза широкополосных моделей, приведены примеры задач, решаемых с их помощью, а также обзор существующих моделей от производителей компонентов. В разделе 2 представлена методика анализа ЭМС с учётом паразитных параметров компонентов и посадочного места и продемонстрировано её применение для различных цепей печатных узлов. Описана методика оценки электромагнитной наводки между сигнальными контактными площадками посадочного места корпуса ПАВ-фильтра и продемонстрировано её применение на четырех ПАВ-фильтрах. В разделе 3 описаны методика автоматизированного синтеза многорезонансных моделей пассивных компонентов, получение на её основе моделей для резистора и конденсатора, оценка разброса частотных характеристик 10 конденсаторов одной марки и номинала. В разделе 4 приведены результаты тестирования трёхмерного анализа в системе TALGAT, синтеза моделей цифровых микросхем, создания измерительных печатных плат.

Авторы выражают большую признательность за помощь и поддержку в этой работе коллегам по лаборатории: Р.И. Аширбакиеву, М.Е. Комнатнову, С.П. Куксенко, Ев.В. Лежнину, Ег.В. Лежнину, А.О. Мелкозёрову, П.Е. Орлову, А.В. Осиповой, В.К. Салову, Р.С. Суровцеву, отдельная благодарность И.М. Добушу из лаборатории интеллектуальных компьютерных систем ТУСУРа и Е.В. Дмитриченко из ОАО «НПФ "Микран"».

1 ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА ЭМС И СИНТЕЗА МОДЕЛЕЙ КОМПОНЕНТОВ С УЧЁТОМ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

1.1 Постановка проблемы анализа ЭМС бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов

Для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) проводят комплексные испытания космических аппаратов (КА) в жёстких условиях [1]. Их рекомендуется проводить в диапазонах частот от 10 кГц до 1, 18, 40 и 100 ГГц [2, 3]. Однако с ростом частот затраты на оборудование для таких испытаний резко возрастают, увеличивая стоимость разработки КА. Традиционным конструкторским средством обеспечения ЭМС является экранирование, но с ростом частот его эффективность резко ухудшают резонансы щелей и корпуса [4]. Кроме того, оно увеличивает массу КА, а значит, и стоимость его выведения на орбиту. Также, если в результате измерений было установлено, что параметры КА выходят за установленные рамки одного из пунктов стандарта, не очевидно, какие изменения необходимо внести в электрическую схему и конструкцию печатной платы, чтобы повторные испытания на ЭМС прошли успешно [5].

Для примера на рис. 1.1 приведена напряжённость электрического поля, измеренная со спутника на расстоянии 200 морских миль (около 360 км) от поверхности Земли [6]. Видно, что спектр излучений содержит составляющие с напряжённостью электрического поля более 100 В/м в области 10 ГГц и простирается до 100 ГГц. Таким образом, по низкочастотным цепям КА могут протекать высокочастотные наводки. Указанные факторы обостряют проблему ЭМС – способности удовлетворительно работать и не мешать работе других систем в заданной электромагнитной обстановке.

Решением данной проблемы является применение виртуальных испытаний как на ранних этапах проектирования электрической схемы и конструкции печатной платы, так и по завершению разработки бортовой радиоэлектронной аппаратуры КА. Под виртуальной сертификацией (испытаниями) понимается воспроизведение результатов лабораторных измерений в части сертификации ЭМС-методами математического моде-

лирования для последующего использования в процессе проектирования в плане подготовки к лабораторным сертификационным испытаниям [7], для проведения которых необходимы широкополосные модели электронных компонентов, описывающие их поведение не только в рабочем диапазоне частот, но и до 40 ГГц. Кроме моделей компонентов, необходимы методики с описанием порядка выполнения виртуальных испытаний, а также набор критериев для оценки получаемых результатов.

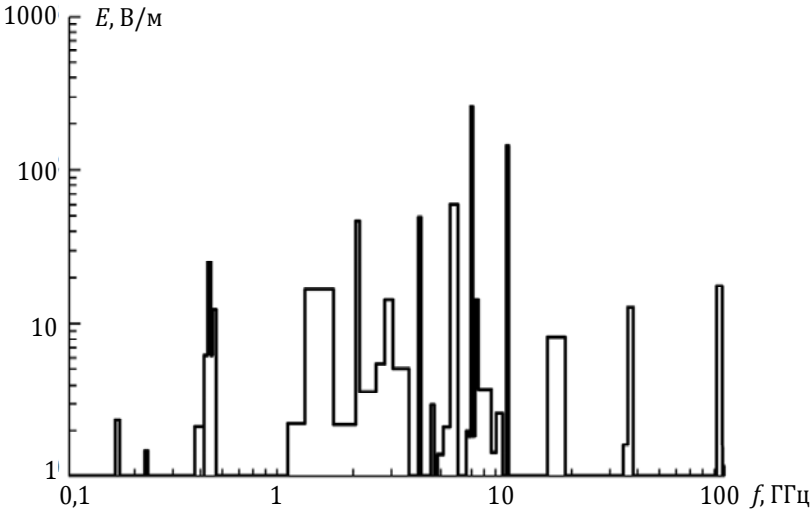


Рисунок 1.1 – Напряжённость электрического поля, измеренная со спутника на расстоянии 200 морских миль (около 360 км) от поверхности Земли [6]

Моделирование устройств и систем в частотной области является общепринятой практикой в нескольких областях, например радиоэлектронных и энергетических системах, СВЧ. Процесс получения модели компонента обычно включает в себя преобразование частотно-зависимых табличных данных в модель в виде компактной эквивалентной схемы [8] и упрощённо показан на рис. 1.2 [9]. Такие модели иногда называют радиотехническими, поскольку они имеют вид эквивалентных схем из элементов с сосредоточенными и распределёнными параметрами, в отличие от электродинамических моделей, в которых устройство разбивается на области, в каждой из которых численный расчёт электромагнитного поля может быть выполнен независимо от других [10].

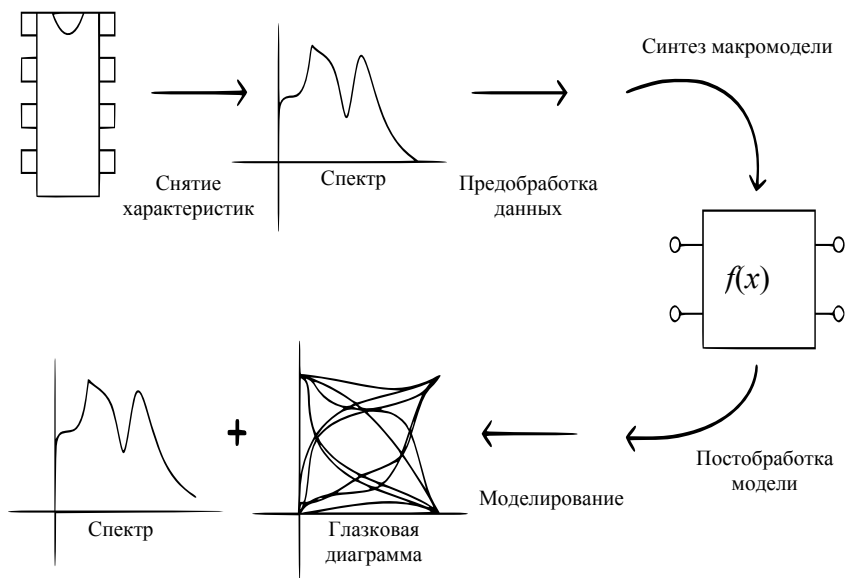


Рисунок 1.2 – Обобщённая структура последовательности шагов для получения модели по частотным характеристикам

При работе над монографией изучено более 450 источников, посвящённых проблеме синтеза и анализа моделей устройств и систем в частотной области, а также анализа с использованием таких моделей. Указанные работы преимущественно ведутся за рубежом. В первую очередь были выделены работы, посвящённые конкретным методам синтеза моделей. Автор старался изучить их особенно подробно. Методы были сгруппированы по способу синтеза структуры и идентификации параметров модели, и результаты этой работы кратко описаны далее в настоящем разделе.

Кроме этого, значительная часть работ посвящена задачам обработки входных частотно-зависимых данных и синтезированных моделей, чтобы обеспечить их пассивность, казуальность и взаимность. Эта часть работ была опущена в обзоре, но не по причине их неважности, а из-за их большого объёма. Тем не менее они важны для получения корректного результата моделирования печатных узлов с использованием моделей.

Другая большая часть изученных работ посвящена методам и алгоритмам калибровки, а также особенностям конструирования измерительных печатных плат. Как указано выше, испытания на ЭМС рекомендуется проводить в диапазоне до 40 ГГц, на таких частотах становится значимым влияние соединителей, печатных трасс, пайки и частотной зависимости диэлектриков. Поэтому важно проектировать измерительные печатные платы и выбирать соединители с учётом последующего выполнения калибровки, чтобы получить «чистые» результаты измерений, описывающие поведение самого измеряемого компонента. Обзор этой части работ также приведён далее в этом разделе.

1.2 Область применения широкополосных моделей

Примеры эквивалентных схем, а также обобщённых графиков модуля и фазы импеданса для идеальных и реальных резисторов и конденсаторов приведены на рис. 1.3 и 1.4 [4]. Видно, что учёт паразитных индуктивностей или ёмкостей реальных компонентов делает частотную зависимость импеданса существенно отличной от идеальных. В частности, появляется резонансная частота компонента, в области которой резко изменяется его импеданс. Для обычных компонентов эта частота, как правило, находится в области достаточно низких частот (сотни и даже десятки мегагерц), тогда как поведение компонентов в диапазоне частот до 1 ГГц, а тем более до 18 ГГц, остаётся неясным. Таким образом, для низкочастотных пассивных компонентов актуальна задача создания моделей, адекватно описывающих их поведение в широком диапазоне частот.

При проектировании печатных плат высокоскоростных цифровых интерфейсов используются широкополосные модели межсоединений. Например, в работе [11] описано получение модели структур печатной платы для передачи данных на скорости до 25 Гбит/с, работающей в области частот до 50 ГГц. В работе [12] описана оптимизация посадочного места коаксиального соединителя 2,4 мм на плату с рабочим диапазоном до 50 ГГц (используемого для измерения цепей печатных плат цифровых устройств). Для этого применялось трёхмерное электродинамическое моделирование соединителя и его посадочного места.

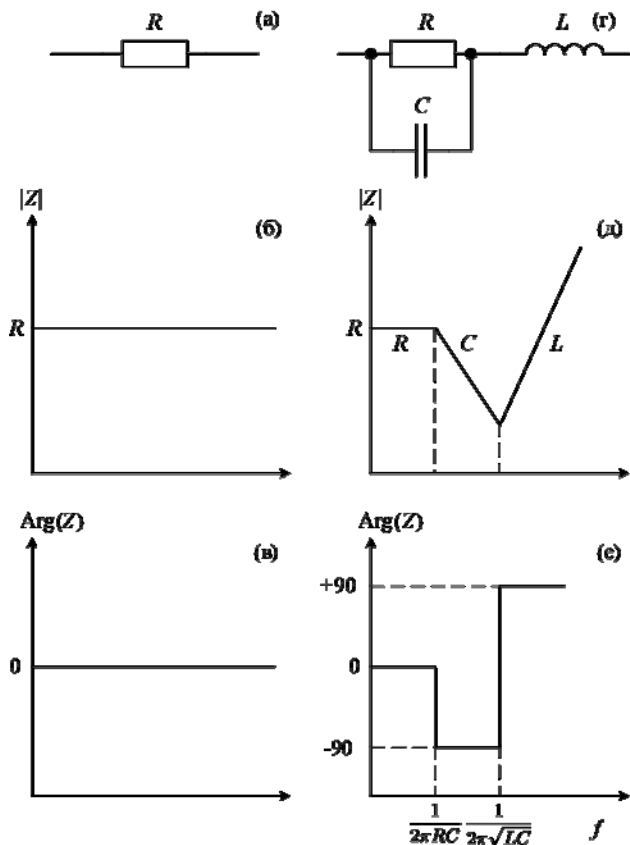


Рисунок 1.3– Эквивалентная схема, модуль и фаза импеданса идеального (а–в) и реального (а–е) резисторов

При разработке монолитных интегральных схем (МИС) также используются широкополосные модели пассивных компонентов. Например, в работе [13] описано получение моделей копланарных компонентов, работающих до 40 ГГц. В работе [14] описана экстракция параметров модели спиральной индуктивности, работающей до 20 ГГц. Разница между моделями компонентов обычных устройств и компонентов МИС в том, что частотная характеристика у первых содержит несколько резонансов (из-за влияния неоднородностей печатных структур и паразитных параметров пассивных компонентов).

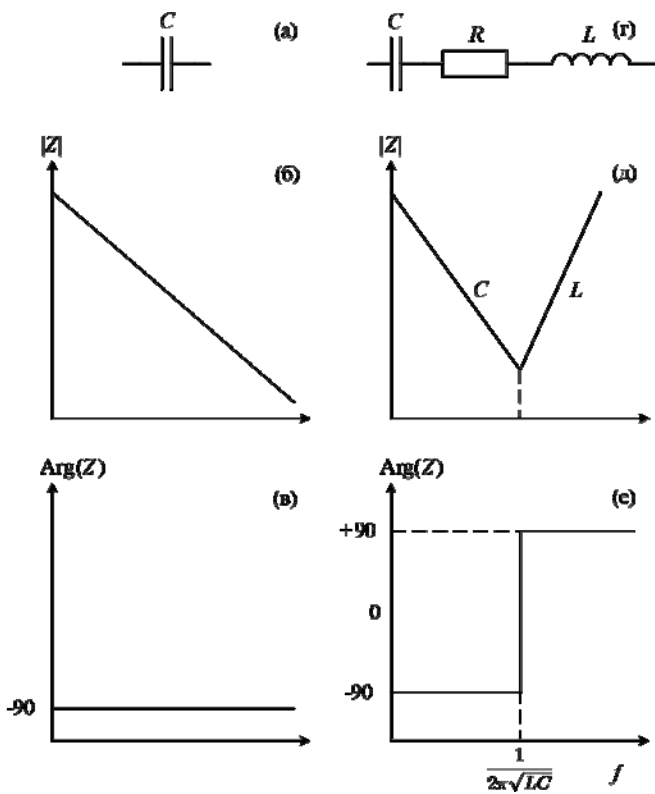


Рисунок 1.4 – Эквивалентная схема, модуль и фаза импеданса идеального (а–в) и реального (г–е) конденсаторов

Однако в настоящее время для проведения анализа ЭМС сравнительно низкочастотных блоков возникает необходимость в моделях, которые корректно описывают поведение низкочастотного компонента в диапазоне, захватывающем несколько резонансов [15]. Кроме того, на частотную характеристику цепи влияют не только паразитные параметры компонента, но и элементы печатной платы, такие как контактные площадки и переходные отверстия. Их электрические параметры зависят от геометрических и электрических параметров материалов платы. Таким образом, вычисления частотных характеристик цепей необходимо выполнять с совместным учётом паразитных параметров компонентов и контактных площадок платы [16].

Широкополосные модели компонентов от производителей

Сводная информация о производителях комплектующих, предоставляющих широкополосные модели пассивных электронных компонентов, приведена в табл. 1.1.

Частотный диапазон зависит от компонента, в таблице указан максимальный частотный диапазон. Компания Modelithics разрабатывает на заказ модели компонентов. Работает преимущественно с аэрокосмическими и телекоммуникационными компаниями, не работает с Российской Федерацией. Для более точного моделирования во временной области при создании моделей компания Samsung Electro-Mechanics рекомендует изменять частотную характеристику компонентов с гораздо более низкой частоты и высоким разрешением в области низких частот.

Анализ данных моделей показал, что их довольно много и работают они до достаточно высоких частот, однако они описывают поведение компонента в области до первого резонанса.

1.3 Методы синтеза широкополосных моделей пассивных электронных компонентов

Моделирование устройств и систем в частотной области — это общепринятая практика в нескольких областях, например, таких как радиоэлектронные и энергетические системы, СВЧ. Процесс моделирования обычно включает в себя преобразование частотно-зависимых табличных данных в модель в виде компактной эквивалентной схемы [8]. Необходимые для синтеза моделей данные получают разными способами: трёхмерным электродинамическим моделированием компонента [17] или измерением его частотных характеристик [18]. Для экстракции моделей из табличной заданных временных и частотных характеристик предложено множество методов, сгруппированных по способу синтеза структуры эквивалентной схемы и идентификации параметров её элементов. Далее приведён обзор таких методов.

Аналитический подход

Создание модели основано на анализе физической структуры компонента и ее описании в виде эквивалентной схемы. В работах [16, 17, 19] рассмотрено получение модели для многослойных керамических конденсаторов, исходя из их физической структуры. После выбора структуры модели выполняется подбор параметров элементов.

Таблица 1.1 – Особенности моделей компонентов от производителей

Компания	Компоненты	Частотный диапазон	S-параметры	SPICE-модели	Другие модели
American Technical Ceramics	C	400 МГц – 26 ГГц	Да	-	Modelithics
AVX	C	50 МГц – 40 ГГц	Да	Да	Modelithics
CoilCraft	L	1 МГц – 8,6 МГц	Да	Да	ADS
IMS	R, терминаторы, аттенуаторы	1 ГГц – 40 ГГц	Да	Да	-
КЕМЕТ	C	10 кГц – 10 ГГц	Да	Да	Ansoft, Ansys, Cadence, Mentor, Multisim, Sigrity, Simplus
Modelithics	R, L, C	-	Да	-	AWR, Modelithics
Murata	C, L, фильтры	100 кГц – 6 ГГц	Да	Да	Agilent ADS, Agilent Genesis, AWR
Nippon Chemicon Corporation	C	Не указано	-	Да	-
Passive Plus	C	10 МГц – 10 ГГц	Да	-	-
Samsung Electro-Mechanics	C, L, фильтры	1e-8 – 20 ГГц	Да	Да	Ansoft, Agilent ADS, Sigrity OptimizePI, AWR MWO, AWR APLAC
TDK ¹	C, L, фильтры, варисторы, импульсные трансформаторы	100 МГц – 8,5 ГГц	Да	Да	Agilent ADS, Ansys, AWR, Zuken, Cadence
Vishay	R	до 50 ГГц	Да	Да	-

¹ Очень объемная библиотека элементов

Аппроксимация рациональной функцией

Для некоторых методов получения моделей необходимо представить характеристику компонента в виде рациональной функции. Для этого используются методы аппроксимации: метод Levy [20], метод Prony [21], устойчивый алгоритм аппроксимации рациональными функциями [22], векторная аппроксимация (Vector Fitting) [23], метод МВРЕ [24], метод Debye's type Fitting [24]. Наибольшее распространение получил метод векторной аппроксимации (его автор В. Gustavsen распространяет бесплатную реализацию [23, 25, 26], написанную для MATLAB). В работе [9] приведён обзор основных публикаций по методу векторной аппроксимации и кратко описан его алгоритм. Представлен синтез модели спиральной индуктивности методом векторной аппроксимации, при этом выбирается p -образная структура эквивалентной схемы [27].

В монографии российского учёного Т.Я. Шевгунова [10] предложены две модели микроволнового устройства: с распределёнными или сосредоточенными параметрами. Описаны методики для синтеза соответствующих моделей по данным численного моделирования. В основе каждой методики лежит использование метода матричных пучков, с помощью которого выполняется оценка полюсов и нулей по временным характеристикам устройства. Предложено использование трёх критериев для идентификации линейной модели: устойчивости, точности аппроксимации и стабильности параметров модели. Под идентификацией подразумевается определение порядка полюсной модели и момента окончания ранневременной части характеристики. Также предложена методика синтеза радиотехнической модели в виде эквивалентной схемы из RLC-элементов методом Бруне.

В работе [28] представлена методика синтеза параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных микросхем с помощью аппроксимации методом наименьших квадратов. Структура эквивалентной схемы модели выбирается из заранее известных схем и описывает поведение компонента в области первого резонанса.

Структурно-параметрическая оптимизация

Очень широко применяются методы оптимизации для синтеза моделей самых разных компонентов и структур, например диполя [29], компонентов МИС и неоднородностей коаксиального кабеля [30], микрополосковых и пассивных микроволновых устройств [31].

В работе [32] получены модели для резистора, конденсатора и индуктивности. С этой целью изготовлены измерительные и калибровочные платы на материале FR-4. Измерение выполнено на векторном анализаторе цепей (ВАЦ) в диапазоне частот 300 кГц – 4 ГГц. Выполнено измерение относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь резонансным методом [33] на печатной плате для проверки корректности выбранной ширины трассы 50 Ом. Калибровка Thru-Reflect-Line (TRL) выполнена в программе WinCal XE [34]. Для моделей использовалась подобная эквивалентная схема. Идентификация моделей выполнялась в программе ADS [35] с использованием трех методов оптимизации: случайного поиска, симуляция отжига и градиентного спуска. Для верификации полученных моделей их частотный отклик сравнивался с известными моделями для этих компонентов. Показано, что полученные модели достаточно точно совпадают с известными. Также выполнено сравнение номиналов моделей с номиналом компонентов, измеренных на измерителе LCR. Компонент каждого номинала измерялся в трёх экземплярах. Для каждого экземпляра получена модель и рассчитано отклонение номинала от заданного по документации. К сожалению, не указана частота, для которой получены электрические параметры материала, и не сделаны выводы из результатов измерений этих параметров. Другим ограничением работы является то, что полученные модели работают только в области частот первого резонанса компонента.

Основная проблема существующих на данный момент методов, например векторной аппроксимации, заключается в том, что получаемая модель часто является неpassивной, и это приводит к нестабильному моделированию. Для решения данной проблемы в работе [8] предлагается подход генетического программирования для синтеза эквивалентных схем с гарантированной пассивностью. Предлагаемый метод начинает с исходной неоптимальной эквивалентной схемы. Элементы и топология этой схемы эволюционируют с помощью предлагаемого метода, и затем получается точная эквивалентная схема. В работе представлены ключевые идеи и детали алгоритма. В заключение подтверждается быстрое действие предлагаемого метода на примере исследования разных конкретных случаев.

Зависимые источники

Программное обеспечение Simbeor [36] для синтеза моделей по рассчитанному частотному отклику использует метод векторной аппроксимации, после чего модель представляется

в виде эквивалентной схемы на основе зависимых источников [37]. В работах [38–41] представлены разные модификации синтеза моделей на базе зависимых источников. В общем виде методика выглядит следующим образом: аппроксимация частотной зависимости параметров матрицы рассеяния (S-параметров) зависимости рациональной функцией; формирование модели, состоящей из зависимого источника, заданного через преобразование Лапласа; в качестве функции источника указывается аппроксимированная рациональная функция.

Синтез (реализация) линейных электрических цепей

Научная группа из Ульяновского государственного технического университета под руководством д-ра техн. наук проф. В.В. Филаретова разрабатывает методы и программное обеспечение для анализа и синтеза линейных электрических цепей на основе метода схемных определителей [42, 43]. Например, в диссертации [44] описан ряд методик для синтеза линейных электрических схем на основе схемных функций. Эти методики используются для синтеза схем, применяемых при разработке принципиальных электрических схем реальных устройств. Соответственно, главным для них является физическая реализуемость и нечувствительность к допускам компонентов.

Другие методы

Программное обеспечение Sonnet [45] позволяет синтезировать компактные SPICE-модели из сосредоточенных элементов на основе рассчитанного отклика. Данный метод предложен учёным J.C. Rautio [46–49], основан на выборе из заранее рассчитанных конфигураций эквивалентных схем по нескольким частотным точкам. Метод запатентован и не применим для получения моделей из измеренных данных. Получаемые модели описывают поведение характеристики в области частот не выше первого резонанса.

1.4 Особенности проектирования и калибровки измерительных печатных плат

При проведении исследований необходимо выполнение измерений, для этого на печатные платы устанавливаются СВЧ-соединители. Классические соединители требуют пайки, однако в случае высокой граничной частоты (>10 ГГц) и при единичном измерении платы становится нецелесообразным их применение, так как такие разъёмы дороги, а пайка может вносить

дополнительные искажения. Поэтому компания South-west Microwave [50] выпускает серию торцевых соединителей-вводов СВЧ с предельными частотами 27, 50 и 67 ГГц, предназначенных для установки на концах однослойных и многослойных печатных плат с микрополосковыми и копланарными линиями (в терминологии компании – end launch connectors). В эту серию входят соединители типа «вилка» и «розетка», отличающиеся шириной сигнальной трассы, расстоянием между землёй на верхнем слое для копланарной линии и рекомендуемой толщиной зажимаемой платы. Соединение с платами разной толщины производится без применения пайки, при помощи механического прижима.

В работе [51] представлены результаты измерений и моделирования соединения двух описанных выше соединителей с печатной платой в разных конфигурациях. Выполнена оптимизация ввода, для чего используется постепенное сужение линии 50 Ом. Исследовано влияние на ширину рабочей полосы частот расстояния между переходными отверстиями в заземлённом копланарном волноводе. Показано, что интервал между переходными отверстиями должен соответствовать четверти длины волны, распространяющейся в диэлектрике платы. Выполнено сравнение трёх конфигураций (каждая – в виде платы длиной 1” и 2,5”): микрополосковой линии; микрополосковой линии с заземлением на верхнем слое вокруг соединителя; заземлённого копланарного волновода. Показано, что для 50 ГГц меньшие потери обеспечивает волновод, а для частот до 25 ГГц – микрополосковая линия.

В работе [52] представлены результаты оптимизации посадочного места описанного выше соединителя для плат с рабочим диапазоном до 50 ГГц. Для этого выполнена серия измерений и моделирований частотных и временных характеристик плат с двумя установленными соединителями. Приведены детальные чертежи посадочных мест для двух толщин (8 и 30 мил) и трёх конфигураций: микрополосковой линии; микрополосковой линии с заземлением на верхнем слое вокруг соединителя; заземлённого копланарного волновода. Также исследовано влияние толщины материала на потери и затухание сигнала для всех указанных конфигураций (длиной 1” и 2,5”). Показано, что материал толщиной 8 мил (RO4003) показывает меньшие потери и затухание, а также более ровную характеристику для микрополосковой линии обеих длин. Для микрополосковой линии с заземлением для платы длиной 1” материал толщиной 8 мил также обеспечивает лучшие ха-

рактеристики, но для платы длиной 2,5" материал толщиной 30 мил (RO4350) даёт меньшие потери, но больший КСВН. Для копланарного волновода обеих длин лучшие характеристики получаются с материалом в 30 мил.

Описана модификация алгоритма калибровки TRL, позволяющая при использовании симметричных калибровочных мер обойтись без калибровочной меры на отражение (Reflect) [53]. Этот алгоритм, получивший название TL, реализован в LabVIEW и MATLAB.

Приведено описание алгоритма TRL-калибровки и его реализация в MATLAB [54]. Выполнено измерение для линии передачи в воздухе, аттенюатора 20 дБ и линии передачи с аттенюатором 20 дБ. Для полученных результатов выполнена калибровка и проанализированы рассчитанные матрицы ошибок. Показано, что для разных структур матрицы ошибок близки.

Выводы, цель и постановка задач исследования

Из выполненного обзора следует, что виртуальные испытания на ЭМС востребованы. Для их выполнения, кроме самих стандартов, описывающих требования к аппаратуре, востребованы методики, подробно описывающие выполнение анализа. Чтобы выполнить виртуальные испытания в диапазоне до 40 ГГц, необходимы модели компонентов, адекватно описывающие их поведение в анализируемом диапазоне частот. При этом существующие модели компонентов описывают их поведение в рабочем диапазоне частот, т. е. не выше области первого резонанса. Существующие методики для обеспечения ЭМС описывают либо общие правила проектирования, либо анализ в рабочей области частот.

2 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ С УЧЁТОМ ПАЗАРИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ И ИХ ПОСАДОЧНЫХ МЕСТ

2.1 Методики анализа пассивных цепей и вычисления паразитных параметров

В разделе описаны разработанные методики для расчёта паразитных параметров контактных площадок компонентов и анализ коэффициента передачи пассивных цепей [55, 56].

2.1.1 Методика анализа пассивных цепей

Для анализа пассивной цепи составляются три варианта её модели:

вариант 1 – представление каждого компонента в виде идеального элемента;

вариант 2 – включение вместо каждого идеального элемента эквивалентной схемы, учитывающей паразитные параметры компонента;

вариант 3 – добавление к схеме паразитных параметров монтажа.

Таким образом, методика анализа цепей состоит из процедур моделирования для трех вариантов.

Моделирование для варианта 1:

1) составить схему цепи;

2) в качестве генератора сигнала установить источник синусоидальной ЭДС амплитудой 1 В. Импеданс генератора равен 50 Ом или импедансу реального источника сигнала для цепи, например импедансу выходного буфера микросхемы;

3) установить нагрузку для цепи. Как правило, это резистор 50 Ом. Либо задаётся импеданс, равный импедансу реальной нагрузки для цепи, например значение импеданса входного буфера микросхемы;

4) задать параметры анализа в частотной области — частотный диапазон, количество частотных точек;

5) выполнить моделирование;

6) вычислить частотные характеристики.

Моделирование для варианта 2:

1) получить многорезонансные модели для каждого компонента;

2) далее аналогично, как описано для варианта 1:

- составить схему цепи;
- установить генератор сигнала и его импеданс;
- установить нагрузку цепи;
- задать параметры анализа;
- выполнить моделирование;
- вычислить коэффициент передачи.

Моделирование для варианта 3:

- 1) вычислить параметры моделей посадочных мест;
- 2) модифицировать модель для варианта 2: добавить модели посадочных мест и установить рассчитанные параметры;
- 3) далее аналогично, как описано для варианта 1: составить схему цепи; установить генератор сигнала и его импеданс; установить нагрузку цепи; задать параметры анализа; выполнить моделирование; вычислить коэффициент передачи.

Для варианта 2 необходимы многорезонансные модели компонентов, которые можно получить у производителей или синтезировать самостоятельно. Чтобы получить модель, необходимо выполнить измерение частотной характеристики коэффициента отражения S_{11} или коэффициента передачи S_{21} . Методика синтеза многорезонансных моделей пассивных компонентов описана в разделе 3. В случае, если нет возможности выполнить измерение, можно использовать эквивалентные схемы, адекватные до частот в области первого резонанса (рис. 2.1).

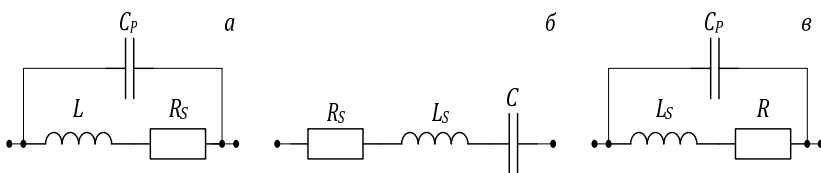


Рисунок 2.1 – Эквивалентные схемы индуктивности (а), конденсатора (б), резистора (в)

Значения паразитных параметров эквивалентной схемы можно либо вычислить из справочных данных, приводимых в спецификации (таких, как резонансные частоты), либо взять известные значения для аналогичного компонента. Аналогичный компонент выбирается исходя из номинала, размера и конфигурации корпуса, а также типа (для конденсаторов, к примеру, это танталовый, электролитический, высокочастотный и т. п.).

2.1.2 Методика вычисления паразитных параметров посадочного места

Для характеристик варианта 3 необходимо вычислить значения паразитных параметров контактных площадок. При схемотехническом моделировании влияние контактных площадок компонента с двумя выводами можно учесть в виде схемы из трёх ёмкостей. Эквивалентная схема представлена на рис. 2.2, где C_{PAD1} , C_{PAD2} – собственные ёмкости контактных площадок; C_M – взаимная ёмкость между двумя контактными площадками.

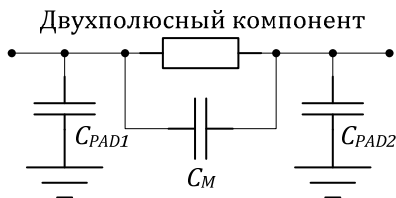


Рисунок 2.2 – Эквивалентная схема контактных площадок посадочного места компонента с двумя сигнальными контактами

Из рис. 2.2 видно, что контактные площадки представляются в виде схемы из элементов с сосредоточенными параметрами. Упрощенно оценить верхнюю рабочую частоту модели контактных площадок можно из соотношения

$$\lambda/10 > l,$$

где l – длина площадки; $\lambda = c/f$; c – скорость света.

Если неравенство выполняется, то контактная площадка считается электрически короткой и её можно представлять в виде схемы из элементов с сосредоточенными параметрами до частоты f .

Для вычисления ёмкости контактных площадок используется система TALGAT [57]. В ней вначале создаётся трёхмерная геометрическая модель посадочного места (рис. 2.3). Для двухсторонней печатной платы задаются следующие параметры: толщина проводников; толщина диэлектрика; относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика ϵ_r . В случае многослойной печатной платы задаются толщины всех слоёв диэлектриков (препреги и ядро), их ϵ_r , толщины слоёв металлизации. Вычисление ёмкостной матрицы выполняется с последовательным учащением сегментации до сходимости её значений элементов.

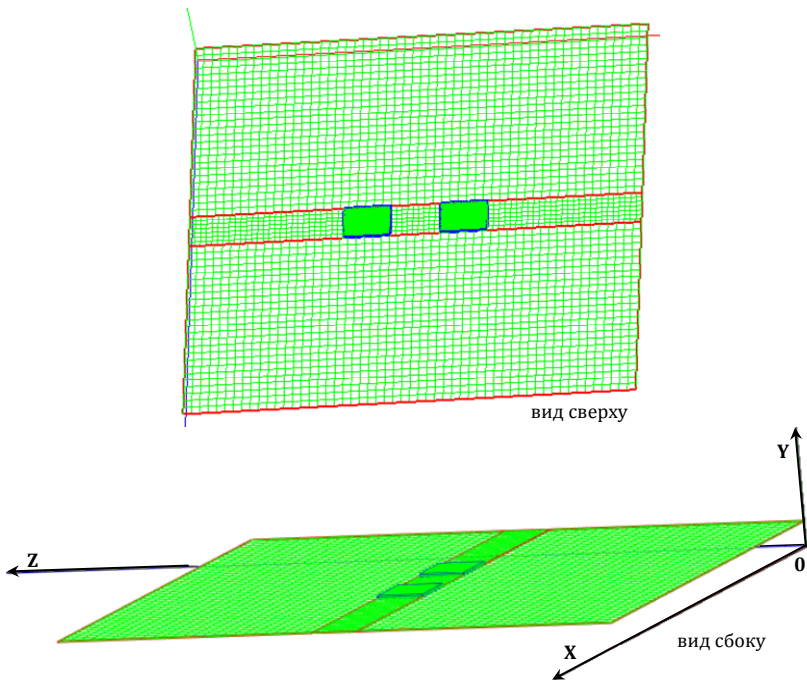


Рисунок 2.3 – Трёхмерная геометрическая модель посадочного места компонента

Затем вычисляется ёмкостная матрица C и матрица ошибок (насколько отличаются друг от друга симметричные внедиагональные элементы, которые теоретически должны быть равны при одинаковых размерах контактных площадок и наличии двух осей симметрии). Если матрица ошибок велика, то вычисление повторяется с увеличением числа сегментов структуры. Из матрицы C (внедиагональные элементы которой отрицательны)

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

по формулам (2.2) и (2.3) вычисляются взаимная и собственные ёмкости контактных площадок:

$$C_M = \frac{|C_{12} + C_{21}|}{2}; \quad (2.2)$$

$$C_{PAD1} = C_{11} - C_M, \quad C_{PAD2} = C_{22} - C_M. \quad (2.3)$$

2.2 Вычисление частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов

В разделе описаны результаты анализа схем из низкочастотных компонентов, но в диапазоне до 40 ГГц и с совместным учётом паразитных параметров компонентов и контактных площадок [56]. Для этого сначала рассмотрено вычисление паразитных параметров, а затем проанализированы четыре цепи из системы автономной навигации космического аппарата: LC-фильтр перед малошумящим усилителем радиотракта (далее – цепь А); фильтр для дифференциального сигнала (цепь Б); согласующая цепь на входе ПАВ-фильтра (цепь В); согласующая цепь на выходе ПАВ-фильтра (цепь Г).

Для каждой цепи вычислены три характеристики по методике из подраздела 2.1: идеальные элементы (*вариант 1*); вместо каждого идеального элемента включается эквивалентная схема, учитывающая паразитные параметры компонента (*вариант 2*); к схеме добавляются паразитные параметры монтажа (*вариант 3*). При вычислениях характеристик цепей и значений паразитных параметров использовалась система TALGAT [58].

Цепь А (LC-фильтр перед малошумящим усилителем радиотракта)

Цепь А (рис. 2.4) состоит из индуктивности LQG18HN4N7S00 [59] и конденсатора K10-79-100В [60]. Для имитации нагрузки и входной цепи в этой и последующих цепях используются резисторы сопротивлением 50 Ом (R_G и R_L). Центральная частота полезного сигнала – 1580 МГц.

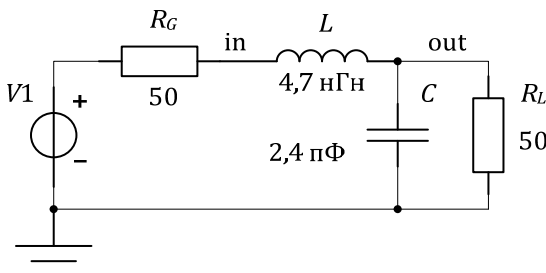


Рисунок 2.4 – Схема цепи А

Вычислены параметры эквивалентных схем компонентов. В спецификации на индуктивность [59] указано, что на час-

тоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 12, индуктивности – 4,7 нГн, а минимальная частота собственного резонанса – 6000 МГц. Для индуктивности добротность определяется как $Q = \frac{\omega L}{R_L}$, для максимального значения внутреннего сопротивления индуктивности

$$R_L^{\max} = \frac{2\pi f L}{Q_{\min}}, \quad (2.4)$$

получим $R_L^{\max} = 0,246$ Ом.

$$\text{Частота резонанса для индуктивности } f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}},$$

тогда, соответственно, для паразитной ёмкости

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_{\text{res}})^2 L}, \quad (2.5)$$

получим $C_p = 0,15$ пФ.

Корпус конденсатора имеет размеры 1,6×0,8 мм и соответствует типоразмеру 0603 для поверхностного монтажа. В спецификации [60] отсутствуют паразитные параметры или иные значения, из которых их можно вычислить. При анализе в качестве паразитных параметров конденсатора взяты значения для аналогичного конденсатора, имеющего такой же размер корпуса: $L_S = 870$ пГн [61], $R_S = 0,004$ Ом взято для конденсатора C0603C105K8PAC (из программы LTspice [62]).

Ёмкости контактных площадок компонентов, рассчитанные по методике из пункта 2.1.2 для реального стека печатной платы бортовой аппаратуры космических аппаратов (геометрические параметры и порядок слоёв диэлектриков и проводников), приведены в табл. 2.1.

На основе полученных данных для цепи А составлены три схемы и вычислен коэффициент передачи (рис. 2.5), по которому вычислены полосы пропускания для каждого варианта: 1) 0–1777 МГц; 2) 0–1564 МГц; 3) 0–1492 МГц. Полосы пропускания для всех цепей рассчитаны по уровню $1/\sqrt{2}$ от локальных максимумов. Видно, что для вариантов 2 и 3 из-за влияния паразитных параметров компонентов полезный сигнал на частоте 1588 МГц не попадает в полосу пропускания фильтра. Для варианта 2 появляется вторая полоса пропускания.

Таблица 2.1 – Значения ёмкостей контактных площадок компонентов

Компонент	Размеры площадки (длина × ширина), мм	Расстояние между площадками, мм	Тип корпуса	Ёмкость площадки, пФ	Взаимная ёмкость, пФ
K10-79-100B	1,4 × 1,8	0,475	0603	0,23	0,03
LQG18HN4N7S00, LQG18HN12NJ00, LQG18HN15NJ00, LQG18HN3N9J00	1,1 × 1	0,6	0603	0,13	0,01
GRM21BR71E225KA73L	1,3 × 1,5	0,6	0805	0,20	0,02
P1-16П-0,125Вт	1,8 × 2,6	0,7	1206	0,37	0,03

На частотах выше 19 ГГц коэффициент передачи приближается к единице. Таким образом, фильтр из ФНЧ становится полосозаграждающим, и через паразитную полосу пропускания могут проходить помехи и нарушать работу схемы. При анализе варианта 3 коэффициент передачи фильтра возрастает даже с несколько большей крутизной, но на частотах больше 10 ГГц стабилизируется на уровне 0,3. Значит, паразитные элементы монтажа могут оказывать положительное влияние на частотные характеристики цепи.

Цепь Б (фильтр для дифференциального сигнала)

Цепь Б (рис. 2.6) состоит из конденсаторов C1 и C2 марки GRM21BR71E225KA73L [63], C3 и C4 марки K10-79-100B, индуктивностей L1 и L2 марки LQM21NN2K2R10 [64]. Данная цепь предназначена для фильтрации дифференциального сигнала, с нагрузкой и входной цепью сопротивлением 1 кОм, для их имитации включаются по два резистора сопротивлением 500 Ом (R_{Ga} и R_{Gb} , R_{La} и R_{Lb}). Частота среза цепи по исходным данным составляет 25 МГц [65].

Для конденсатора GRM21BR71E225KA73L производитель предоставляет широкополосную модель. Для конденсатора K10-79-100B параметры эквивалентной схемы взяты такие же, как для цепи А.

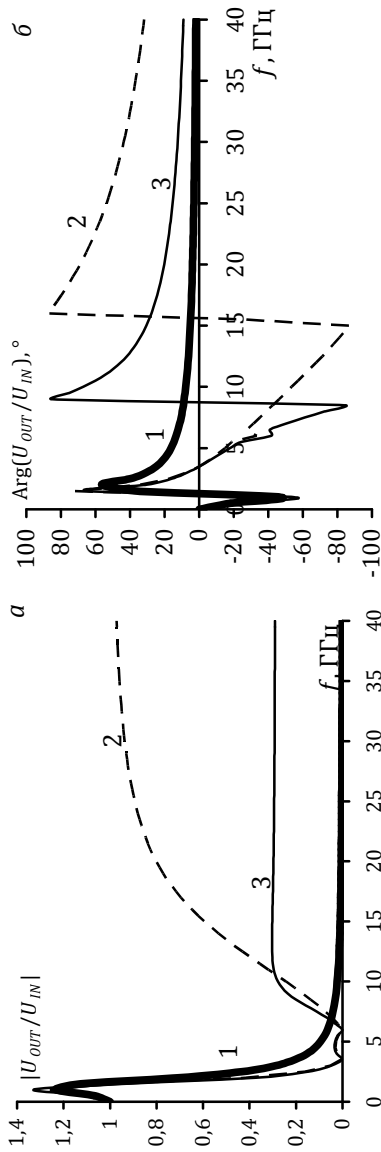


Рисунок 2.5 – АЧХ (а), ФЧХ (б) для цепи А:1 – вариант 1; 2 – вариант 2; 3 – вариант 3

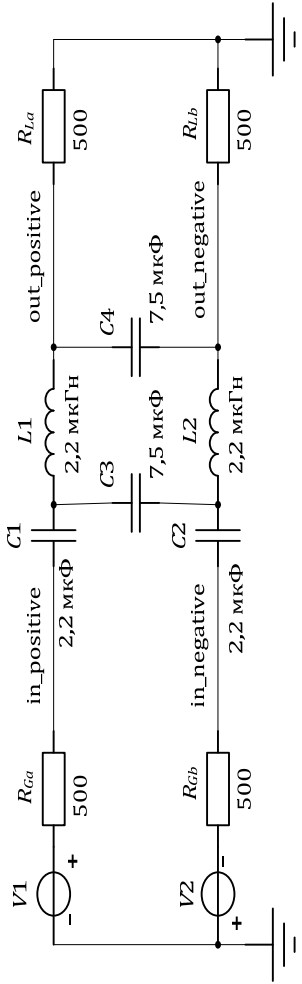


Рисунок 2.6 – Схема цепи Б

В спецификации на индуктивность [64] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 45, индуктивности – 2,2 мкГн, а минимальная частота собственного резонанса равна 71 МГц. По (2.4) $R_L = 3,072$ Ом, а по (2.5) $C_P = 2,284$ пФ. Ёмкость контактных площадок приведена в табл. 2.1. Коэффициент передачи рассчитан по формуле

$$K = |U_{OUT}/U_{IN}| = |(out_positive-out_negative)/(in_positive-in_negative)| \text{ (рис. 2.7).}$$

При варианте 1 полоса пропускания цепи 0–33 МГц, резонанс на $f = 25$ МГц, $K = 1,397$.

При варианте 2 полоса пропускания цепи содержит 4 участка: 1) 0–37 МГц; 2) 2,541–2,643 ГГц; 3) 5,168–5,379 ГГц; 4) 8,838–16,282 ГГц. Резонансы: 1) $K = 0,995$, $f = 9$ МГц, 2) $K = 2,115$, $f = 2,597$ ГГц, 3) $K = 3,390$, $f = 5,266$ ГГц, 4) $K = 0,868$, $f = 10,067$ ГГц.

При варианте 3 полоса пропускания цепи содержит 4 участка: 1) 0–37 МГц; 2) 2,508–2,614 ГГц; 3) 5,041–5,204 ГГц; 4) 16,175–16,739 ГГц. Резонансы: 1) $K = 1$, $f = 14$ МГц; 2) $K = 2,107$, $f = 2,566$ ГГц; 3) $K = 4$, $f = 5,117$ ГГц; 4) $K = 13,957$, $f = 16,461$ ГГц.

Полезный сигнал на частоте 25 МГц проходит для всех вариантов схем, но паразитные параметры вызвали появление трех полос пропускания на высоких частотах. При сравнении варианта 3 и варианта 2 выявлено появление резонанса в полосе 10–20 ГГц и снижение коэффициента передачи в полосе 21–40 ГГц.

Цепь В (согласующая цепь на входе ПАВ-фильтра)

Цепь В (рис. 2.8) состоит из конденсаторов C_1 и C_2 марки К10-79-100В, резистора P1-16П-0,125 Вт [66] и индуктивностей L_1 и L_2 марок LQG18HN15NJ00 и LQG18HN12NJ00, соответственно.

Резистор имеет корпус типоразмера 1206 для поверхностного монтажа. В технической документации [66] отсутствуют паразитные параметры. Для резистора паразитные параметры приняты равными $L_S = 8,858$ мкГн, $C_P = 58,224$ фФ (взяты для резистора CR1206 номиналом 10 кОм на частоте 1 МГц [67]).

В спецификации на индуктивность L_2 [59] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 12, индуктивности – 12 нГн, а минимальная частота собственного резонанса – 3000 МГц. По формулам (2.4) $R_L = 0,628$ Ом, по (2.5) $C_P = 234,54$ пФ. Для L_1 $Q = 12$, $L = 15$ нГн, $f_{ИЗМ} = 100$ МГц, $f_{РЕЗ} = 2800$ МГц, получим $R_L = 0,785$ Ом и $C_P = 215,394$ пФ. Для конденсатора К10-79-100В параметры эквивалентной схемы взяты такие же, как для цепи А. Ёмкость контактных площадок приведена в табл. 2.1. Коэффициент передачи K для трех вариантов цепи В приведён на рис. 2.9.

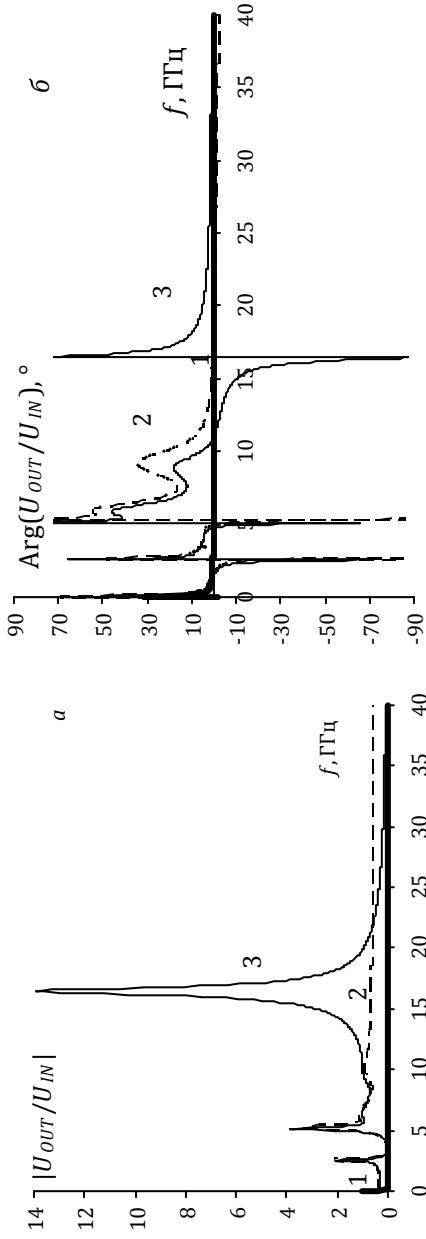


Рисунок 2.7 – АЧХ (а), ФЧХ (б) для цепи Б: 1 – вариант 1; 2 – вариант 2; 3 – вариант 3

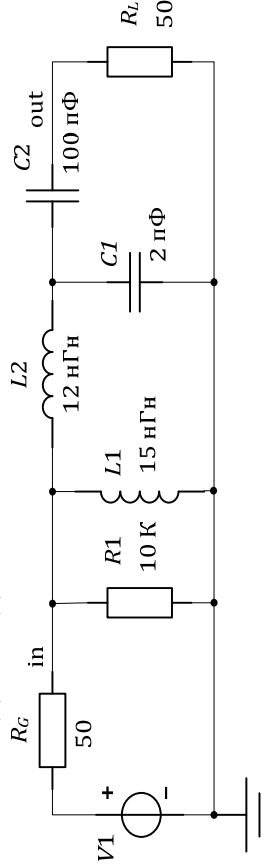


Рисунок 2.8 – Схема цепи В

Данная цепь является входной по отношению к ПАВ-фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75–1643,75 МГц.

При варианте 1 полоса пропускания цепи составляет 28,6 МГц – 901,68 МГц, при этом есть резонанс $K = 1,027$ на частоте $f = 207,5$ МГц.

При варианте 2 полоса пропускания цепи имеет три области: 1) 31,7 МГц – 89,2 МГц; 2) 112,7 МГц – 3,8 ГГц; 3) 3,831 ГГц – 3,8321 ГГц, и есть пять резонансов: 1) $K = 1,021$ на $f = 80,17$ МГц; 2) минимум на $f = 94,84$ МГц; 3) $K = 0,991$ на $f = 639,7$ МГц; 4) минимум на $f = 3,811$ ГГц; 5) $K = 36,17$ на $f = 3,832$ ГГц.

При варианте 3 полоса пропускания цепи имеет три области: 1) 32 МГц – 90 МГц; 2) 105 МГц – 3,779 ГГц; 3) 3,831 ГГц – 3,832 ГГц. Есть пять резонансов: 1) $K = 1,027$ на $f = 80,72$ МГц; 2) минимум на $f = 94,76$ МГц; 3) $K = 0,993$ на $f = 2,27$ ГГц; 4) минимум на $f = 3,832$ ГГц; 5) $K = 38,65$ на $f = 3,832$ ГГц.

Полезный сигнал на частоте 1588,75 МГц не попадает в полосу для схемы варианта 1, однако для схем вариантов 2, 3 полезный сигнал проходит. При сравнении варианта 3 с вариантом 2 обнаружено появление резонанса в полосе 2–10 ГГц и снижение коэффициента передачи в полосе 16–40 ГГц.

Цепь Г (согласующая цепь на выходе ПАВ-фильтра)

Цепь Г (рис. 2.10) состоит из двух конденсаторов марки К10-79-100В и индуктивности LQG18HN3N9J00.

В спецификации на индуктивность [59] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 12, индуктивности – 3,9 нГн, а минимальная частота собственного резонанса – 6000 МГц. По формулам (2.4) $R_L = 0,2$ Ом, (2.5) $C_P = 0,18$ пФ. Для конденсатора К10-79-100В параметры эквивалентной схемы взяты такие же, как для цепи А. Ёмкость контактных площадок приведена в табл. 2.1. Коэффициент передачи для трех вариантов цепи Г приведён на рис. 2.11.

Данная цепь является выходной по отношению к ПАВ-фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75–1643,75 МГц. При варианте 1 полоса пропускания цепи составляет 25 МГц – 2,069 ГГц. При варианте 2 есть два резонанса: 1) $K = 0,972$ на $f = 280,2$ МГц; 2) $K = 6,895$ на $f = 2,291$ ГГц. Полоса пропускания начинается с 30,13 МГц, но после 2,091 ГГц характеристика не только не затухает, но и переходит в резонанс. Затухание ($K < 1$) наступает только на частоте больше 2,5 ГГц. Соответственно, в области частот 2,091–2,5 ГГц не происходит фильтрация сигналов.

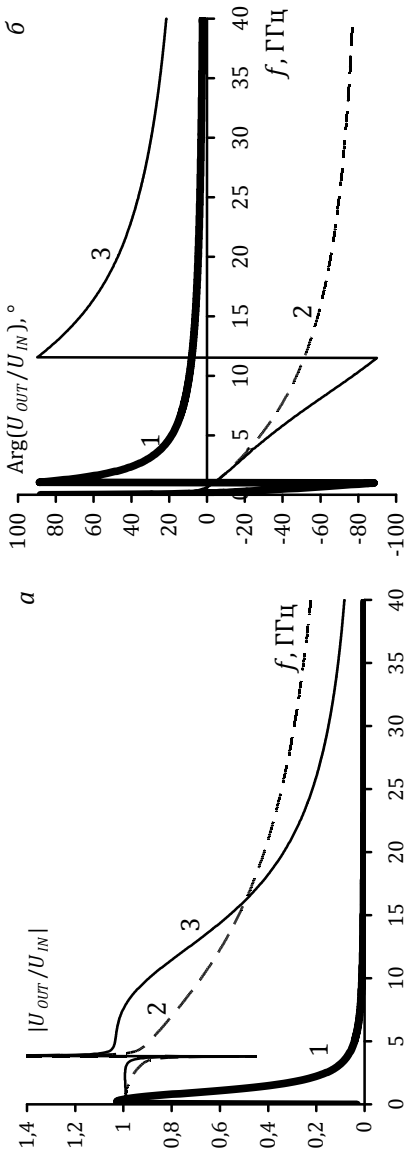


Рисунок 2.9 – АЧХ (а), ФЧХ (б) для цепи В: 1 – вариант 1; 2 – вариант 2; 3 – вариант 3

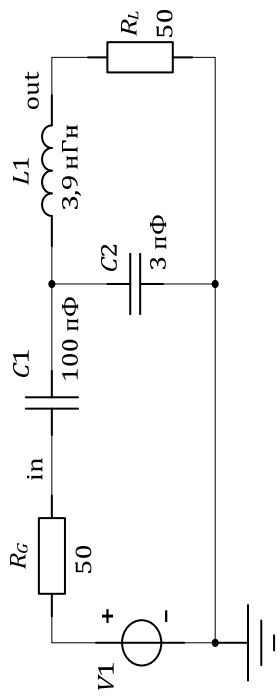


Рисунок 2.10 – Схема цепи Г

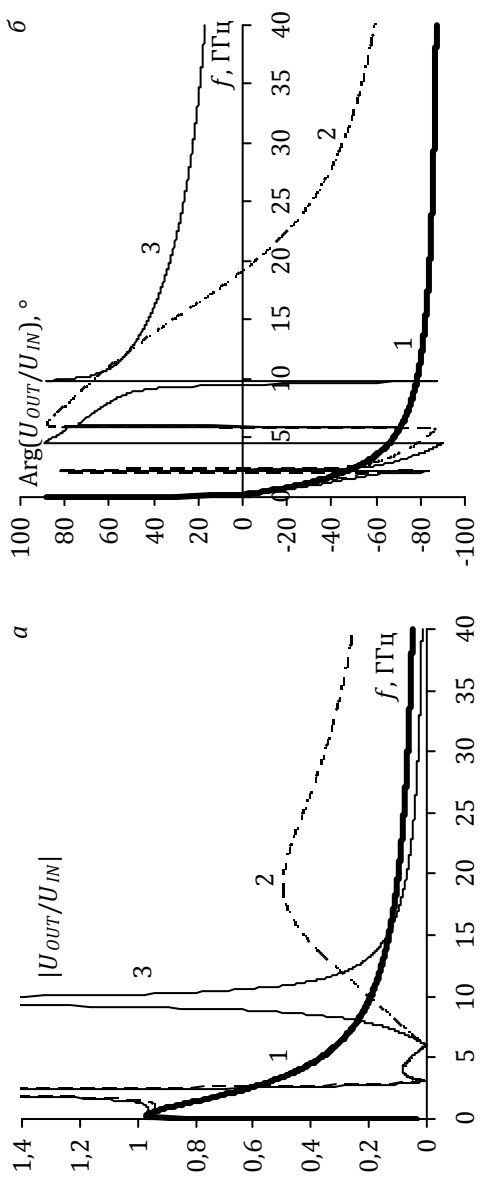


Рисунок 2.11 – АЧХ (а), ФЧХ (б) для цепи Г: 1 – вариант 1; 2 – вариант 2; 3 – вариант

При варианте 3 полоса пропускания цепи состоит из двух участков: 1) 2,193–2,291 ГГц; 2) 9,484–9,802 ГГц. Соответствующие резонансы: 1) $K = 6,65$ на частоте 2,25 ГГц; 2) $K = 3,5$ на частоте 9,64 ГГц.

Данная цепь является выходной по отношению к ПАВ-фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75 – 1643,75 МГц. Полезный сигнал проходит как в случае идеальных, так и в случае паразитных параметров. При сравнении вариантов 3 и 2 выявлено появление резонанса в полосе 7–11 ГГц и снижение коэффициента передачи в полосе 11–40 ГГц.

Итоги подраздела. Описано вычисление паразитных параметров компонентов и монтажа бортовой аппаратуры космических аппаратов. Исследованы частотные характеристики четырех частотно-избирательных цепей. *Для варианта 1* полезный сигнал не проходит только для одной цепи (входная цепь фильтра на ПАВ). *Для варианта 2* наблюдается как расширение, так и сужение основной полосы пропускания, но при этом добавляются паразитные резонансы и полосы пропускания на высоких частотах. *В варианте 3* обнаружено, что на частотах в десятки гигагерц улучшается фильтрация сигнала, так как коэффициент передачи затухает быстрее. Для трёх из четырёх исследованных цепей вариант 3 усиливает один из резонансов, что приводит к расширению одной из паразитных полос пропускания.

Таким образом, при схемотехническом моделировании на этапе разработки схемы, когда топология печатной платы ещё не разрабатывается, важно учитывать паразитные параметры компонентов и монтажа, даже на первый взгляд, несущественные по значению. Такой учёт позволит более точно сформулировать ограничения и рекомендации для топологии печатной платы, элементов экранирования и защиты, а также для компоновки блоков.

2.3 Моделирование вариантов микроразделов делителя мощности

В подразделе приводится описание процесса анализа микроразделов делителя мощности. Топология делителя на печатной плате в радиотехническом блоке аппаратуры радионавигации, расположенном на верхнем слое (TOP), представлена на рис. 2.12. Параметры делителя, указанные в САПР: ширина

проводников $w = 0,75$ мм, толщина проводников $t = 0,065$ мм (согласно [68]), длина плеча LLTRA1 равна 21,7 мм, длина плеча LLTRA2 – 19 мм, длина LLTRA3 – 10,8 мм, длина LLTRA4 – 24,6 мм, $R7 = 100$ Ом.

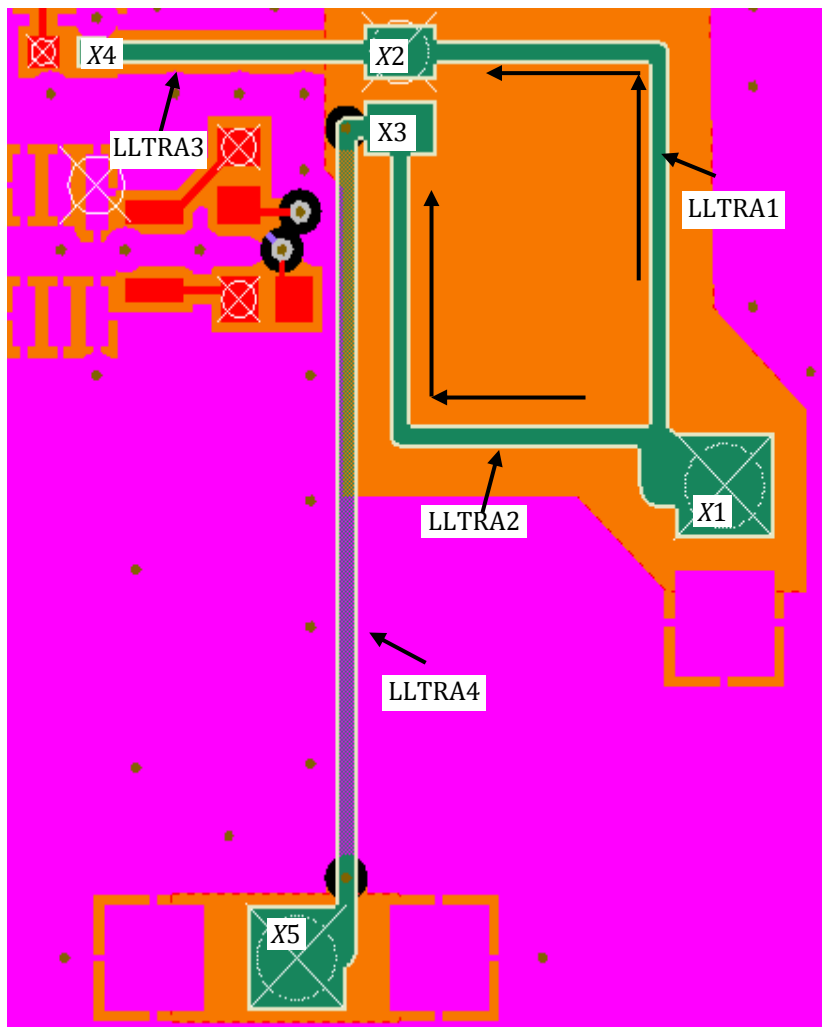


Рисунок 2.12 – Топология микрополоскового делителя на печатной плате

Согласно [65] волновое сопротивление проводников LLTRA3, LLTRA4 должно быть равно 50 Ом, а проводников LLTRA1 = LLTRA2 = $50\sqrt{2}$ Ом.

Для вычисления волнового сопротивления в TALGAT построены поперечные сечения для LLTRA1 и LLTRA2 (рис. 2.13) и LLTRA3 и LLTRA4 (рис. 2.14). При построении структур учитывались параметры, указанные в Altium Designer, а также расположение сплошного металлического слоя Mid-Layer 1 под делителем на расстоянии 0,1446 мм (толщина препрега).

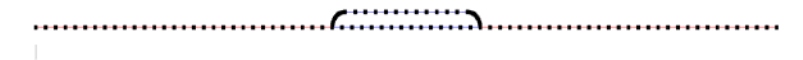


Рисунок 2.13 – Поперечное сечение плеч делителя LLTRA1 и LLTRA2 в TALGAT

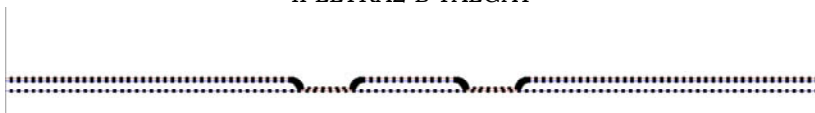


Рисунок 2.14 – Поперечное сечение выходов делителя LLTRA3 и LLTRA4 в TALGAT

В результате вычислений в TALGAT волновое сопротивление для LLTRA1 и LLTRA2 равно 24,7 Ом, погонная задержка – 6,2 нс/м, а для LLTRA3 и LLTRA4 – 24 Ом и 6,1 нс/м соответственно. Из полученных результатов видно, что значения волновых сопротивлений почти в 2–3 раза меньше требуемых.

Для оценки влияния выявленных расхождений волновых сопротивлений на работу схемы в TALGAT и Altium Designer выполнен частотный анализ в диапазоне от 0 до 10 ГГц при амплитуде входного сигнала 2 В. Моделирование выполнялось в двух вариантах. *Вариант 1* – волновое сопротивление трасс LLTRA3, LLTRA4 равно 50 Ом, а для LLTRA1 = LLTRA2 – $50\sqrt{2}$ Ом, длина трасс LLTRA1 и LLTRA2 при центральной частоте $f_0 = 1,588$ ГГц и погонной задержке 5,68 нс/м должна быть равна четверти длины волны

$$l = \frac{1}{4 \cdot f_0 \cdot \tau} = \frac{1}{4 \cdot 1,588 \cdot 10^9 \cdot 5,68 \cdot 10^{-9}} \approx 0,028 \text{ м} . \quad (2.6)$$

Вариант 2 – на основе параметров, указанных в Altium Designer.

При моделировании в Altium Designer и TALGAT использовались следующие параметры:

для варианта 1:

LLTRA1 и LLTRA2: $Z = 70,72$ Ом (волновое сопротивление);
 $T = 161,29$ пс (задержка в линии $l = 0,028$ м);

LLTRA3: $Z = 50$ Ом (волновое сопротивление); $T = 62,64$ пс
(задержка в линии $l = 0,0108$ м);

LLTRA4: $Z = 50$ Ом; $T = 142,825$ пс (задержка в линии $l = 0,024$ м);

для варианта 2:

LLTRA1: $Z = 24,72$ Ом; $T = 134,963$ пс (задержка в линии $l = 21,7$ мм);

LLTRA2: $Z = 24,72$ Ом; $T = 134,963$ пс (задержка в линии $l = 19$ мм);

LLTRA3: $Z = 24$ Ом; $T = 67,446$ пс (задержка в линии $l = 0,0108$ м);

LLTRA4: $Z = 24,2$ Ом; $T = 152,595$ пс (задержка в линии $l = 0,024$ м). Параметры элементов $R7 = 100$ Ом, $A2L10 = 4,7$ нГн, $A2C20 = 2,4$ пФ, $R_g = 50$ Ом.

Моделирование проводилось в двух вариантах для нескольких схем:

Схема I: делитель мощности с $R7 = 100$ Ом, сопротивления нагрузки – 50 Ом (рис. 2.15).

Схема II: делитель мощности с $R7 = 100$ Ом, трассы LLTR3, LLTR4, сопротивления нагрузки – 50 Ом (рис. 2.20).

Схема III: делитель мощности с $R7 = 100$ Ом, трассы LLTR3, LLTR4, фильтр на элементах $A2L10 = 4,7$ нГн и $A2C20 = 2,4$ пФ, сопротивления нагрузки – 50 Ом (рис. 2.25)

Схема IV: делитель мощности с $R7 = 100$ Ом (с учётом паразитных параметров нагрузки $L_S = 2$ нГн, $C_P = 0,05$ пФ [69, р. 38]), трассы LLTR3, LLTR4, фильтр на элементах $A2L10 = 4,7$ нГн и $A2C20 = 2,4$ пФ (с учётом паразитных параметров фильтра, см. подразд. 2.2, цепь А), сопротивления нагрузки – 50 Ом (рис. 2.30).

2.3.1 Делитель на идеальных элементах

Результаты, полученные в Altium Designer, представлены для варианта 1 (рис. 2.16) и варианта 1 (рис. 2.17), в TALGAT с возможностью сравнения вариантов: для модуля (рис. 2.18) и фазы (рис. 2.19). Значения модуля частотного отклика на $f_0 = 1,588$ ГГц сведены в табл. 2.2: значения, полученные в Altium Designer и TALGAT, почти совпадают. Значения для X2 и X3 совпадают при вариантах 1 для обеих программ, а значения для варианта 2 в среднем на 24 % меньше, чем для варианта 1.

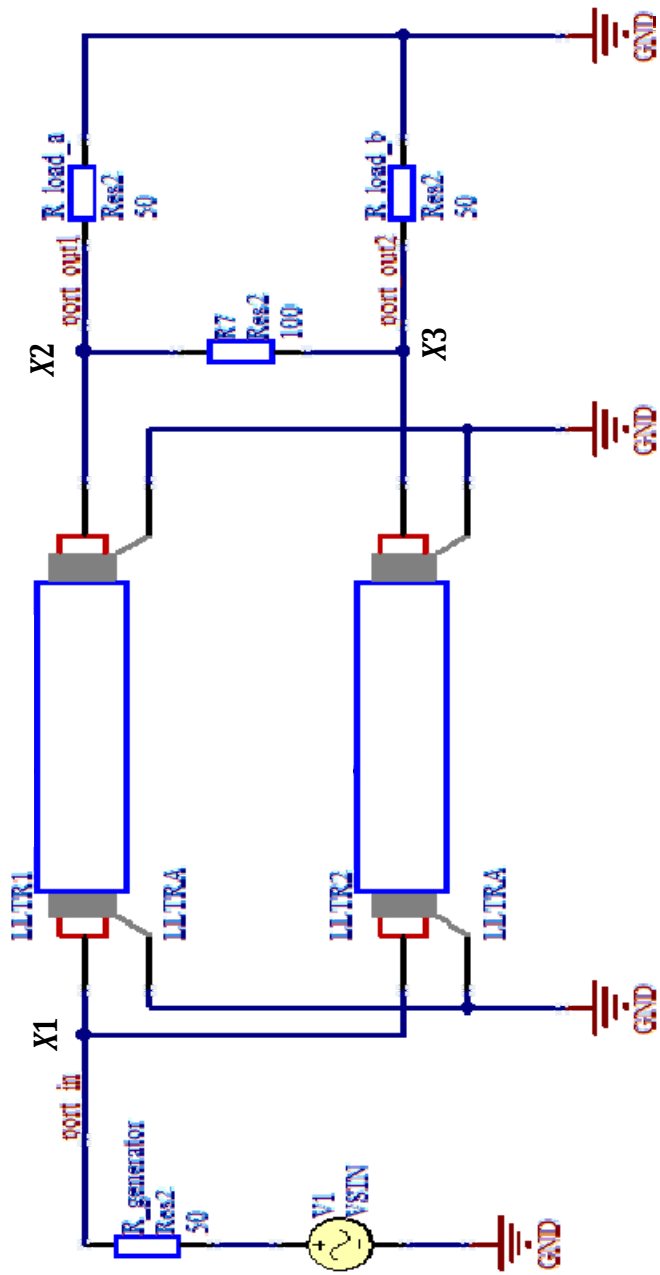


Рисунок 2.15 – Схема 1. Делитель мощности с $R7=100$ Ом, сопряжения нагрузки – 50 Ом

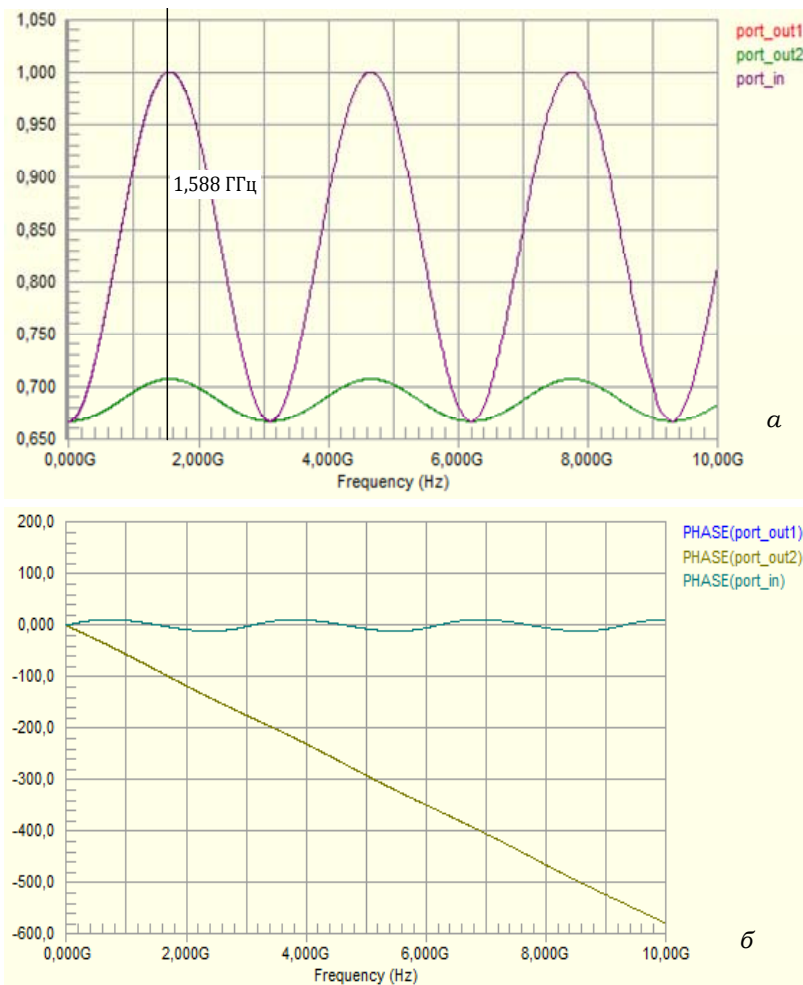


Рисунок 2.16 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы I и варианта 1: а – модуль (В, ГГц); б – фаза (градусы, ГГц)

Таблица 2.2 – Значения модуля частотного отклика при гармоническом воздействии на частоте $f_0 = 1,588$ ГГц для схемы I

Название программы	Вариант 1		Вариант 2	
	X2, В	X3, В	X2, В	X3, В
Altium Designer	0,707	0,707	0,47	0,45
TALGAT	0,707	0,707	0,48	0,47

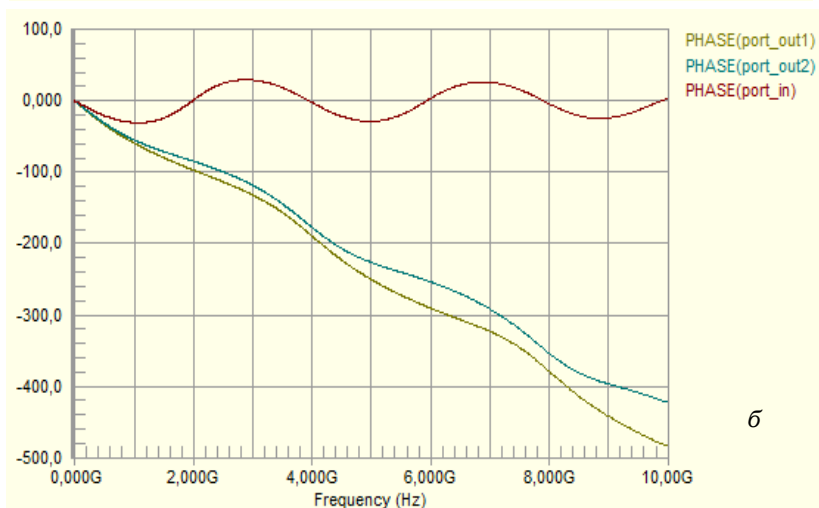
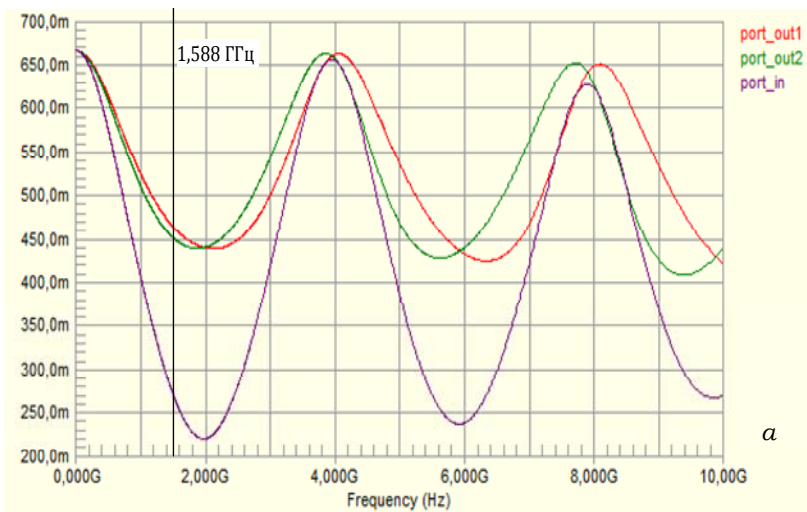


Рисунок 2.17 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы 1 и варианта 2: *а* – модуль (В, ГГц); *б* – фаза (градусы, ГГц)

2.3.2 Делитель с выходными трассами

Результаты, полученные в Altium Designer, представлены на рис. 2.21 (вариант 1) и рис. 2.22 (вариант 2), а в TALGAT с возможностью сравнения вариантов: для модуля на рис. 2.23 и фазы – на рис. 2.24.

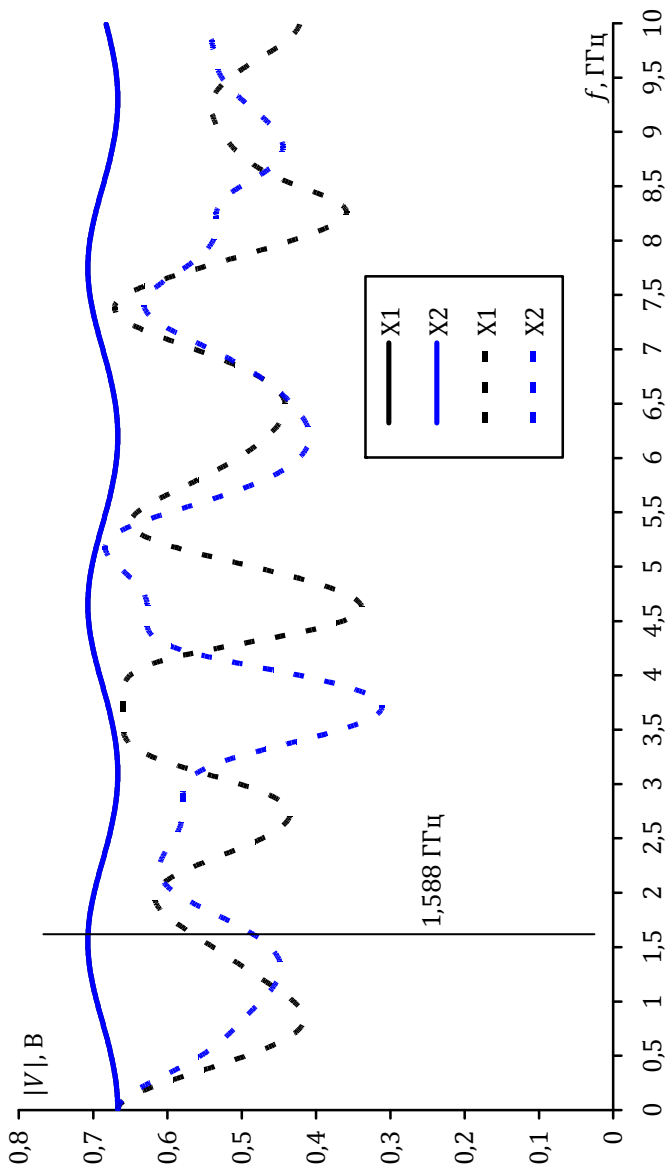


Рисунок 2.18 – Модуль частотного отклика в TALGAT для схемы 1: вариант 1 (-), вариант 2 (- -)

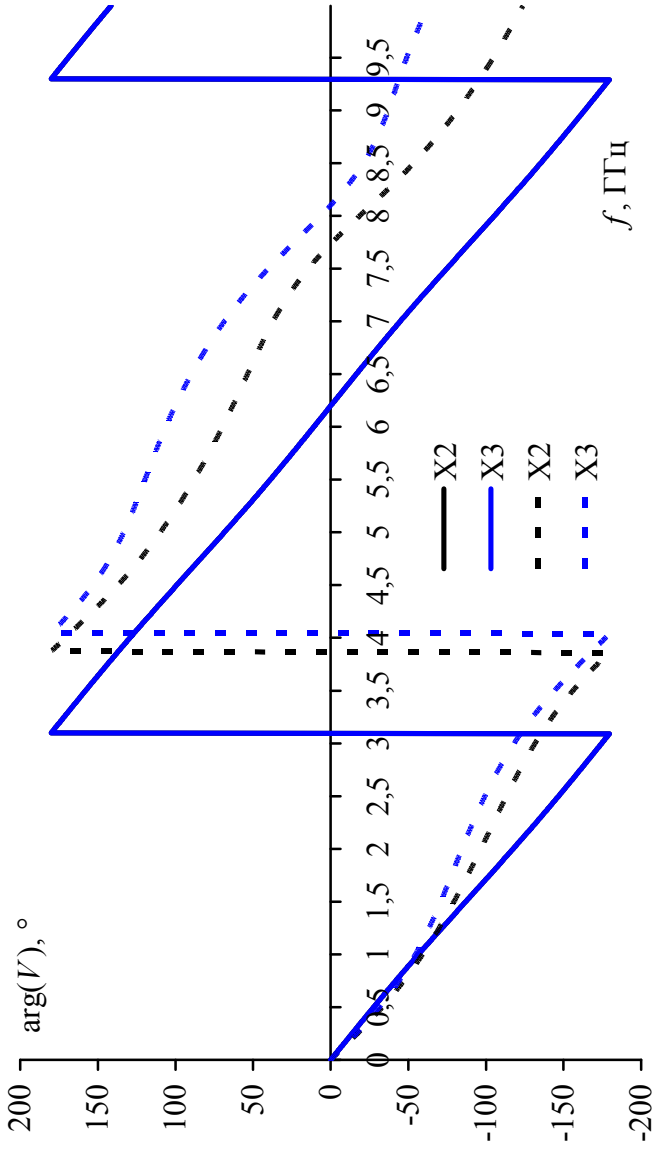


Рисунок 2.19 – Фаза частотного отклика в TALGAT для схемы I:
 вариант 1 (-), вариант 2 (- -)

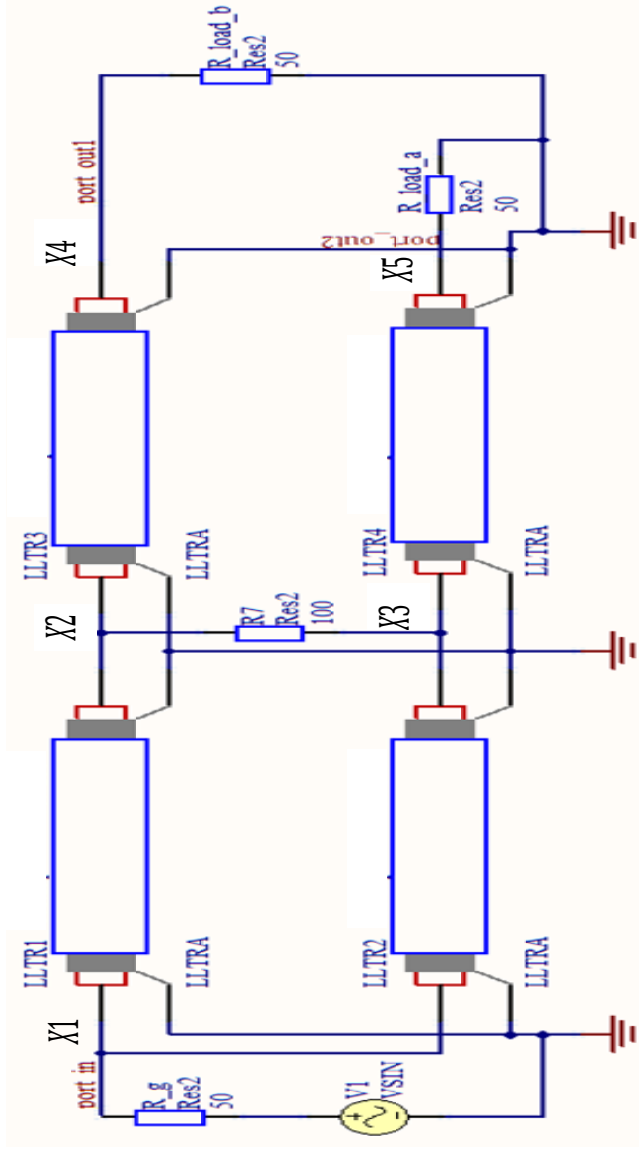


Рисунок 2.20 – Схема П. Делитель мощности с $R7=100$ Ом, трассы LLTR3, LLTR4, LLTR4, LLTR4, LLTR4, сопротивления нагрузки – 50 Ом

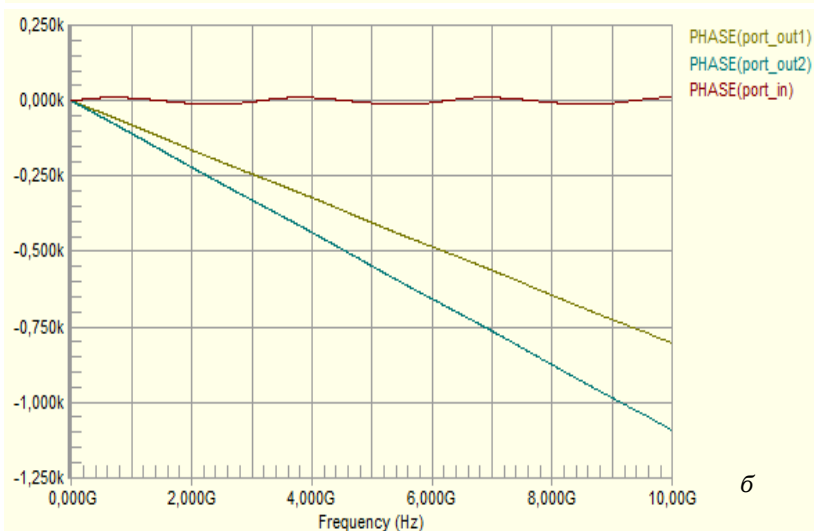
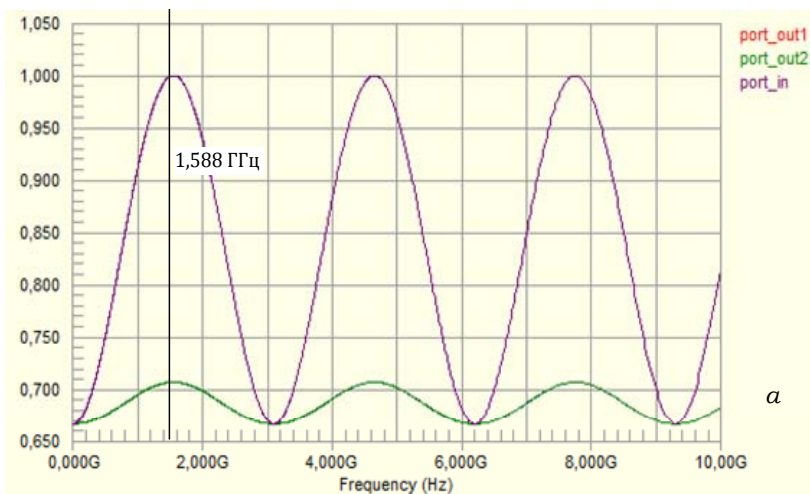
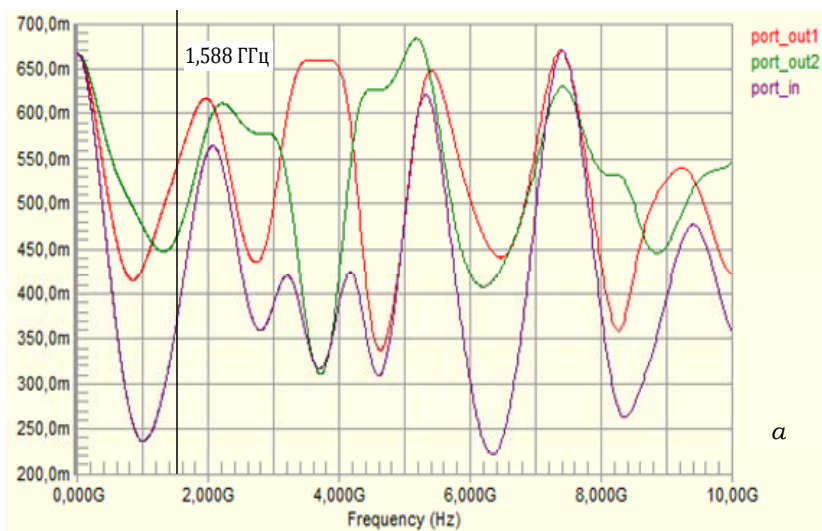
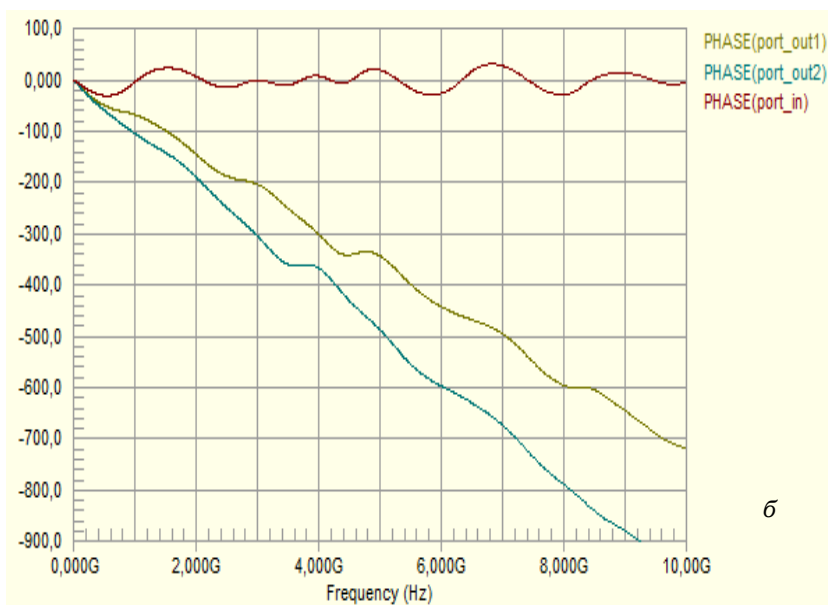


Рисунок 2.21 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы П и варианта 1: а – модуль (В, ГГц); б – фаза (градусы, ГГц)

Значения модуля частотного отклика на $f_0 = 1,588$ ГГц сведены в табл. 2.3. Из них видно, что значения, полученные в Altium Designer и TALGAT, почти совпадают. Значения в узлах X4 и X5 совпадают в варианте 1 для обеих программ, а значения в варианте 2 меньше, чем для варианта 1 в среднем на 14 % – X4 и 23 % – X5.



a



б

Рисунок 2.22 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы II и варианта 2: *a* – модуль (В, Гц); *б* – фаза (градусы, Гц)

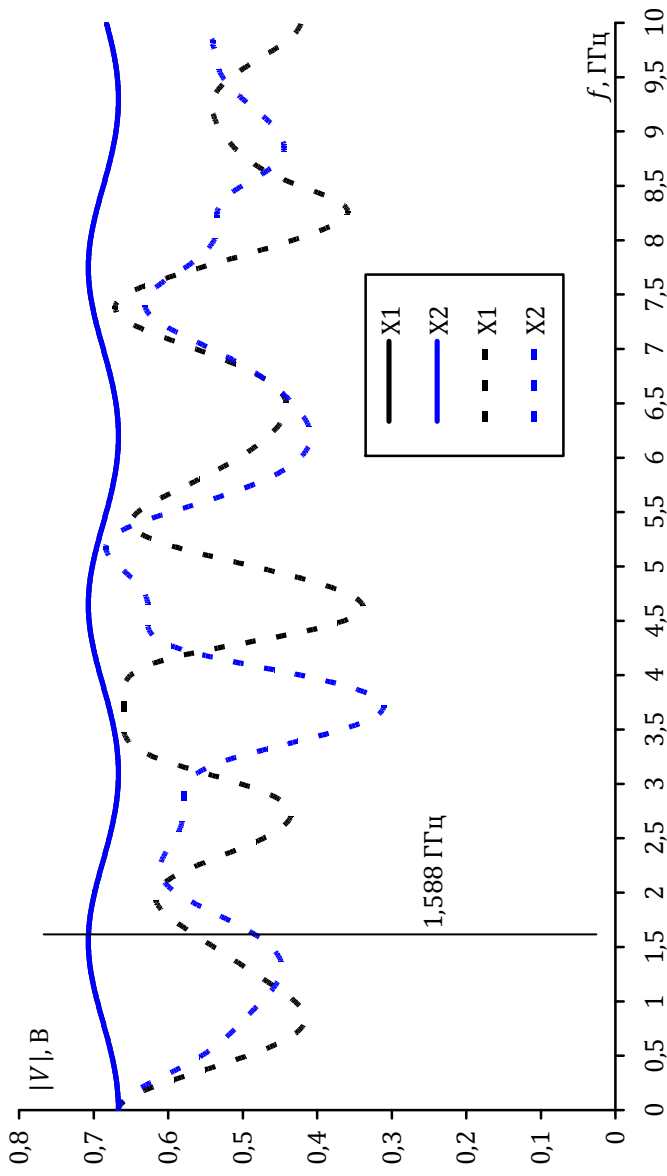


Рисунок 2.23 – Модуль частотного отклика в TALGAT для схемы II:
 вариант 1 (—), вариант 2 (---)

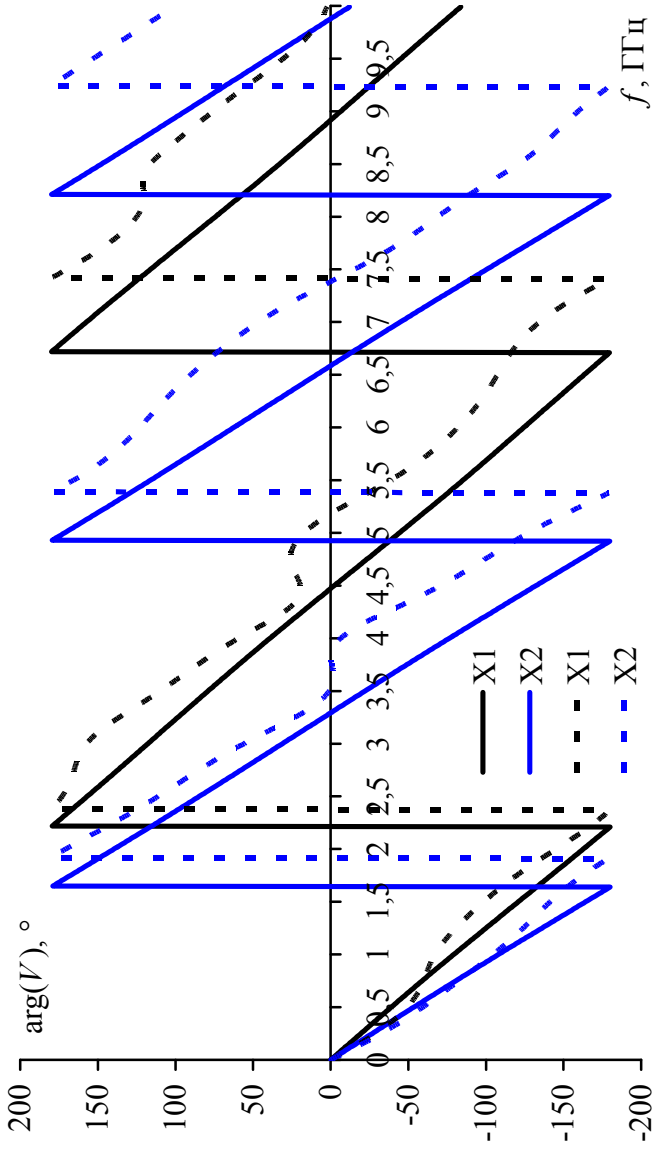


Рисунок 2.24 – Фаза частотного отклика в TALGAT для схемы II:
 вариант 1 (—), вариант 2 (---)

Таблица 2.3 – Значения модуля частотного отклика при гармоническом воздействии на частоте $f_0 = 1,588$ ГГц для схемы II

Название программы	Вариант 1		Вариант 2	
	X4, В	X5, В	X4, В	X5, В
Altium Designer	0,707	0,707	0,55	0,48
TALGAT	0,707	0,707	0,57	0,48

2.3.3 Делитель с выходными трассами и LC-фильтром

Результаты, полученные в Altium Designer, представлены на рис. 2.26 (вариант 1) и рис. 2.27 (вариант 2), а в TALGAT с возможностью сравнения вариантов: для модуля на рис. 2.28 и фазы – на рис. 2.29

Значения модуля частотного отклика на $f_0 = 1,588$ ГГц сведены в табл. 2.4. Из них видно, что значения, полученные в Altium Designer и TALGAT, при добавлении в схему фильтра отличаются на 10 % для варианта 1 и 5 % – для варианта 2. Значения для варианта 2 меньше, чем для варианта 1 в среднем на 9 % – X5 и 26 % – X6.

Таблица 2.4 – Значения модуля частотного отклика при гармоническом воздействии на частоте $f_0 = 1,588$ ГГц для схемы III

Название программы	Вариант 1		Вариант 2	
	X5, В	X6, В	X5, В	X6, В
Altium Designer	0,73	0,62	0,48	0,55
TALGAT	0,61	0,70	0,53	0,44

2.3.4 Делитель с выходными трассами и LC-фильтром с учётом паразитных параметров

Результаты, полученные в Altium Designer, представлены на рис. 2.31 (вариант 1) и рис. 2.32 (вариант 2), а в TALGAT с возможностью сравнения вариантов: для модуля на рис. 2.33 и фазы – на рис. 2.34.

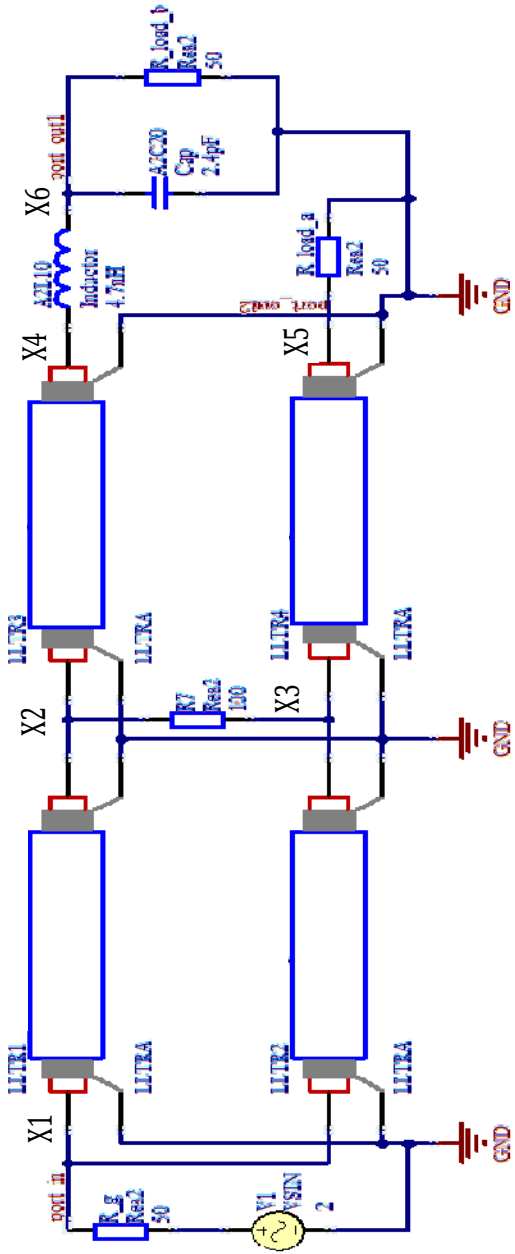
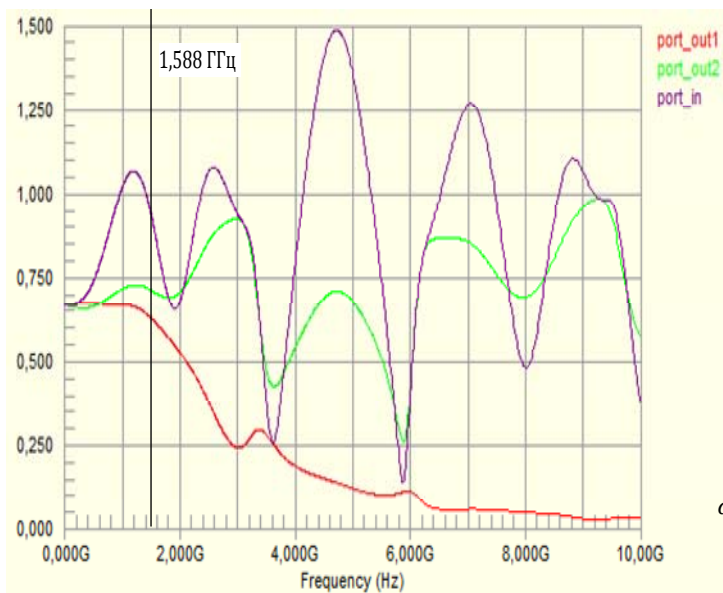
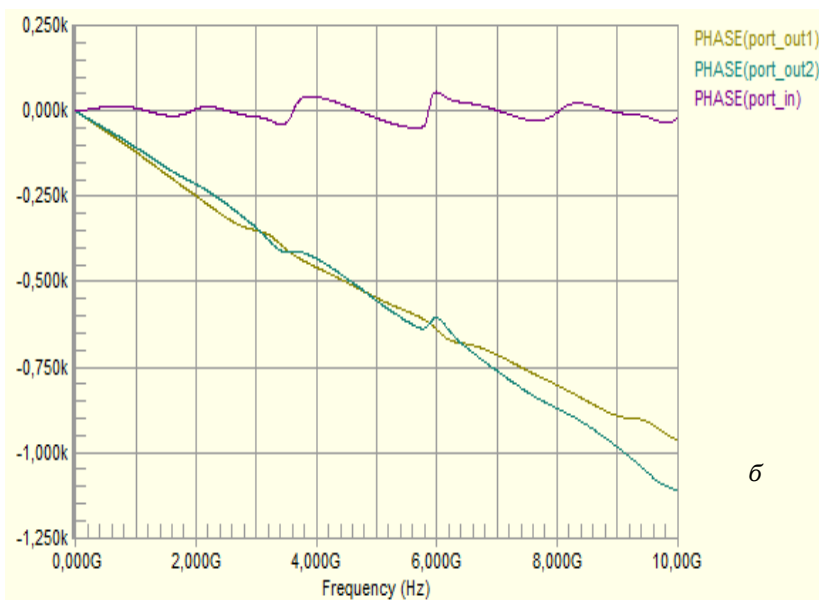


Рисунок 2.25 – Схема III. Делитель мощности с $R7=100$ Ом, трассы LLTR3, LLTR4, фильтр на элементах $A2L10 = 4,7$ нГн и $A2C20 = 2,4$ пФ, сопротивляения нагрузки – 50 Ом

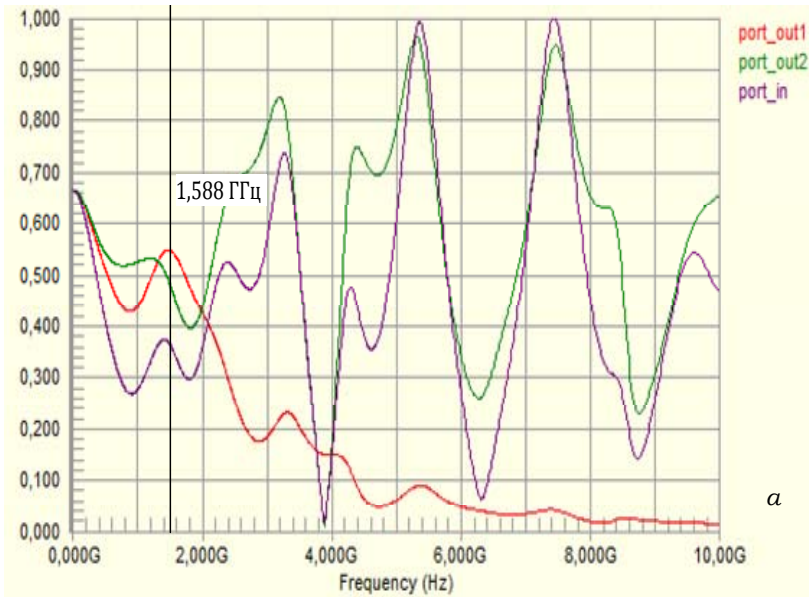


a

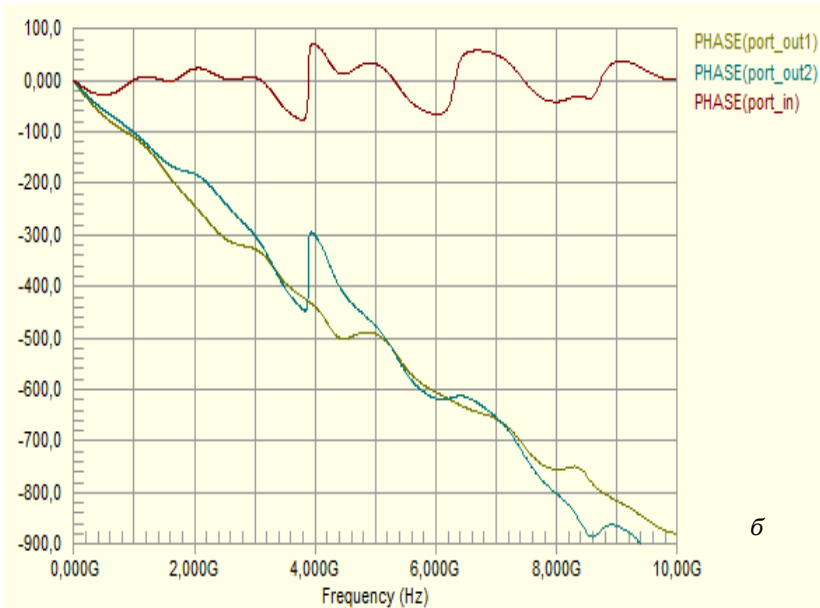


б

Рисунок 2.26 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы III и варианта 1: *a* – модуль (В, ГГц); *б* – фаза (градусы, ГГц)



a



б

Рисунок 2.27 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы III и варианта 2: *a* – модуль (В, ГГц); *б* – фаза (градусы, ГГц)

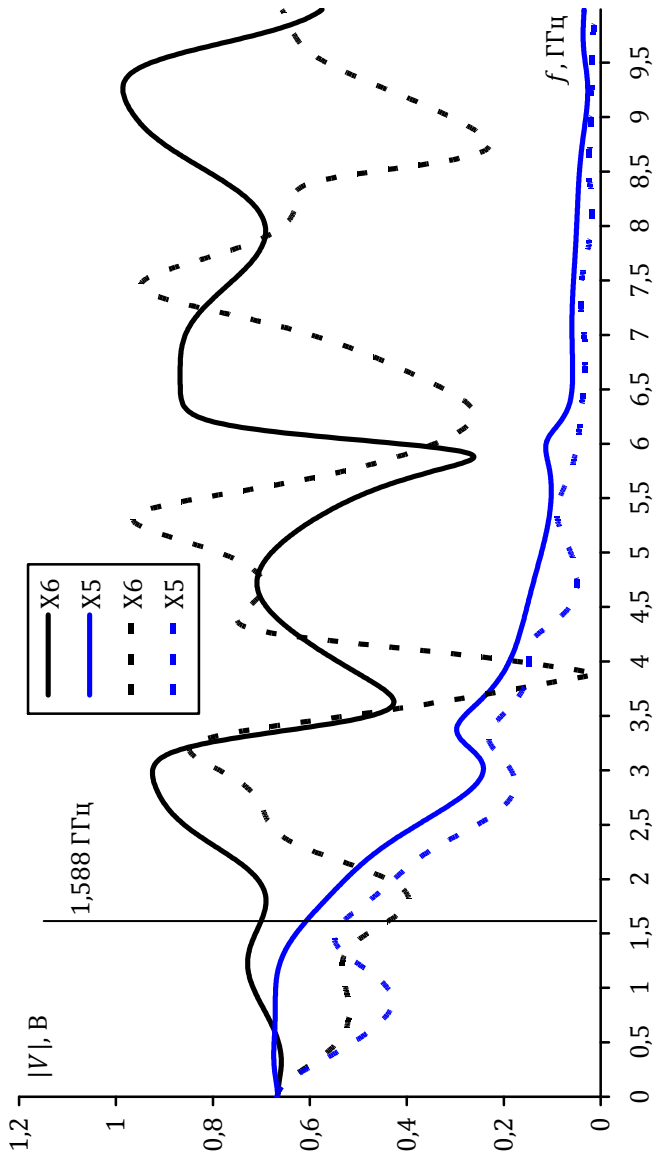


Рисунок 2.28 – Модуль частотного отклика в TALGAT для схемы III:
 вариант 1 (-), вариант 2 (- -)

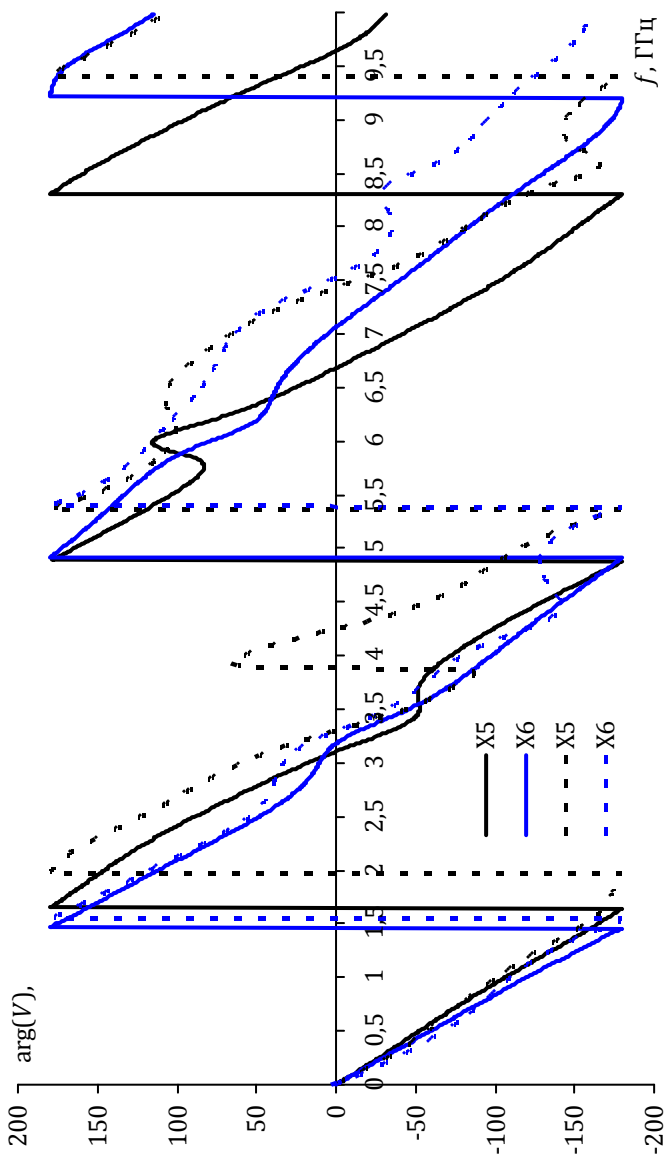


Рисунок 2.29 – Фаза частотного отклика в TALGAT для схемы III:
 вариант 1 (—), вариант 2 (---)

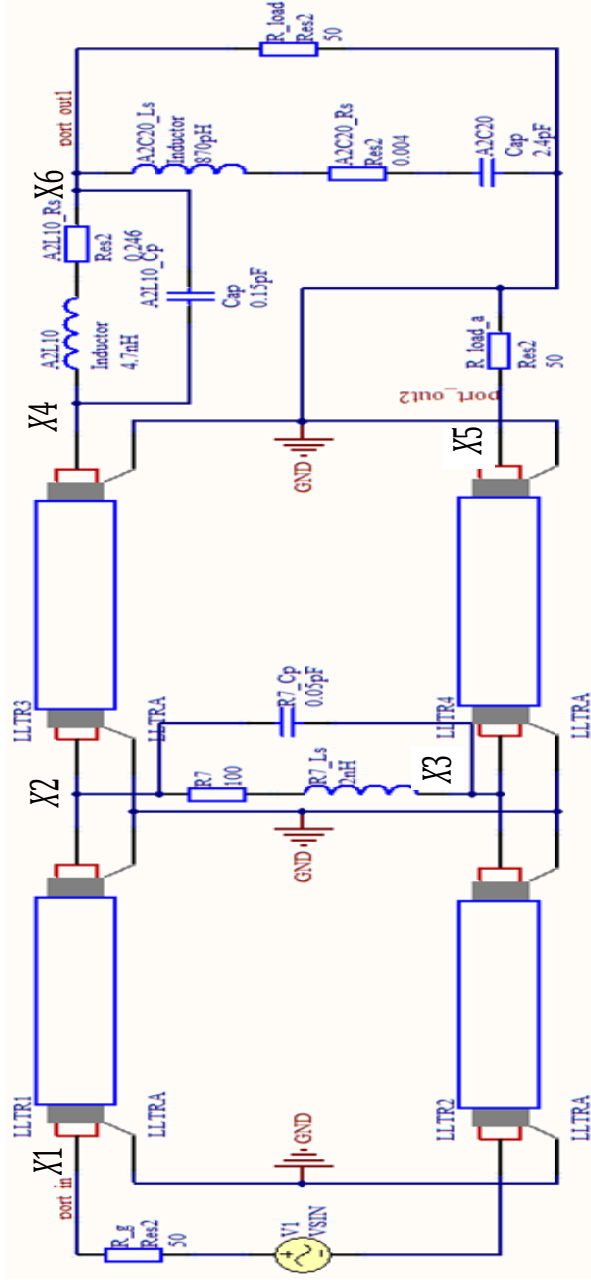
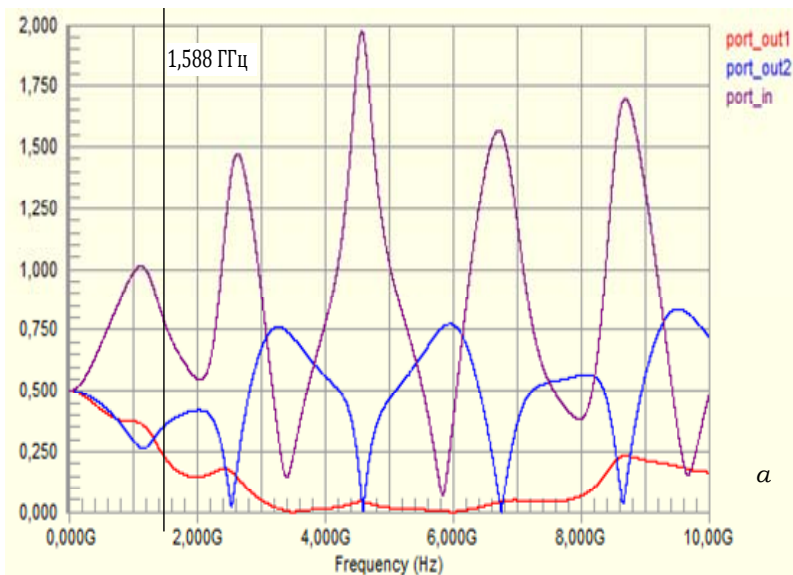
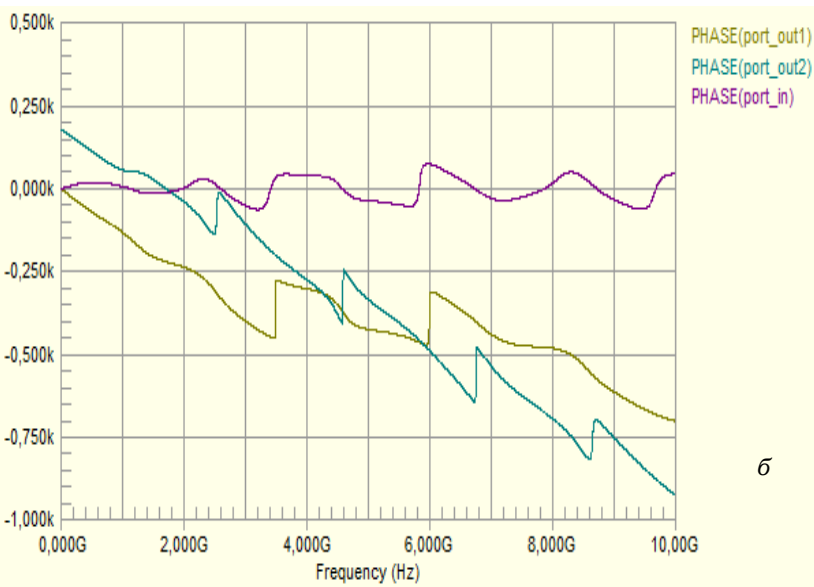


Рисунок 2.30 – Схема IV. Делитель мощности с $R7 = 100 \text{ Ом}$ (с учётом паразитных параметров $L_S = 2 \text{ нГн}$, $C_P = 0.05 \text{ пФ см. [69, р. 38]}$), трассы LLTR3, LLTR4, фильтр на элементах $A2L10 = 4.7 \text{ нГн}$ и $A2C20 = 2.4 \text{ пФ}$ (с учётом паразитных параметров см. подраздел 2.2, цепь A), сопротивление нагрузки – 50 Ом

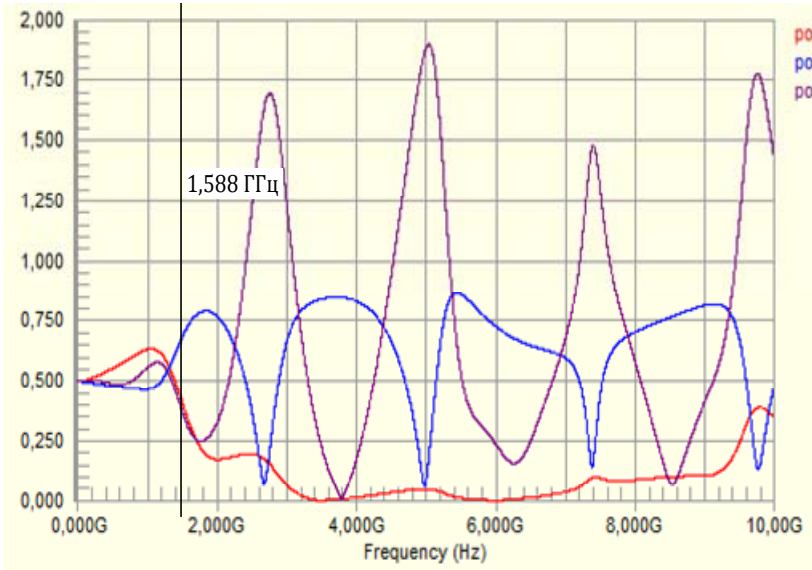


a

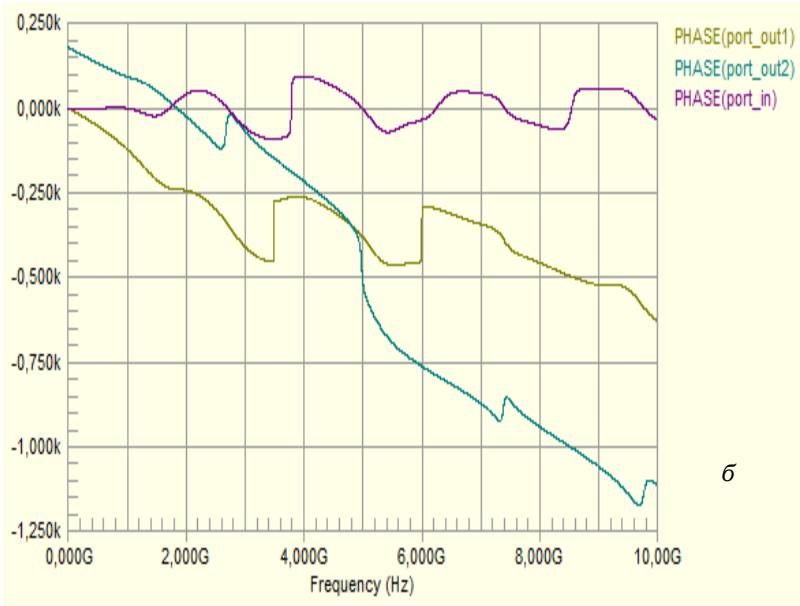


б

Рисунок 2.31 – Частотный отклик в Altium Designer для схемы IV и варианта 1: *a* – модуль (В, ГГц); *б* – фаза (градусы, ГГц)



a



б

Рисунок 2.32 – Частотный отклик для схемы IV и варианта 2: *a* – модуль (В, ГГц); *б* – фаза (градусы, ГГц)

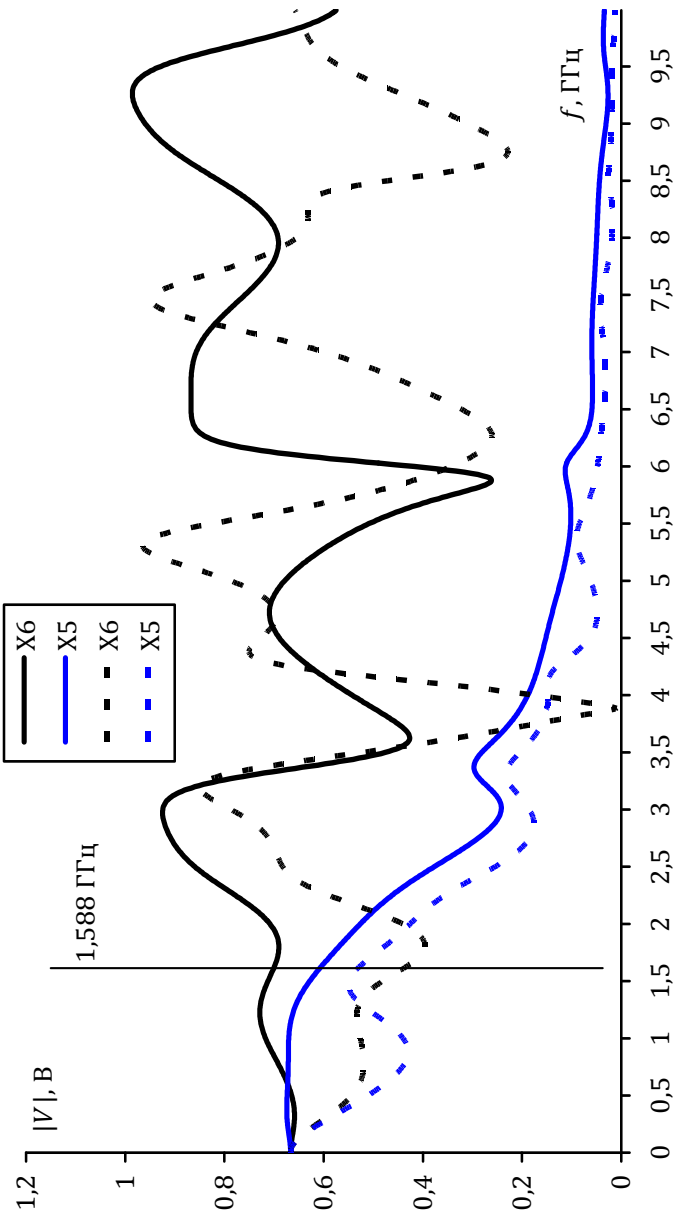


Рисунок 2.33 – Модуль частотного отклика в TALGAT для схемы IV:
 вариант 1 (—), вариант 2 (---)

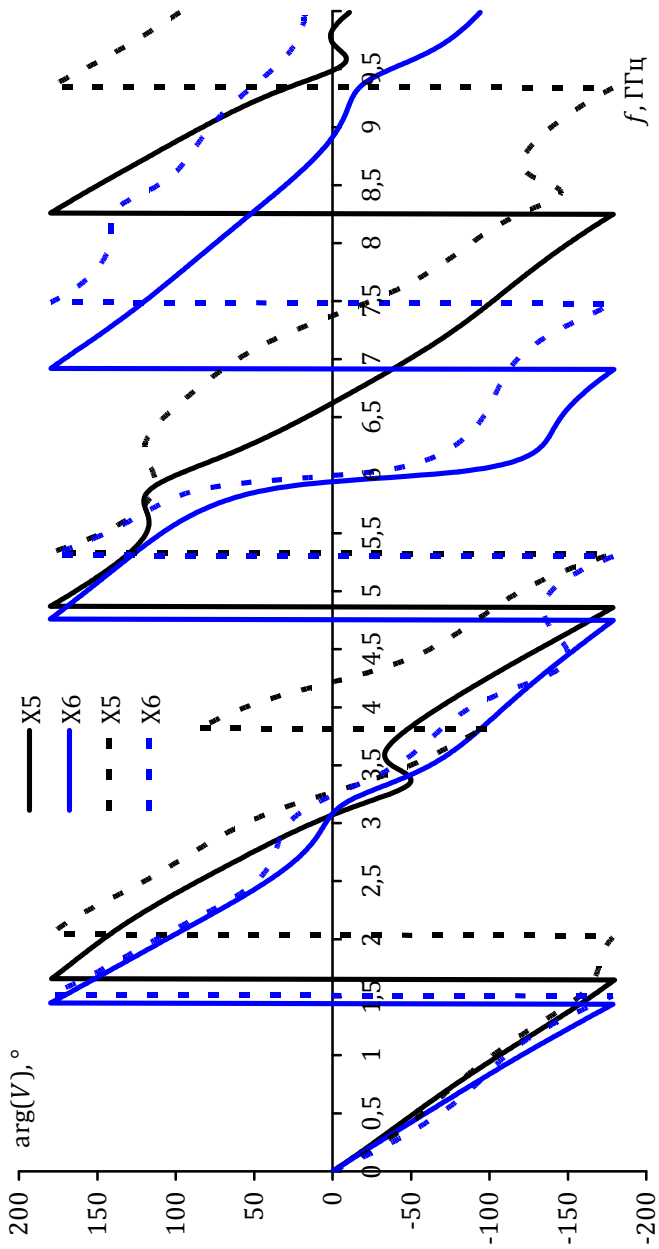


Рисунок 2.34 – Фаза частотного отклика в TALGAT для схемы IV:
 вариант 1 (—), вариант 2 (---)

Значения модуля частотного отклика на $f_0 = 1,588$ ГГц сведены в табл. 2.5. Из них видно, что значения, полученные в Altium Designer и TALGAT, при моделировании схемы с учётом паразитных параметров компонентов в среднем отличаются для варианта 1 на 30 %, а для варианта 2 – на 20 %.

Таблица 2.5 – Значения модуля частотного отклика при гармоническом воздействии на частоте $f_0 = 1,588$ ГГц для схемы IV

Название программы	Вариант 1		Вариант 2	
	X5, В	X6, В	X5, В	X6, В
Altium Designer	0,45	0,2	0,70	0,40
TALGAT	0,7	0,56	0,42	0,51

Таким образом, расчёт частотных характеристик делителя мощности в TALGAT и Altium Designer показал согласованность результатов и важность точного учёта параметров цепи.

2.4 Оценка электромагнитной наводки со входа на выход посадочного места фильтра на поверхностных акустических волнах

В подразделе предложена методика для оценки уровня электромагнитной наводки посадочного места ПАВ-фильтра на печатной плате [55, 70]. Она основана на методике анализа пассивных цепей, описанной в подразделе 2.1.

1. Определить геометрические параметры посадочного места ПАВ-фильтра.

2. Составить геометрическую модель посадочного места. Задать электрические параметры диэлектриков. В качестве первого и второго проводника указать сигнальные контактные площадки.

3. Задать начальный размер сегмента. Последовательно увеличивать сегментацию и вычислять ёмкостную матрицу до сходимости значений её элементов (для понимания – см. п. 4.1.2, где демонстрируется подбор сегментации).

4. Рассчитать ёмкостную матрицу. Из неё вырезать матрицу 2×2 (элементы матрицы первого и второго столбцов в первой и второй строках).

5. Из ёмкостной матрицы рассчитать параметры модели посадочного места в виде эквивалентной схемы (см. рис. 2.18).

6. Рассчитать коэффициент передачи для эквивалентной схемы посадочного места, показывающий уровень электромагнитной наводки.

Методика описана на примере анализа посадочных мест четырех ПАВ-фильтров (ФП-592, ФП-647 и ФП-613 (корпус KD-V99D59-A) и ФП-658 (корпус KD-V97034)), которые использовались при проектировании системы автономной навигации.

В технической документации [71] на полосовой ПАВ-фильтр ФП-592 указано, что топология печатной платы должна обеспечивать уровень электромагнитной наводки не хуже – (65–70) дБ. Это подразумевает, что конструкция платы должна обеспечивать коэффициент передачи между сигнальными контактными площадками не более –(65–70) дБ. Производитель приводит рекомендуемую схему включения и вид посадочного места (рис. 2.35) [71], однако не даёт рекомендаций по выполнению данного условия.

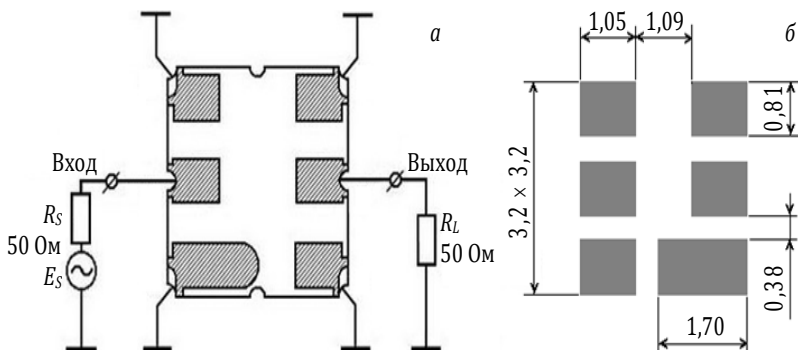


Рисунок 2.35 – Схема включения фильтров в корпусе KD-V99D59-A (а) и рекомендуемый вид посадочного места на печатной плате (б)

Оценить коэффициент передачи можно с помощью измерений, но для этого нужно изготовить измерительную оснастку в виде печатной платы с СВЧ-разъёмами. Во время измерений также необходимо выполнить калибровку либо исключение неоднородностей, вносимых разъёмами и соединительными трассами. Кроме этого, точность измерений снизится из-за разброса параметров при изготовлении платы. Поэтому первую оценку коэффициента передачи целесообразно выполнить с помощью моделирования.

Малая длина (~ 3 мм) посадочного места позволяет считать его электрически коротким при условии $\lambda/10 > 3$ мм, откуда $\lambda > 30$ мм, а значит, частота $f < 10$ ГГц. Таким образом, до частоты 10 ГГц вполне адекватно моделирование посадочного места цепью с сосредоточенными параметрами. Простейший вариант цепи состоит из ёмкостей, но получение их корректных значений требует 3D-анализа посадочного места, поскольку его длина и ширина сопоставимы. Значит, моделирование электромагнитной наводки можно выполнить в два независимых шага, вычислив для посадочного места ёмкостную матрицу и уровень электромагнитной наводки через эквивалентную схему в TALGAT [58].

При моделировании использованы следующие параметры печатной платы: полная толщина фольгированного стеклотекстолита – 500 мкм; толщина проводников – 35 мкм; соответственно, толщина диэлектрика – 430 мкм. Материал диэлектрика – FR-4 (значение $\epsilon_r = 4,4$). Печатная плата двухсторонняя, нижний слой – земля, верхний слой – сигнальный. Вычисление ёмкостной матрицы выполнено с последовательным учащением сегментации до сходимости значений её элементов.

Посадочное место корпуса KD-V99D59-A имеет шесть контактных площадок, но сигнальными являются две, тогда как остальные четыре заземлены. Для оценки их влияния сначала выполнено моделирование только для сигнальных площадок, а потом – для всех. На рис. 2.36 показана геометрическая модель посадочного места для двух контактных площадок, а вычисленная матрица **C** приведена в (2.7). Видно, что диагональные элементы равны (в силу симметричности структуры) и внедиагональные элементы матрицы равны (поскольку погрешность вычислений мала).

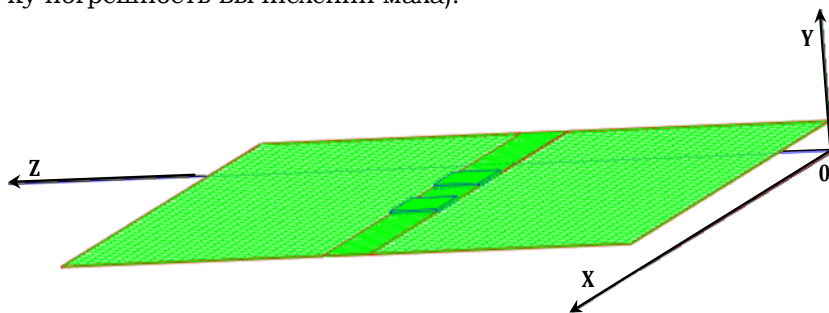


Рисунок 2.36 – 3D-модель посадочного места ПЧВ-фильтра в корпусе KD-V99D59-A

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,56787e-13 & -1,87005e-15 \\ -1,87005e-15 & 1,56787e-13 \end{bmatrix} \text{ Ф.} \quad (2.7)$$

Для эквивалентной схемы (рис. 2.37) взаимная ёмкость между контактными площадками $C_M = 1,87005e-15$ Ф, а собственная ёмкость контактных площадок $C_{PAD1} = C_{PAD2} = C_{11} - C_M = 1,54917e-13$ Ф. Подставив значения ёмкостей в схему, вычислим уровень электромагнитной наводки для тракта 50 Ом (рис. 2.39).

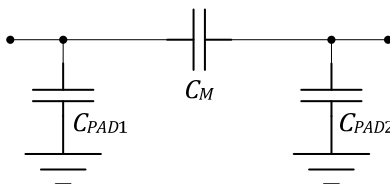


Рисунок 2.37 – Эквивалентная схема посадочного места ПАВ-фильтра для моделирования уровня электромагнитной наводки

На рис. 2.38 показана геометрическая модель полного посадочного места, имеющего шесть контактных площадок, а результат моделирования приведён в табл. 2.6. Видна нефизичная асимметрия матрицы, вызванная увеличенной погрешностью вычислений, из-за сложности и асимметрии конфигурации. Для её количественной оценки рассчитана матрица ошибок (табл. 2.7). По ней видно, что максимальная ошибка мала, около 1 %.

Учитывая (см. рис. 2.35), что сигнальными являются входная контактная площадка 2 и выходная контактная площадка 1, а остальные контактные площадки 3–6 являются заземлёнными (соединены с корпусом фильтра), из ёмкостной матрицы (см. табл. 2.6) можно вырезать строки 3–6 и столбцы 3–6 и получить ёмкостную матрицу для сигнальных контактных площадок (2.8)

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,61326e-13 & -3,3367e-16 \\ -3,32275e-16 & 1,61494e-13 \end{bmatrix} \text{ Ф.} \quad (2.8)$$

Элементы матрицы ошибок для матрицы (2.8) также малы.

$$C_{\text{ERROR}} = \begin{bmatrix} 0 & 0,209435 \\ 0,209435 & 0 \end{bmatrix} \% \quad (2.9)$$

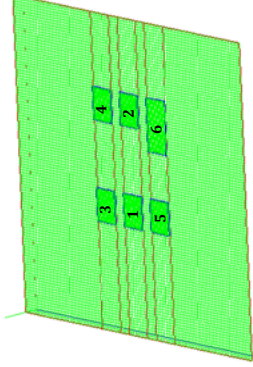


Рисунок 2.38 – 3D-модель посадочного места ПАВ-фильтра в корпусе KD-V99D59-A: шесть контактных площадок

Таблица 2.6 – Ёмкостная матрица для посадочного места, ф

1,61326e - 13	-3,3367e - 16	-1,13652e - 14	-2,81566e - 16	-1,13607e - 14	-6,30822e - 16
-3,32275e - 16	1,61494e - 13	-2,76563e - 016	-1,13549e - 14	-2,59929e - 16	-1,32933e - 14
-1,13628e - 14	-2,77098e - 16	1,596e - 13	-4,11941e - 16	-6,11106e - 16	-3,01525e - 16
-2,81292e - 16	-1,13543e - 14	-4,11904e - 16	1,59625e - 13	-1,6255e - 16	-8,30726e - 16
-1,13588e - 14	-2,61943e - 16	-6,11155e - 16	-1,6261e - 16	1,59612e - 13	-1,02502e - 15
-6,32099e - 16	-1,34283e - 14	-3,05903e - 16	-8,49518e - 16	-1,02106e - 15	2,33744e - 13

Таблица 2.7 – Матрица ошибок, %

0	0,209435	0,0104834	0,0485428	0,00848078	0,101163
0,209435	0	0,0966946	0,00263337	0,385858	0,503333
0,0104834	0,0966946	0	0,00444864	0,00400463	0,720591
0,0485428	0,00263337	0,00444864	0	0,0184089	1,11842
0,00848078	0,385858	0,00400463	0,0184089	0	0,193683
0,101163	0,503333	0,720591	1,11842	0,193683	0

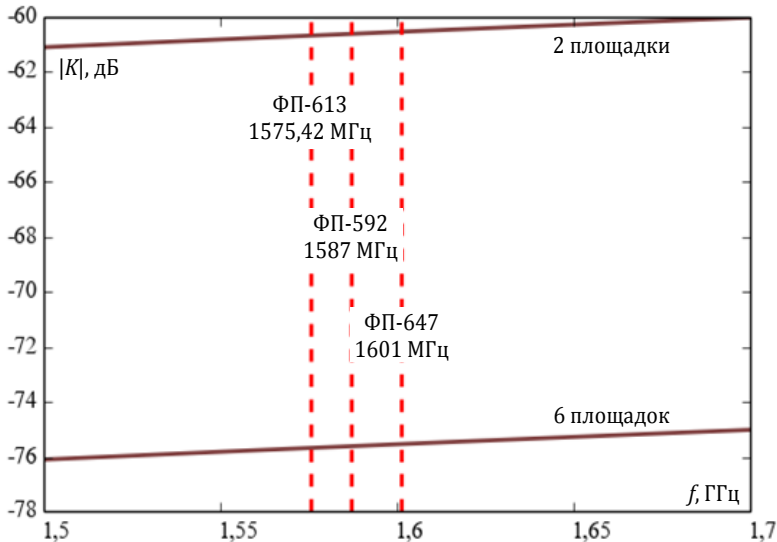


Рисунок 2.39 – Уровень электромагнитной наводки между сигнальными контактными площадками ПАВ-фильтров в корпусе KD-V99D59-A для моделей из двух и шести площадок

Выполнив операцию симметрирования, получим взаимную ёмкость между контактными площадками $C_M = 3,32973e - 16$ Ф и собственные ёмкости контактных площадок $C_{PAD1} = C_{11} - C_M = 1,60993027e - 13$ Ф и $C_{PAD2} = C_{22} - C_M = 1,61161027e - 13$ Ф. Подставив значения ёмкостей в схему (см. рис. 2.37), рассчитаем уровень электромагнитной наводки (см. рис. 2.39).

По рис. 2.39 видно, что для модели с двумя площадками условие «не хуже – (65–70) дБ» не выполняется, но для полной модели с шестью площадками наводка уменьшается на 15 дБ. Таким образом, учёт четырех заземлённых площадок улучшает развязку с запасом в 5–10 дБ (для центральной частоты фильтра).

Аналогичная оценка выполнена для реального посадочного места ПАВ-фильтра ФП-658 (рис. 2.40–2.42), где для модели из восьми контактных площадок $C_{PAD1} = C_{PAD2} = 7,05604e - 14$ Ф, $C_M = 1,1764e - 16$ Ф, а для модели из двух контактных площадок $C_{PAD1} = C_{PAD2} = 8,48079e - 14$ Ф, $C_M = 3,26158e - 16$ Ф.

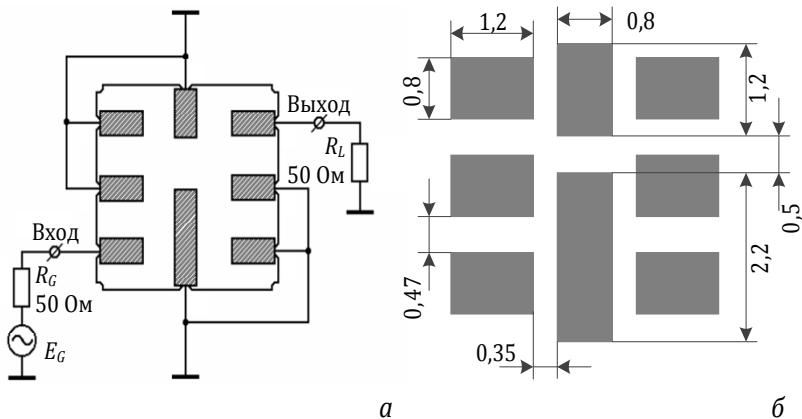


Рисунок 2.40 – Схема включения (а) и вид посадочного места (б) на печатной плате фильтра в корпусе KD-V97034

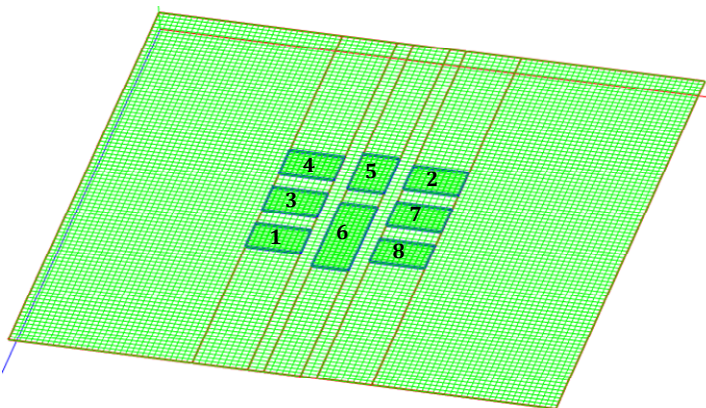


Рисунок 2.41 – Трёхмерная модель посадочного места ПАВ-фильтра в корпусе KD-V97034

Из рис. 2.42 видно, что для фильтра ФП-658 условие тоже выполняется. Запас в 15–20 дБ получается за счёт другой конструкции корпуса, в которой входная и выходная площадки смещены, и между ними добавлены две заземлённые площадки.

Таким образом, моделирование показало, что для выбранных параметров печатной платы и посадочных мест выполняется условие, установленное производителем ПАВ-фильтров.

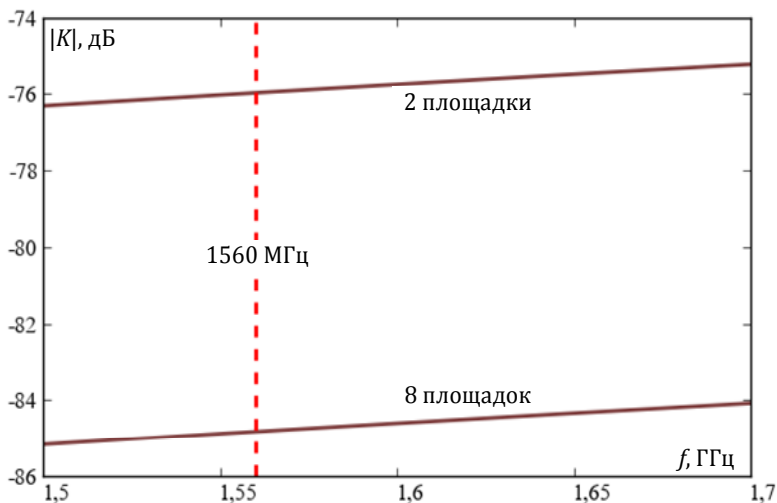


Рисунок 2.42 – Уровень электромагнитной наводки между сигнальными контактными площадками ПАВ-фильтра в корпусе KD-V97034 для моделей из двух и восьми площадок

Предложенное моделирование актуально, поскольку у зарубежных производителей есть рекомендации для уровня развязки до -80 дБ [72]. Аналогичную оценку можно использовать при выборе между несколькими фильтрами (от разных производителей) с одинаковыми характеристиками, но разными корпусами. Важно отметить, что эти оценки не требуют затратного электродинамического моделирования. Примечательно также, что более точный учёт контактных площадок позволяет улучшить характеристики.

2.5 Анализ индуктивности цепи земля–питание в печатных платах

В разделе исследована индуктивность цепи земля–питание в печатных платах БА КА при изменении ширины проводников и расстояния между ними [73] для двухслойных и многослойных печатных плат (ДПП и МПП) с учётом реального стека унифицированных электронных модулей бортовой РЭА КА. Структуры печатных плат на металлическом основании представлены на рис. 2.43.

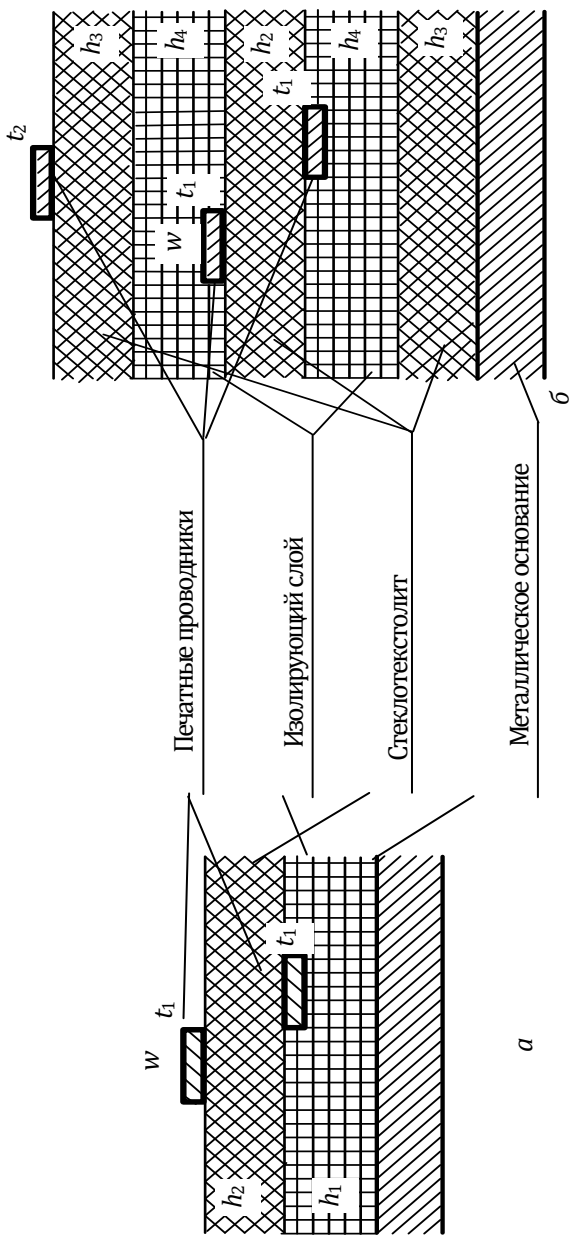


Рисунок 2.43 – Фрагменты поперечного сечения ДПП (а) и МПП (б)

При моделировании полагалось, что толщина материала $h_2 = 0,18$ мм, $h_3 = 0,114$ мм; толщина фольги $t_1 = 35$ мкм, $t_2 = 18$ мкм; толщина изолирующего слоя $h_1 = 0,248$ мм, $h_4 = 0,124$ мм; ширина проводников $w = 0,5; 1; 2$ мм.

Для анализа структур печатных плат использовано вычисление матрицы погонных индуктивностей. Погонная индуктивность цепи земля–питание определяется, как у пары связанных линий при дифференциальном воздействии [74]

$$L_{3-П} = (L_{11} + L_{22} - 2L_m), \quad (2.10)$$

где L_{11} , L_{22} , L_m – элементы матрицы погонных индуктивностей, вычисляемые в TALGAT [58] (опорным проводником полагается плоскость металлического основания).

Проводники цепи земля–питание представляют собой отрезки связанных линий передачи, которые для ДПП могут быть трёх вариантов [4] (рис. 2.44). Вычисления для вариантов *a*, *в* выполнялись при изменении расстояния между краями проводников в диапазоне $s = 0,5$ – $4,5$ мм, а для варианта *б* – между центрами проводников в диапазоне $\Delta = 0$ – $4,5$ мм ($s = \Delta - w$). Результаты для ДПП представлены на рис. 2.45.



Рисунок 2.44 – Геометрические модели поперечного сечения ДПП для вариантов *a*, *б*, *в*

Из рис. 2.45 видно, что выбором расположения и размеров трасс цепи земля–питание можно значительно уменьшить её погонную индуктивность (с 742 нГн/м до 92 нГн/м, т. е. в 8 раз). Однако при уменьшении s с больших значений до 0,5 мм погонная индуктивность уменьшается несущественно. Расположение проводников на верхнем слое является наихудшим, а на нижнем – уменьшает индуктивность примерно в 1,5 раза. Расположение проводников на разных слоях даёт промежуточные результаты, но уменьшение s от 0,5 мм до расположения проводников друг под другом уменьшает индуктивность примерно в 2 раза, давая наилучший результат (примерно в 1,5 раза лучше нижнего слоя). Каждое удвоение w уменьшает индуктивность примерно в 1,5 раза. Примечательны совпадения двух пар графиков, показывающие, что один и тот же результат (при любых расстояниях между проводниками) можно получить при разной ширине и разном расположении проводников. Это даёт конструктору дополнительную свободу при трассировке.

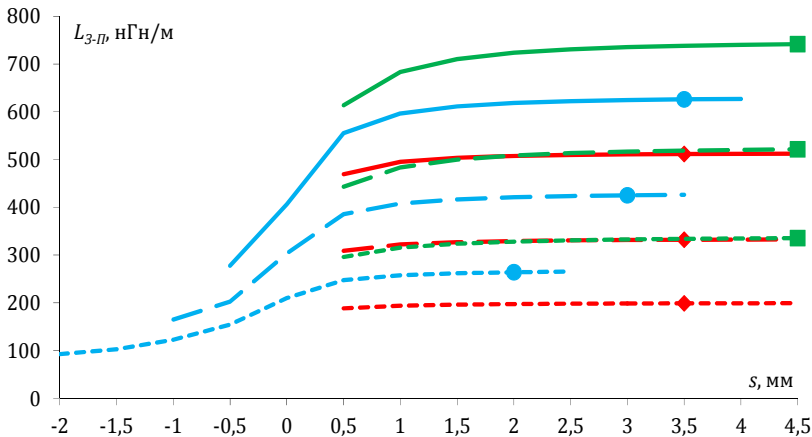


Рисунок 2.45 – Зависимость от s погонной индуктивности цепи земля–питание ДПП для вариантов: a (\square), b (\circ), v (\diamond) из рис. 2.44 при $w = 0,5$ (—), 1 (---), 2 (- -) мм

При анализе многослойной печатной платы рассмотрено шесть вариантов поперечных сечений. При этом проводники располагаются как на одном слое (рис. 2.46), так и на разных (рис. 2.48).

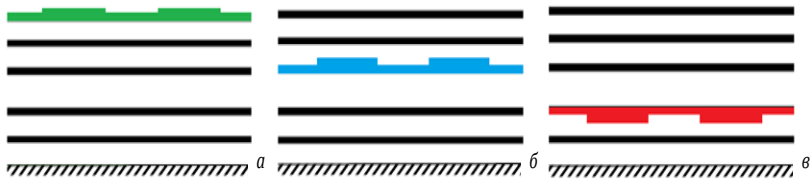


Рисунок 2.46 – Геометрические модели поперечного сечения МПП для вариантов на одном слое: a , b , v

Результаты вычислений для одного слоя представлены на рис. 2.47, из которого видно, что выбором параметров можно уменьшить индуктивность (от 910 до 182 нГн/м, т. е. в 5 раз). По сравнению с ДПП индуктивность выше (минимальное значение выше в 2 раза), что объяснимо удалением проводников от основания. Аналогично ДПП, каждое приближение проводников к основанию и увеличение w позволяет уменьшить индуктивность, но в меньшей степени (примерно на четверть). Имеется и аналогичное ДПП совпадение графиков.

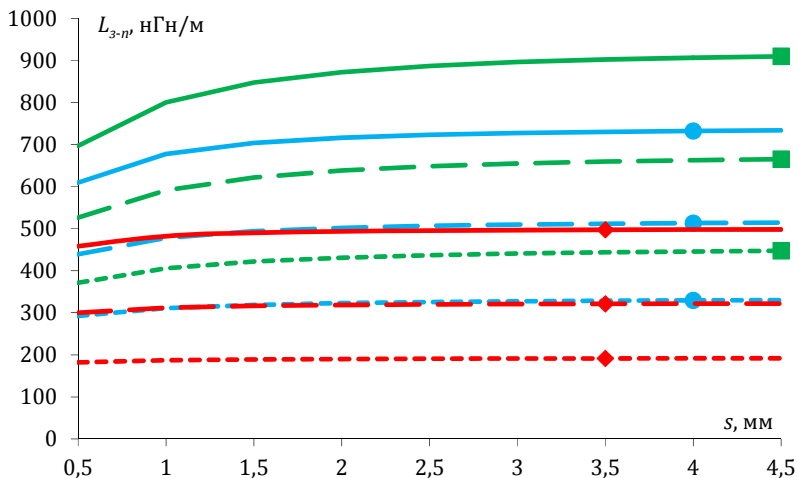


Рисунок 2.47 – Зависимость от s погонной индуктивности цепи земля–питание для вариантов на одном слое a (\square), b (\circ), v (\diamond) из рис. 2.46 при $w = 0,5$ (–), 1 (– –), 2 (– · –) мм

Результаты вычислений для разных слоёв представлены на рис. 2.49, из которого видно, что выбором параметров можно значительно уменьшить индуктивность (от 820 до 92 нГн/м, т. е. в 9 раз). По сравнению с результатами, когда проводники расположены на одном слое (рис. 2.46), минимальное значение индуктивности меньше в 2 раза. Увеличение w уменьшает индуктивность. Приближение проводников к основанию уменьшает индуктивность, но лишь пока s больше 0,2 мм. При меньших s индуктивность у варианта a меньше, чем у варианта b и приближается к наилучшему варианту v .



Рисунок 2.48 – Геометрические модели поперечного сечения МПП для вариантов на разных слоях: a , b , v

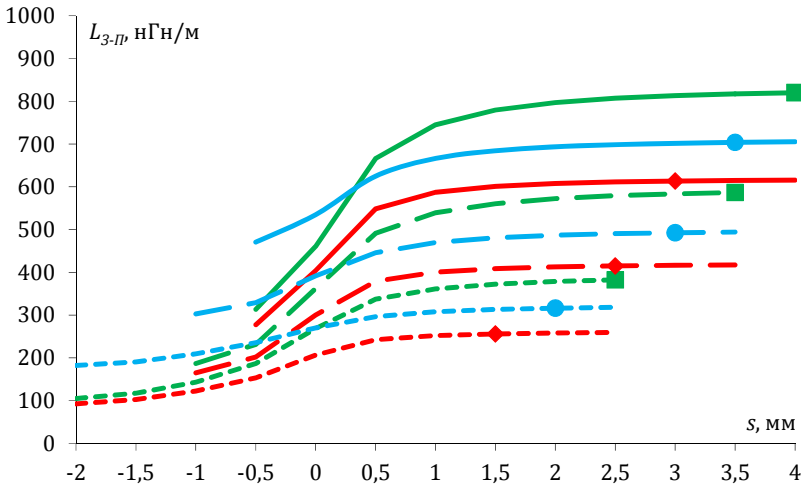


Рисунок 2.49 – Зависимость от s погонной индуктивности цепи земля-питание для вариантов на разных слоях а (□), б (○), в (◇) из рис. 2.48 при $w = 0,5$ (-), 1 (- -), 2 (- -) мм

Таким образом, в разделе описан анализ цепи земля-питание в ДПП и МПП, используемых при создании унифицированных электронных модулей БА КА. Для разработчиков модулей вычислены зависимости погонной индуктивности цепи земля-питание с проводниками разной ширины от расстояния между проводниками ДПП и МПП. Полученные результаты показали возможность значительного уменьшения индуктивности (для ДПП в 8 раз, а для МПП в 9 раз), причём только за счёт трассировки проводников. Использование этого ресурса может быть весьма эффективным для совершенствования цепи земля-питание без дополнительных компонентов, не исключая возможности уменьшения их числа. Особенно важной такая возможность может оказаться в условиях жёстких сроков при необходимости совершенствования, выявленной перед самым изготовлением печатной платы, в том числе повторном.

Основные результаты раздела

В разделе описаны методики моделирования участков электронных цепей для быстрой оценки частотных характеристик. Особенностью разработанных методик является разделение на два независимых шага: вычисление для посадоч-

ного места ёмкостной матрицы и уровня электромагнитной наводки через эквивалентную схему.

По методике исследованы частотные характеристики четырех частотно-избирательных цепей, входящих в состав модуля БА КА. Для каждой цепи были получены 3 варианта моделей. Для варианта 1 (модели, состоящей только из идеальных элементов RLC) полезный сигнал не проходит только для одной цепи (входная цепь фильтра на ПАВ). Для варианта 2 (когда вместо каждого идеального элемента включается эквивалентная схема, учитывающая его паразитные параметры) наблюдается как расширение, так и сужение основной полосы пропускания, но при этом добавляются паразитные резонансы и полосы пропускания на высоких частотах. Для варианта 3 (модель в варианте 2 с добавлением паразитных параметров монтажа) обнаружено, что на частотах в десятки гигагерц улучшается фильтрация сигнала, так как коэффициент передачи затухает быстрее. Для трёх из четырёх исследованных цепей вариант 3 усиливает один из резонансов, что приводит к расширению одной из паразитных полос пропускания.

Также по разработанной методике выполнен анализ частотных характеристик микрополоскового делителя мощности. Во-первых, сравнивались два варианта схемы с учётом параметров реального стека печатной платы: как должно быть по теории и как было реализовано в проекте. Показано, что требуется внести исправления в проект. Во-вторых, показано влияние паразитных параметров LC-фильтра и резистора нагрузки. В-третьих, показана согласованность результатов вычислений в TALGAT и Altium Designer.

Разработана методика анализа электромагнитной наводки со входа на выход для посадочного места ПАВ-фильтра. По ней выполнен анализ конфигураций посадочных мест четырёх ПАВ-фильтров. Показано, что для выбранных параметров печатной платы и посадочных мест выполняется условие, установленное производителем фильтров. Аналогичную оценку можно использовать при выборе между несколькими фильтрами (от разных производителей) с одинаковыми характеристиками, но разными корпусами. При этом возможен учёт влияния на ёмкостную матрицу дополнительных заземлённых металлизированных отверстий, а также припоя, частотной зависимости параметров диэлектрика и более сложного стека реальной платы (слои препрега, маски и лака). Заметим, что разделение методики на два независимых шага позволяет в дальнейшем изменять эквивалентную схему посадочного мес-

та, тем самым уточняя до нужного уровня казуальности результаты расчёта.

Дальнейшим развитием данной работы представляется анализ чувствительности как к геометрическим параметрам платы и контактных площадок (из-за разброса параметров при изготовлении), так и к параметрам материалов. Заметим, что зарубежные производители [72] рекомендуют уровень развязки –80 дБ. Такой уровень в дальнейшем можно обеспечить заземлением контактных площадок, соединённых с корпусом фильтра.

Таким образом, при схемотехническом моделировании на этапе разработки схемы, когда топология печатной платы ещё не разрабатывается, важно учитывать паразитные параметры монтажа, даже, на первый взгляд, несущественные по значению. Такой учёт позволит более точно сформулировать ограничения и рекомендации для топологии печатной платы, элементов экранирования и защиты, а также для компоновки блоков.

Рассмотренные эквивалентные схемы компонентов являются не точными, а оценочными для диапазона частот до 40 ГГц. Поэтому может понадобиться получение более точных моделей пассивных компонентов в необходимом частотном диапазоне. Кроме этого, модели контактных площадок может быть необходимо представить в виде цепей с распределёнными параметрами, если условие $\lambda/10 > 1$ перестаёт выполняться.

По третьей методике выполнен анализ цепи земля–питание в ДПП и МПП, используемых при создании унифицированных электронных модулей БА КА. Для разработчиков модулей вычислены зависимости погонной индуктивности цепи земля–питание с проводниками разной ширины от расстояния между проводниками ДПП и МПП. Полученные результаты показали возможность значительного уменьшения индуктивности (для ДПП в 8 раз, а для МПП в 10 раз), причём только за счёт трассировки проводников. Использование этого ресурса может быть весьма эффективным для совершенствования цепи земля–питание без дополнительных компонентов, не исключая возможности уменьшения их числа. Особенно важной такая возможность может оказаться в условиях жёстких сроков при необходимости совершенствования, выявленной перед самым изготовлением печатной платы, в том числе повторном.

3 АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СИНТЕЗ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

3.1 Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне частот до 20 ГГц

В разделе представлены результаты измерений S_{11} и анализа импеданса в диапазоне до 20 ГГц для реальных пассивных компонентов, используемых в бортовой радиоэлектронной аппаратуре КА [75].

3.1.1 Техника измерений

Для обеспечения заданного диапазона и достоверности измерений эксперимент проводился с использованием двух векторных анализаторов цепей: Wiltron 37369A (в диапазоне 40 МГц – 20 ГГц) и Rohde-Schwarz ZVA40 (в диапазоне 10 МГц – 20 ГГц).

Ход эксперимента для обоих измерений одинаков: установка диапазона измерений; калибровка порта с помощью набора мер (на холостом ходу, коротком замыкании и согласованной нагрузке 50 Ом); подключение исследуемой структуры; измерение, визуальный контроль и сохранение результатов. Измеряемый компонент припаивался к коаксиально-микрополосковому переходу с розеткой типа SMA. Перед пайкой укорачивался центральный проводник перехода. Один из контактов измеряемого компонента припаивался к центральному проводнику, а другой – к внешнему.

Исследовались два низкочастотных компонента. Резистор P1-12-0.062 51 \pm 5 % Ом имеет безвыводное исполнение (тип корпуса 0603) для уменьшения паразитной индуктивности и предназначен для поверхностного монтажа. Конденсатор K10-17a-0.47 \pm 5 % мкФ имеет формованные выводы длиной около 1,5 см, и для максимального влияния паразитных параметров выводов он был припаян к переходу без их укорачивания.

Измерения проводились в режиме двухполюсника (рис. 3.1). Погрешность приборов при измерении коэффициента отражения зависит от области частот и уровня сигнала. Уровень сигнала находился в диапазоне от 0 до -10 дБ. Максимальные погрешности измерения модуля, фазы и частоты (относитель-

ная) в заданном диапазоне частот и уровня сигнала: для Wiltron 37369A – 0,4 дБ, 2° и $1 \cdot 10^{-7}$ [76]; для Rohde-Schwarz ZVA40 – 1 дБ, 6° и $8 \cdot 10^{-6}$ [77].

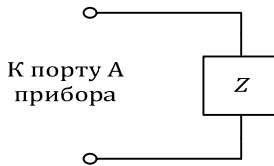


Рисунок 3.1 – Схема подключения к прибору измеряемого компонента (в режиме двухполюсника)

В результате измерений получилась зависимость коэффициента отражения S_{11} от частоты. Из неё для каждой частотной точки рассчитывался импеданс

$$Z = Z_0 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}, \quad (3.1)$$

где Z_0 – сопротивление тракта 50 Ом.

3.1.2 Результаты для резистора

Измеренные частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения S_{11} для резистора приведены на рис. 3.2. Отметим, что при подключении к тракту 50 Ом идеального резистора номиналом 50 Ом частотная зависимость модуля коэффициента S_{11} представляет собой прямую линию со значением 0 во всем диапазоне частот, поскольку падающая волна полностью поглощается в согласованной нагрузке, и отражённой волны нет. Однако измерения реальной структуры показывают отсутствие горизонтального участка согласования даже на самых низких частотах: модуль коэффициента S_{11} приблизительно линейно возрастает до частоты 10 ГГц от 0 до 0,5 (рис. 3.2, а). Частотная зависимость фазы коэффициента S_{11} показывает наличие не одного, а нескольких резонансов (рис. 3.2, б).

Переход от коэффициента отражения S_{11} к импедансу проясняет поведение исследуемых структур с изменением частоты. Рассчитанные по формуле (3.1) частотные зависимости для импеданса представлены на рис. 3.3 (модуль и фаза) и рис. 3.4 (действительная и мнимая части).

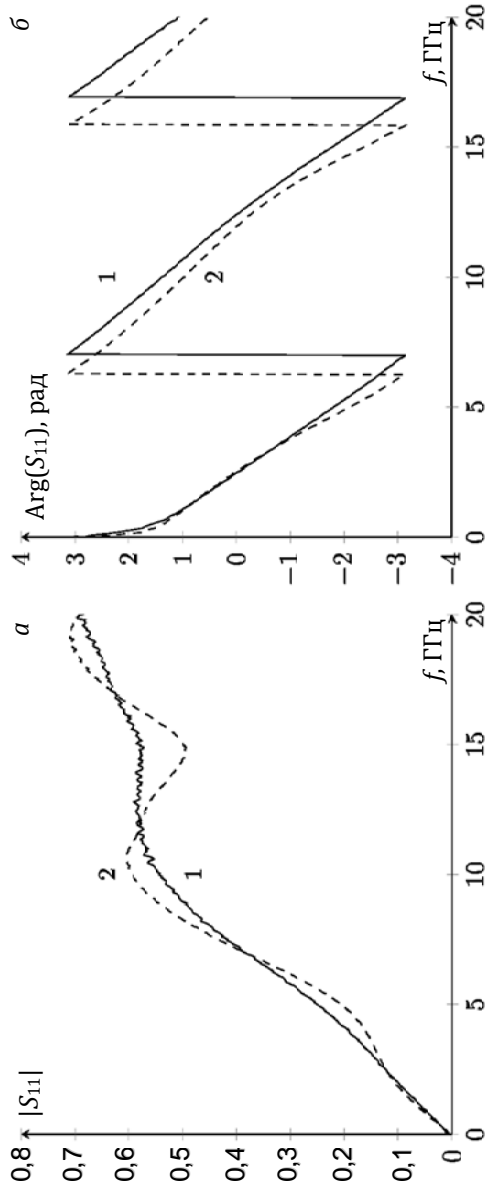


Рисунок 3.2 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) S_{11} резистора P1-12-0.062 51 ±5 % Ом в безвыводном исполнении (тип корпуса 0603): 1 – Wiltron; 2 – ZVA

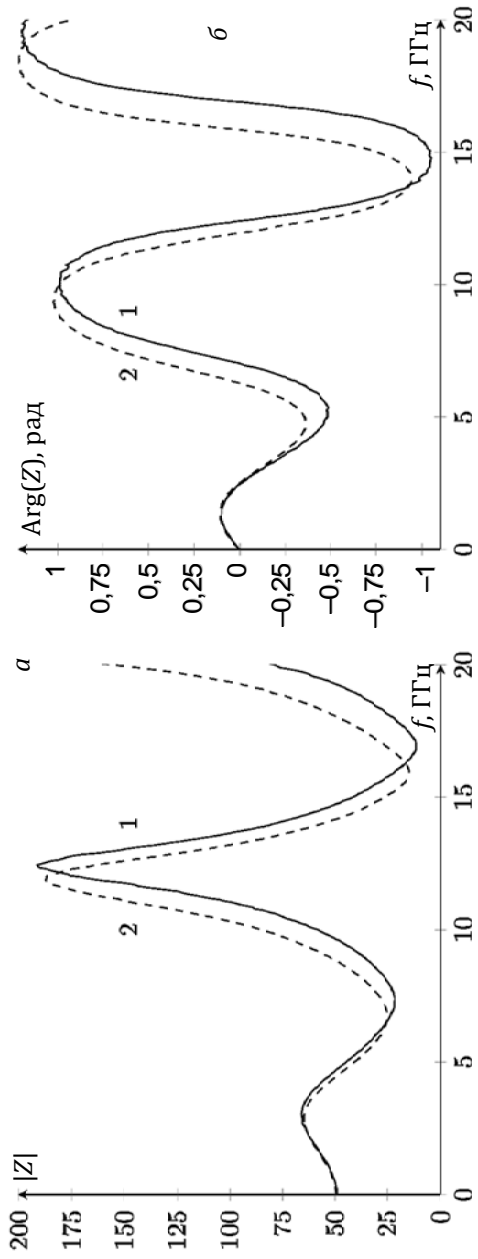


Рисунок 3.3 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) Z резистора:
 1 – Wiltron; 2 – ZVA

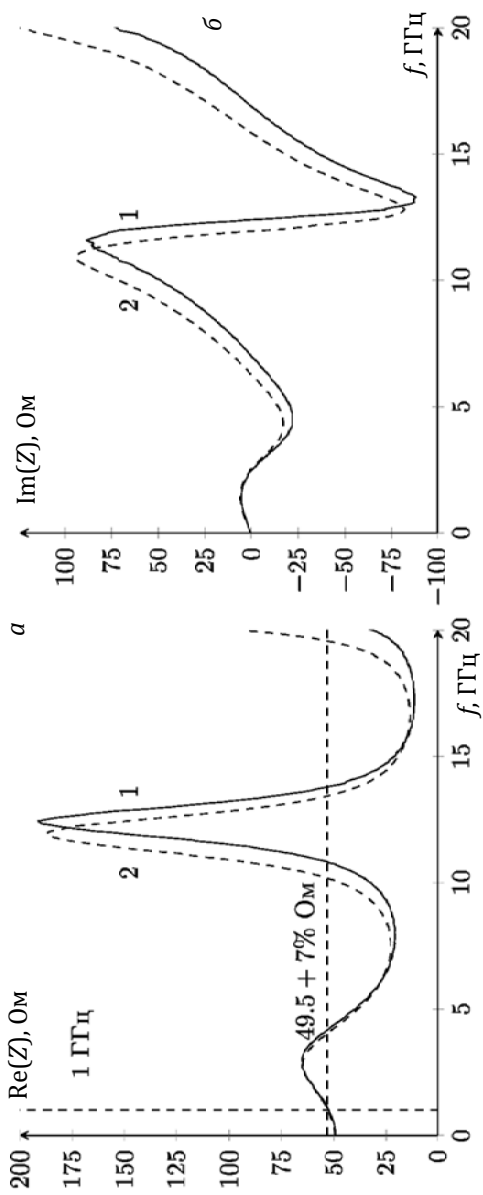


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей Z резистора:
 1 – Wilttron; 2 – ZVA

Как видно из рис. 3.3, a $|Z|$ не меняется только до определённой, сравнительно низкой частоты – менее 1 ГГц. Дальше, в отличие от обычной модели (см. рис. 1.3), поведение $|Z|$ носит не ёмкостный, а индуктивный характер. (Это объяснимо тем, что на рис. 1.3 представлена модель типового резистора, а в данном эксперименте использован керамический резистор для поверхностного монтажа.) Действительно, мнимая часть Z (рис. 3.4, b) приблизительно линейно возрастает до частоты 1 ГГц от 0 до 5 Ом, что соответствует индуктивности 0,8 нГн. Поэтому до частоты 1 ГГц пригодна упрощённая эквивалентная схема из последовательно включённых сопротивления и индуктивности (рис. 3.5). Импеданс такой схемы

$$Z = R + j\omega L. \quad (3.2)$$

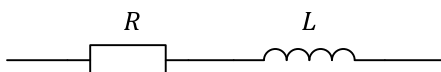


Рисунок 3.5 – Упрощённая эквивалентная схема реального резистора

Из начала графика реальной части импеданса (см. рис. 3.4, a) следует, что $R = 49,5$ Ом. Однако горизонтальной части в начале графика почти нет, и он возрастает (почти линейно) до значения 65 Ом на частоте 2,5 ГГц. Между тем до частоты 1 ГГц R увеличивается лишь до 53 Ом, т. е. на 7 %. Таким образом, из приведённых результатов получена модель исследуемого резистора до 1 ГГц в виде эквивалентной схемы, приведённой на рис. 3.5, где $R = 49,5$ Ом и $L = 0,8$ нГн.

Конечно, нельзя оставить без внимания поведение характеристик и на более высоких частотах: значение $|Z|$ уменьшается до 20 Ом на частоте 8 ГГц, затем возрастает до 200 Ом на частоте 12 ГГц и спадает до 10 Ом на частоте 17 ГГц. Примечательно, что эти значения сохраняются и на графике для действительной части Z . Такое поведение графиков может объясняться различным влиянием нескольких факторов, причём связанных не только с самим компонентом (частотная зависимость потерь в керамике и резистивном слое резистора), но и с исследуемой системой «переход – соединение – компонент» (частотная зависимость потерь в переходе, излучение структуры). Однако подобные структуры (например, «соединитель – контактная площадка – компонент») есть в реальной БА КА.

Таким образом, для разработчика важно осознавать, что активное сопротивление установленного резистора, на низких частотах имеющее значение 50 Ом, на частотах до 18 ГГц может меняться в диапазоне 10–200 Ом. Этот факт может иметь сильное влияние, например увеличить рассеяние мощности на резисторе в 5 раз и вывести его из строя. Что же касается корректного моделирования резистора до частоты 18 ГГц, то видно, что полученные зависимости позволяют это, но требуется более сложная эквивалентная схема.

3.1.3 Результаты для конденсатора

Измеренные зависимости для конденсатора приведены на рис. 3.6. Видно, что до частоты 1 ГГц $|S_{11}|$ практически равен 1, это означает полное отражение падающей волны от исследуемой системы. С ростом частоты его значение уменьшается, затем возрастает и вновь уменьшается, теперь уже значительно. Примечательно, что на частоте около 18 ГГц $|S_{11}|$ близок к нулю, что означает почти полное поглощение падающей волны, т. е., по существу, конденсатор стал идеальным резистором 50 Ом.

Расчитанные по (3.1) частотные зависимости импеданса приведены на рис. 3.7 и 3.8. Индуктивный характер (при фазе $+90^\circ$) роста импеданса до частоты около 1 ГГц (см. рис. 3.7) показывает, что начальный спадающий участок импеданса конденсатора, который должен быть согласно рис. 1.4, отсутствует. Очевидно, что резонансная частота конденсатора оказалась ниже первой частоты измерения 10 МГц.

Попытаемся получить приближенную модель конденсатора, соответствующую эквивалентной схеме рис. 1.4, з. Линейный участок (до 1 ГГц) в начале графика мнимой части импеданса (см. рис. 3.8, б) соответствует значению $L = 14$ нГн и резонансной частоте конденсатора 2 МГц. (При вычислении в TALGAT [58] индуктивности выводов как отрезка линии передачи получено значение $L = 13$ нГн.)

Таким образом, неукороченные выводы исследуемого конденсатора имеют индуктивность в 17 раз большую, чем у безындуктивного резистора. Такой конденсатор ведёт себя как ёмкость лишь до частоты порядка 2 МГц, тогда как после неё реактивная часть его импеданса определяется индуктивностью выводов. Отметим, что уменьшение индуктивности (за счёт укорочения выводов), например, в 16 раз даст увеличение резонансной частоты всего в 4 раза, т. е. всего до 8 МГц.

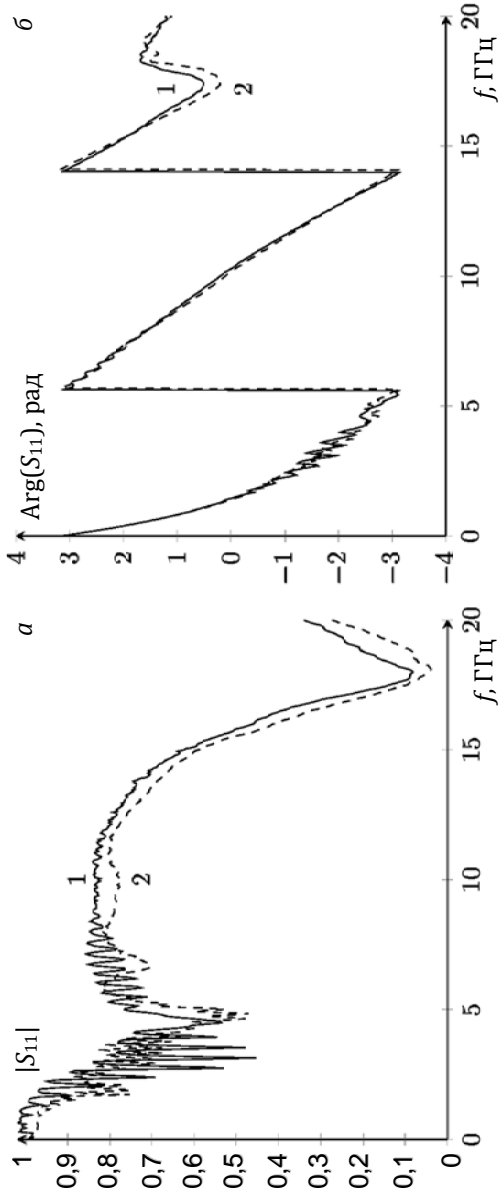


Рисунок 3.6 – Частотная зависимость модуля (а) и фазы (б) S_{11} конденсатора:
 1 – Wiltron; 2 – ZVA

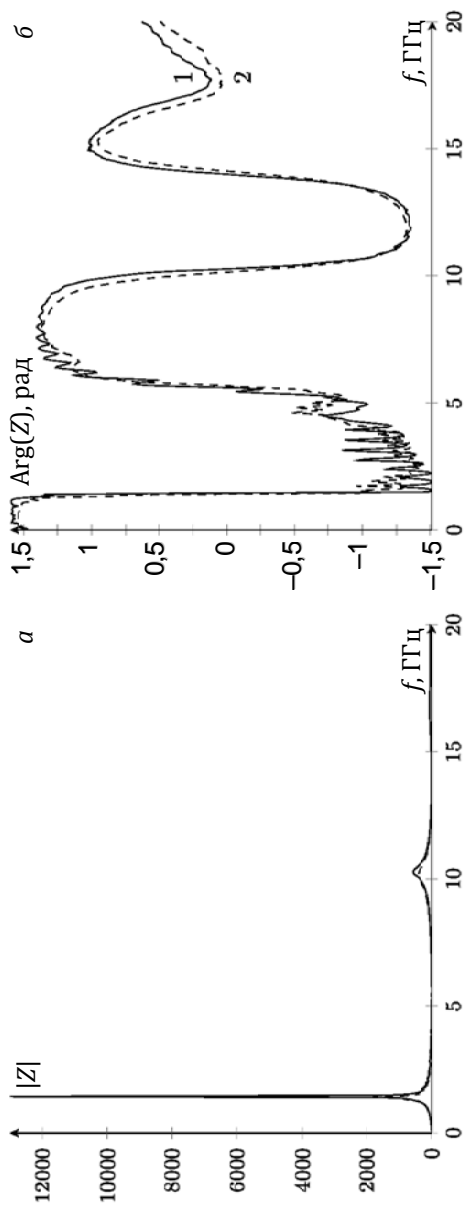


Рисунок 3.7 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) Z конденсатора:
 1 – Wiltroon; 2 – ZVA

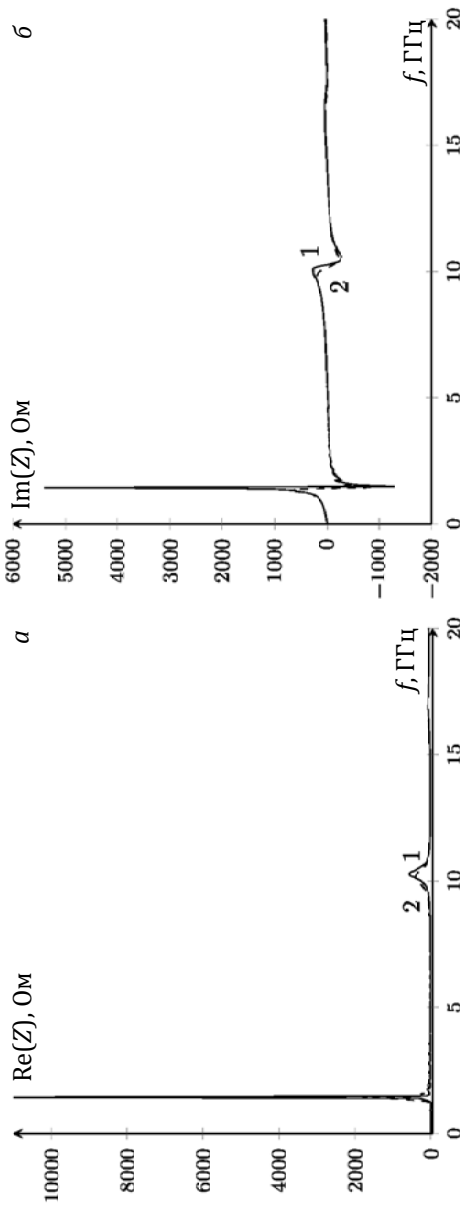


Рисунок 3.8 – Частотная зависимость действительной (а) и мнимой (б) частей Z конденсатора:
 1 – Wilttron; 2 – ZVA

Что касается определения значения R , то из-за существенного значения мнимой части импеданса во многих случаях можно полагать, что $R = 0$. Если важна более точная оценка R , то можно взять его равным значению действительной части импеданса на резонансной частоте. Однако из-за того, что она меньше нижней частоты измерений, можно определить только его верхнюю границу $R = 0,07$ Ом по первой частотной точке 10 МГц.

В поведении характеристик на более высоких частотах обращает на себя внимание следующее. Наличие нескольких резонансов и участков индуктивного и ёмкостного характера даёт возможность построения не очень сложной модели (на основе нескольких индуктивностей и ёмкостей), адекватной до 18 ГГц.

Однако факт близости геометрии выводов к отрезку воздушной линии передачи длиной около 1,5 см с высоким волновым сопротивлением говорит о том, что более точной может быть модель в виде цепи из элементов не только с сосредоточенными, а и с распределёнными параметрами. В частности, рост действительной части Z до 500 Ом на частоте 10 ГГц (длина волны 3 см) может быть связан с полуволновым резонансом отрезка линии передачи. Резкий рост действительной части Z на частоте 1,2 ГГц может быть связан с потерями в диэлектрике. Примечательно также, что в широкой полосе вне этих резонансов действительная часть Z составляет около 10 Ом.

3.1.4 Сравнение результатов измерений разными приборами

Для оценки корректности выполненных измерений вычислялся процент относительной разности результатов двух приборов соответственно для модуля и фазы:

$$\Delta_{\text{mag}} = \left| \frac{|Z_{\text{Wiltron}}| - |Z_{\text{ZVA}}|}{|Z_{\text{Wiltron}}|} \right| 100 \% ; \quad (3.3)$$

$$\Delta_{\text{arg}} = \left| \frac{\text{Arg}(|Z_{\text{Wiltron}}|) - \text{Arg}(|Z_{\text{ZVA}}|)}{\text{Arg}(|Z_{\text{Wiltron}}|)} \right| 100 \% . \quad (3.4)$$

Графики для резистора показаны на рис. 3.9. Видно, что Δ_{mag} меньше 2 %, причём до 17 ГГц – меньше 0,5 %. Для Δ_{arg} наблюдаются семь пиков, что объясняется некоторым сдвигом по частоте. Аналогичные графики для конденсатора (рис. 3.10) показывают значения для Δ_{mag} меньше 1 %, и от 6 ГГц – меньше 0,4 %. Для Δ_{arg} наблюдаются четыре узких пика из-за сдвига по частоте. Максимальный относительный сдвиг по частоте из обоих измерений составил 12 % (6,2 и 7 ГГц на рис. 3.2, б).

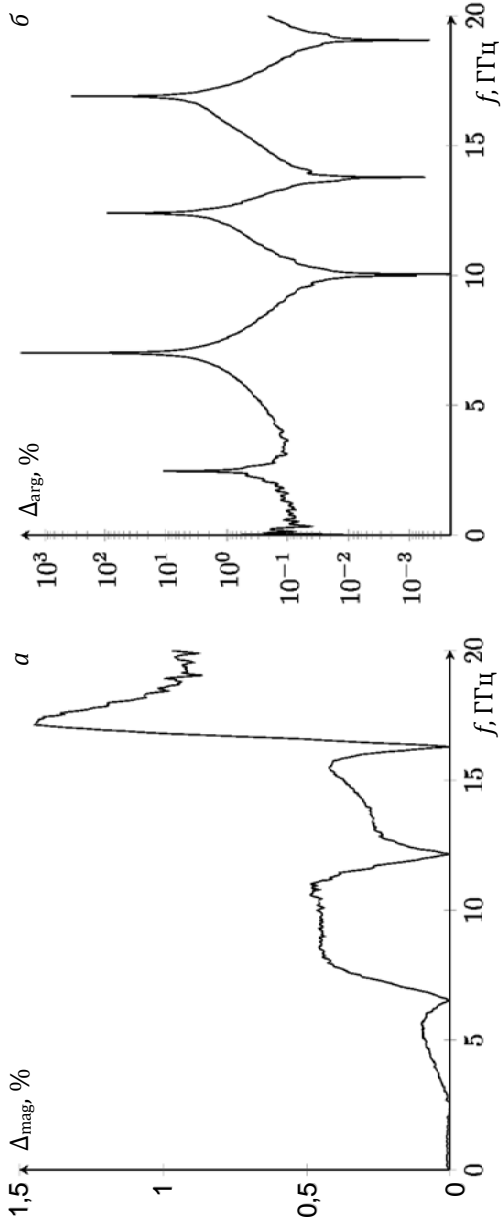


Рисунок 3.9 – Разность Δ между Wiltron и ZVA для модуля (а) и фазы (б) Z резистора

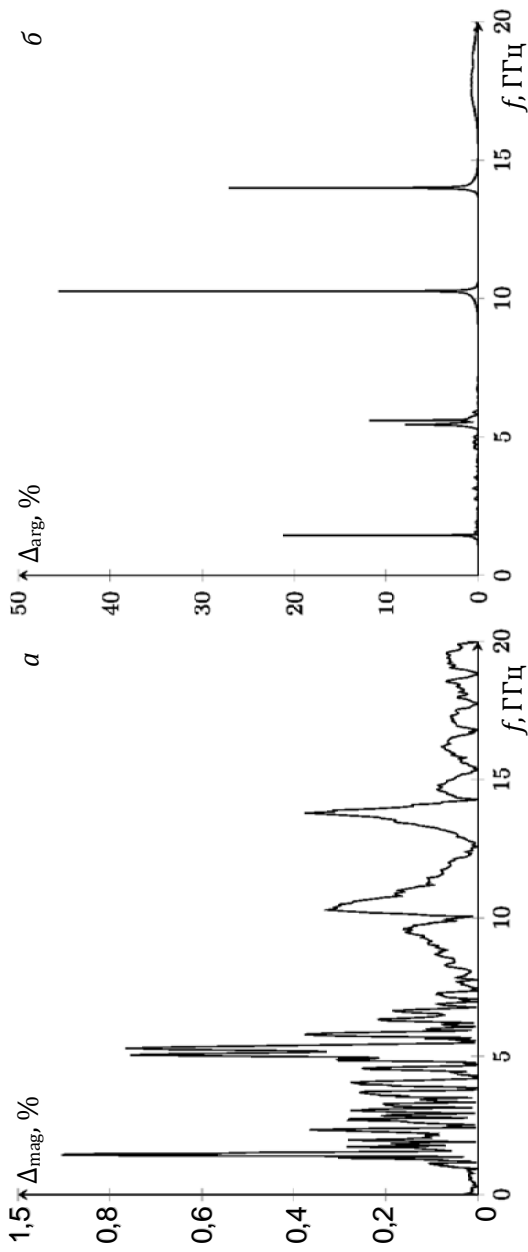


Рисунок 3.10 – Разность Δ между Wiltron и ZVA для модуля (а) и фазы (б) Z конденсатора

Основные результаты подраздела

Представлены предварительные результаты измерений коэффициента отражения S_{11} конденсатора и резистора в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц двумя приборами. Получена хорошая согласованность результатов. Продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами. Показано, что результаты можно использовать для создания математических моделей данных компонентов адекватных до частоты 18 ГГц для последующего имитационного моделирования, предваряющего или заменяющего дорогостоящие испытания на электромагнитную совместимость. Созданы модели компонентов, применимые до 1 ГГц.

3.2 Оптимизация параметров математической модели резистора

В подразделе выполнен синтез математической модели резистора по критерию соответствия расчётного модуля коэффициента отражения измеренному в диапазоне до 20 ГГц [78]. В качестве исходных данных (см. рис. 3.2, а) использовались результаты измерений для резистора P1-12-0.062 51 ±5 % Ом в безвыводном исполнении (тип корпуса 0603). Из двух экспериментальных кривых на рис. 3.2, а для создания математической модели выбрана характеристика, полученная с помощью Wiltron 37369A. Для ускорения оптимизации из 400 экспериментальных точек при сравнении с расчётной характеристикой эквивалентной схемы использовалась каждая 30-я точка. При необходимости количество учитываемых экспериментальных точек может быть увеличено путём изменения значения одной переменной в скрипте для моделирования. Для получения эквивалентной схемы резистора по аналогии с [79] выбрана схема, состоящая из трех параллельно включённых RLC -звеньев (рис. 3.11). Для вычисления использован TALGAT [58].

S -параметры четырёхполюсника графически представлены на рис. 3.12, их обобщённое определение было получено К. Kurokawa [80]. В [81] представлены формулы для расчёта параметров рассеяния для четырёхполюсника, откуда коэффициент отражения

$$S_{11} = 2V_1 - 1. \quad (3.5)$$

С целью проверки корректности моделирования системой TALGAT рассматриваемой эквивалентной схемы резистора было

проведено сравнение результатов вычисления коэффициента отражения S_{11} в TALGAT, Sonnet [45] и Altium Designer [82]. Коэффициент отражения S_{11} рассчитывался в TALGAT и Altium Designer по формуле (3.5).

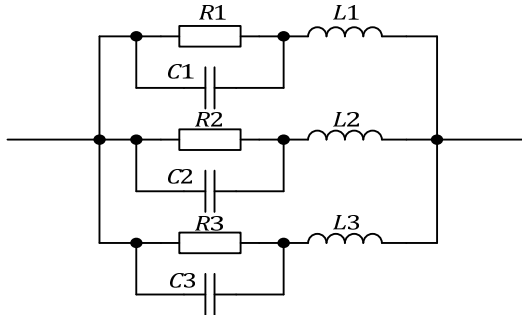


Рисунок 3.11 – Эквивалентная схема резистора

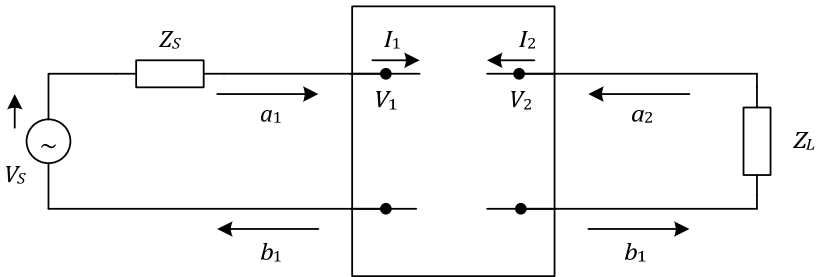


Рисунок 3.12 – S-параметры четырёхполюсника

Для сравнения были использованы следующие значения элементов эквивалентной схемы:

первое звено – $R1 = 300 \text{ Ом}$, $C1 = 1e - 13 \text{ Ф}$, $L1 = 9,5e - 9 \text{ Гн}$;

второе звено – $R2 = 1 \text{ Ом}$, $C2 = 1e - 10 \text{ Ф}$, $L2 = 1e - 7 \text{ Гн}$;

третье звено – $R3 = 1 \text{ Ом}$, $C3 = 6e - 10 \text{ Ф}$, $L3 = 9,5e - 8 \text{ Гн}$.

Для сравнения результатов моделирования рассчитан процент относительной разности результатов двух систем моделирования соответственно для модуля и фазы:

$$\Delta = \frac{\text{TALGAT}_i - \text{EXAMPLE}_i}{\text{TALGAT}_i} \cdot 100 \%, \quad (3.6)$$

где TALGAT_i – i -е значение S_{11} в TALGAT; EXAMPLE_i – i -е значение S_{11} в другой программе. Так как шаг по частоте в разных системах не совпадает, то перед расчётом Δ выполнена линейная интерполяция данных каждой системы в диапазоне $[0; 20 \text{ ГГц}]$ с

шагом 40 МГц. Также рассчитано значение отклонения по формуле, подобной используемой далее для расчёта целевой функции:

$$KO = \sum (\text{TALGAT}_i - \text{EXAMPLE}_i)^2. \quad (3.7)$$

Результаты расчёта частотной зависимости коэффициента отражения S_{11} для эквивалентной схемы резистора, полученные в TALGAT, Sonnet и Altium Designer, приведены на рис. 3.13. Частотная зависимость Δ приведена на рис. 3.14. Максимальные значения Δ и KO приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1 – Максимальные значения Δ и KO при расчёте S_{11}

	TALGAT и Sonnet		TALGAT и Altium Designer	
	Модуль	Фаза	Модуль	Фаза
Δ	1,5 %	2,8 %	0,36%	165%
KO	3,42e - 04	2,38e + 01	1,77e - 05	1,50e + 05

Видно, что результаты расчётов коэффициента отражения имеют значительное отличие только для фазы в программе Altium Designer в начале частотного диапазона. Из рис. 3.13 видно, что причина этого – чуть большее, чем 180° , значение фазы в Altium Designer, из которого вычтено 180° . Во всех остальных случаях наблюдается практически полное совпадение, что позволяет сделать вывод о корректности результатов моделирования системой TALGAT. Далее задана целевая функция, которая описывает задачу оптимизации:

$$F(y) = \sum \left(|S_{11}(y_{\text{Wiltron}})_i| - |S_{11}(y)_i| \right)^2 \rightarrow \min_y, \quad (3.8)$$

где $|S_{11}(y_{\text{Wiltron}})_i|$ – i -я экспериментальная точка $|S_{11}|$, полученная при измерениях с помощью Wiltron 37369A, $|S_{11}(y)_i|$ – соответствующая i -я точка $|S_{11}|$, вычисленная в TALGAT для эквивалентной схемы резистора. Таким образом, минимум целевой функции (3.8) равен нулю и соответствует эквивалентной схеме резистора, вычисленная частотная зависимость $|S_{11}|$ которой совпадает с экспериментальными данными $|S_{11}|$ во всех точках.

Для минимизации целевой функции (3.8) использована взвешенная эволюционная стратегия с адаптацией ковариационной матрицы – (5/5_w, 10)-АКМ-ЭС [83]. Примеры результатов оптимизации приведены на рис. 3.15, где знаки + показывают $|S_{11}|$, вычисленный системой TALGAT для начальной точки поиска, × – $|S_{11}|$ для экспериментальных данных (результаты измерений на Wiltron 37369A на рис. 3.2, a, o – $|S_{11}|$ для оптимальной эквивалентной схемы, полученной после 1500 и 10000 вычислений целевой функции.

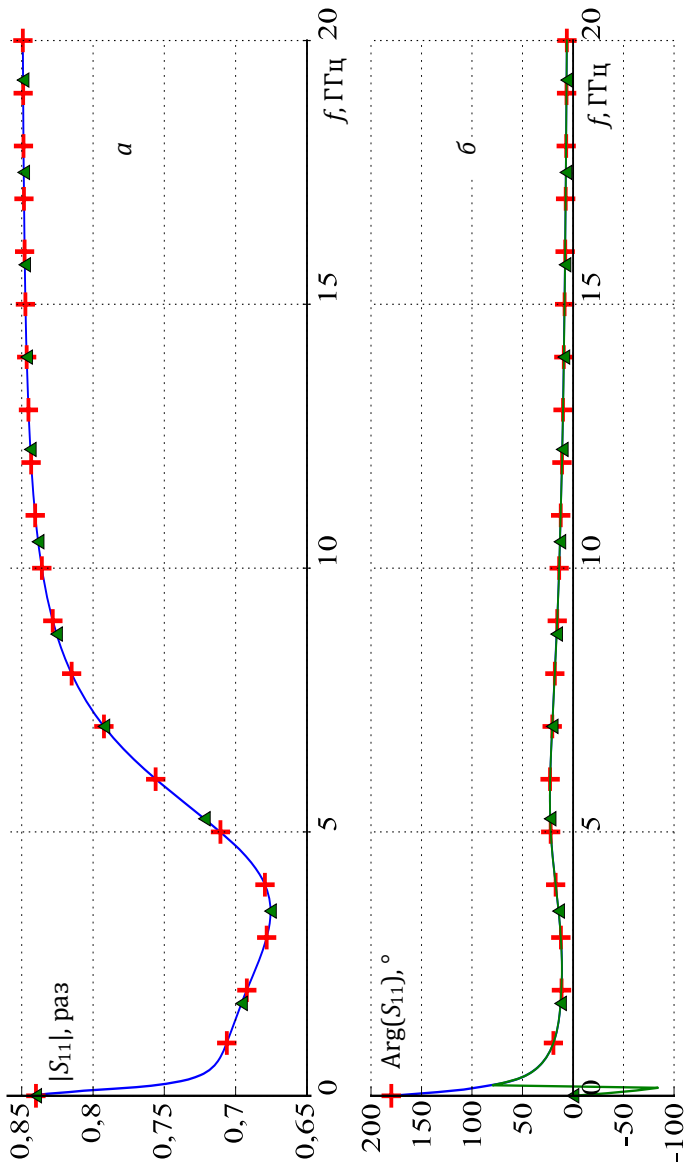


Рисунок 3.13 – Результаты расчёта частотной зависимости модуля (а) и фазы (б) S_{11} для эквивалентной схемы резистора: в TALGAT (сплошная линия), Sonnet (+), Altium Designer (\blacktriangle)

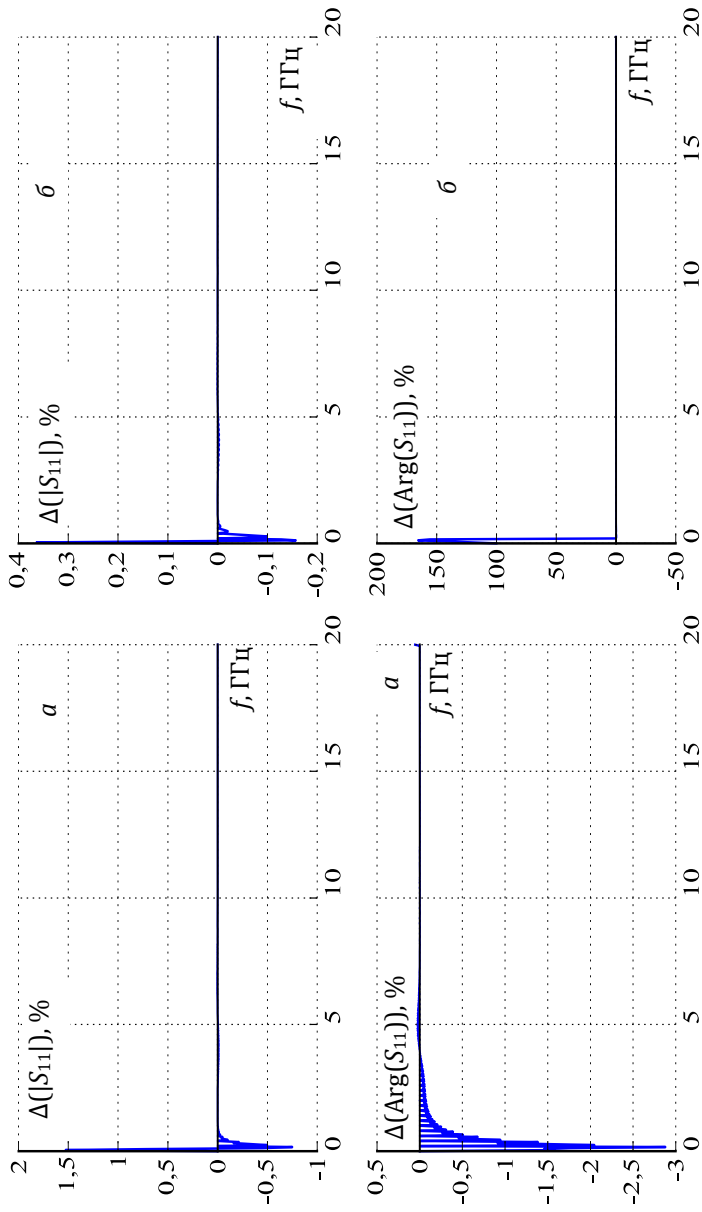


Рисунок 3.14 – Частотные зависимости относительной разности (Δ) модуля и фазы S_{11} , полученные в системах TALGAT и Sonnet (a); TALGAT и Altium Designer (б)

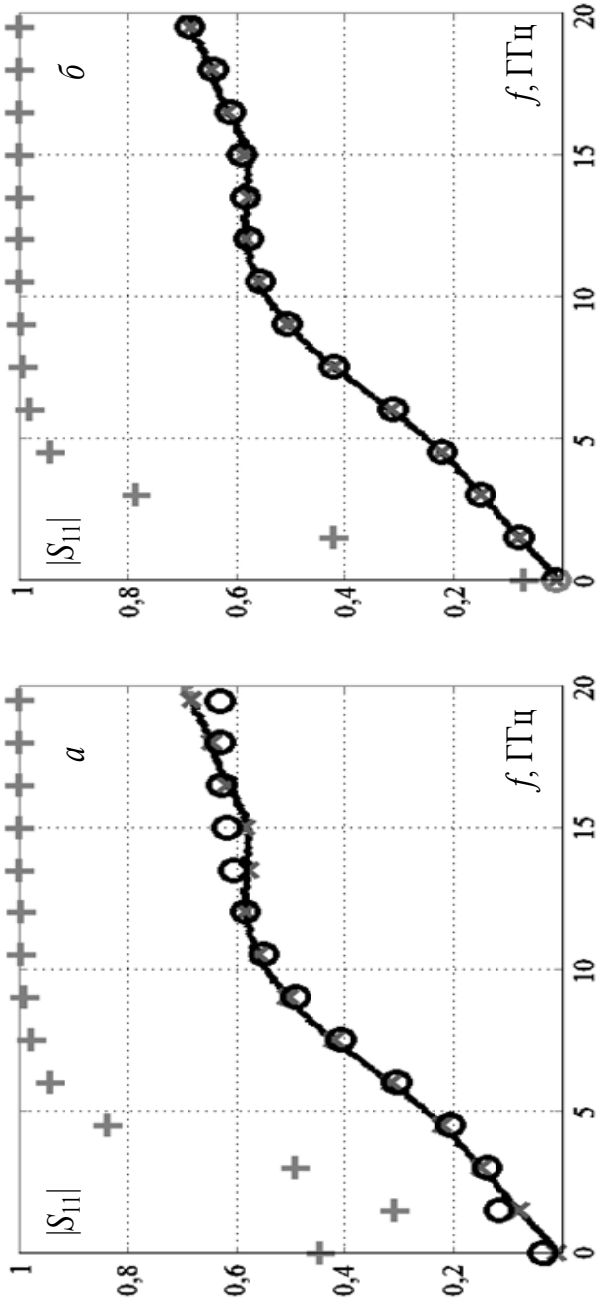


Рисунок 3.15 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ резистора: (x) – $|S_{11}|$ для экспериментальных данных, (+) – $|S_{11}(y_{init})|$ для начальной точки поиска, (o) – $|S_{11}(y_{init})|$ для параметров эквивалентной схемы, полученных в результате оптимизации (5/5W, 10)-АКМ-ЭС целевой функции (3.8) с количеством вычислений: а – 1500, б – 10000

Как видно, после 1500 вычислений целевой функции $|S_{11}(y_{opt})|$ совпадает с результатами измерений для ряда частотных точек. (Соответствующее значение $F(y_{opt}) = 7,76e - 3$, значения параметров:

$$R1 = 78,2 \text{ Ом}; C1 = 2,19e - 13 \text{ Ф}; L1 = 2,26e - 9 \text{ Гн};$$

$$R2 = 233,5 \text{ Ом}; C2 = 10e - 14 \text{ Ф}; L2 = 10e - 10 \text{ Гн};$$

$$R3 = 235,12 \text{ Ом}; C3 = 3,43e - 12 \text{ Ф}; L3 = 6e - 8 \text{ Гн}.$$

После 10000 вычислений целевой функции $|S_{11}(y_{opt})|$ совпадает с результатами измерений для всех частот до 20 ГГц ($F(y_{opt}) = 2,23e - 4$ значения параметров:

$$R1 = 139,8 \text{ Ом}; C1 = 1,53e - 13 \text{ Ф}; L1 = 3,14e - 9 \text{ Гн};$$

$$R2 = 306,76 \text{ Ом}; C2 = 3,17e - 14 \text{ Ф}; L2 = 2e - 9 \text{ Гн};$$

$$R3 = 108,98 \text{ Ом}; C3 = 1,54e - 13 \text{ Ф}; L3 = 5,53e - 5 \text{ Гн}.$$

Следовательно, $(\mu/\mu_w, \lambda)$ -АКМ-ЭС при увеличении количества вычислений целевой функции сходится к оптимуму целевой функции (3.8) и позволяет получить параметры эквивалентной схемы резистора по заданной частотной зависимости $|S_{11}|$.

Из более детального сравнения вычисленных и измеренных данных (рис. 3.16) видно, что в диапазоне 5–20 ГГц для $|S_{11}|$ модель обеспечивает отличие на 0,03–0,06. При получении модели в качестве целевой функции учитывался только модуль экспериментальных данных, соответственно, фаза не совпадает.

Таким образом, получена модель резистора в виде эквивалентной схемы в диапазоне до 20 ГГц. Точность совпадения $|S_{11}|$ модели резистора $F(y_{opt}) = 2,23e - 4$. Показано, что с увеличением количества вычислений целевой функции в 7 раз отклонение вычисленного $|S_{11}|$ от экспериментального уменьшилось в 35 раз.

3.3 Методика автоматизированного синтеза многорезонансных моделей пассивных электронных компонентов

В подразделе описана методика автоматизированного синтеза многорезонансных моделей, в которой использовалась аппроксимация рациональной функцией методом векторной аппроксимации. Её применение показано на синтезе моделей для чип-резистора [84] и выводного конденсатора [85].

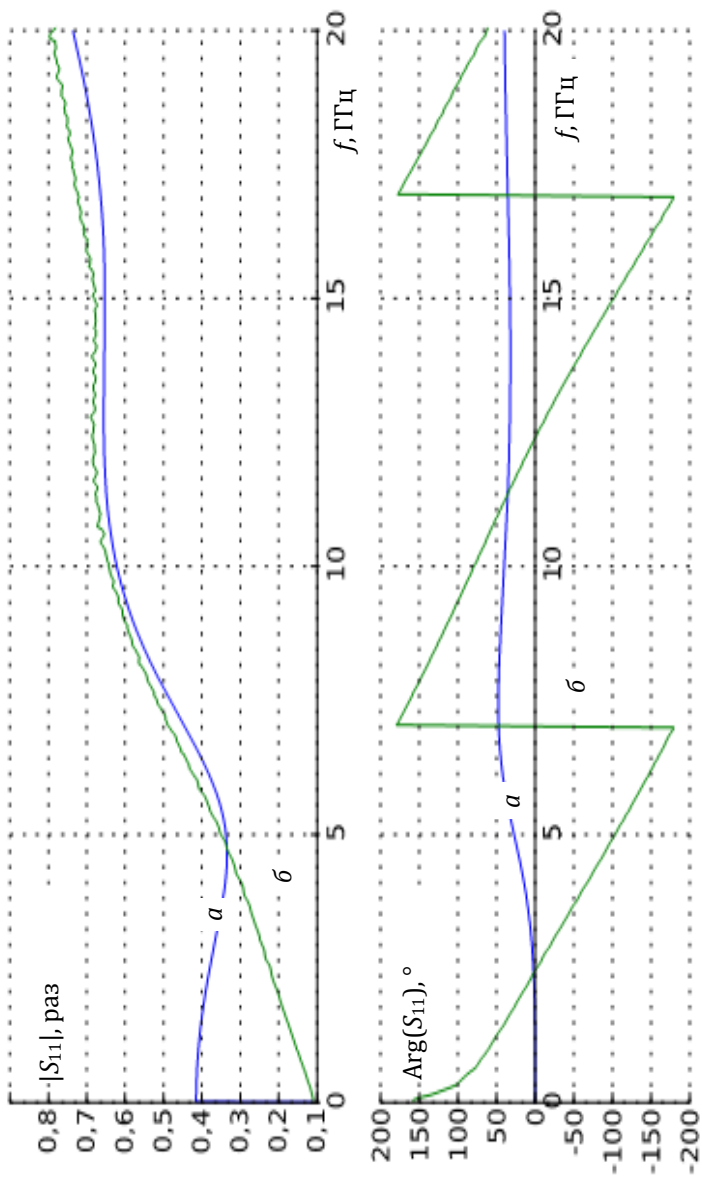


Рисунок 3.16 – Сравнение модуля и фазы S_{11} для модели (a) и эксперимента (б)

Методика состоит из следующих этапов:

- 1) измерение S_{11} компонента;
- 2) пересчёт S_{11} в импеданс Z ;
- 3) аппроксимация Z рациональной функцией методом векторной аппроксимации;
- 4) разложение рациональной функции на элементарные дроби;
- 5) элементарные дроби реализуются эквивалентными схемами, используя методы синтеза цепей;
- 6) формирование итоговой SPICE-модели;
- 7) верификация модели.

Рассмотрим получение широкополосной модели чип-резистора P1-12-0.062 51 ± 5 % Ом (типоразмер 0603) (см. рис. 3.2) по предложенной методике.

После пересчёта S_{11} в Z выполнена аппроксимация рациональной функцией методом векторной аппроксимации (vector fitting) [23, 25, 26].

В результате получена рациональная функция вида

$$f(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + se. \quad (3.9)$$

Первый член функции раскладывается на несколько сумм дробей с комплексно-сопряжёнными полюсами вида

$$\frac{a + jb}{s - (\sigma + j\omega)} + \frac{a - jb}{s - (\sigma - j\omega)}. \quad (3.10)$$

Каждая такая сумма (3.10) реализуется в виде параллельного контура $_pi$ ($R1_pi$, $R2_pi$, L_pi , C_pi) (рис. 3.17), оставшиеся члены функции реализуются в виде последовательного сопротивления и индуктивности. Для расчёта параметров контура и последовательного резистора и индуктивности воспользуемся формулами из [86, 87].

Таким образом, итоговая эквивалентная схема резистора будет состоять из четырех последовательно соединённых контуров, R_s5 и L_s6 (рис. 3.18).

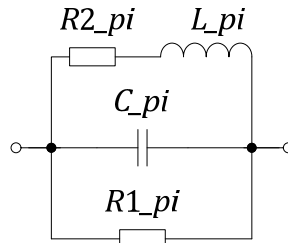


Рисунок 3.17 – Схема параллельного контура

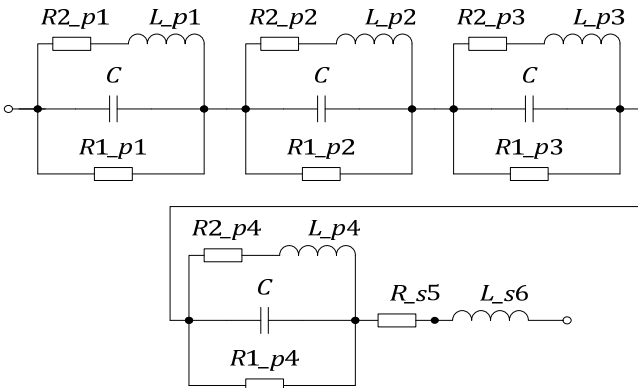


Рисунок 3.18 – Многорезонансная модель чип-резистора
P1-12-0.062 51 ± 5 % Ом

Для верификации модели выполнено её схемотехническое моделирование в TALGAT. Частотная зависимость импеданса Z , вычисленного по полученной модели, приведена на рис. 3.19. Рассчитанный модуль разности результатов измерений и модели приведён на рис. 3.20.

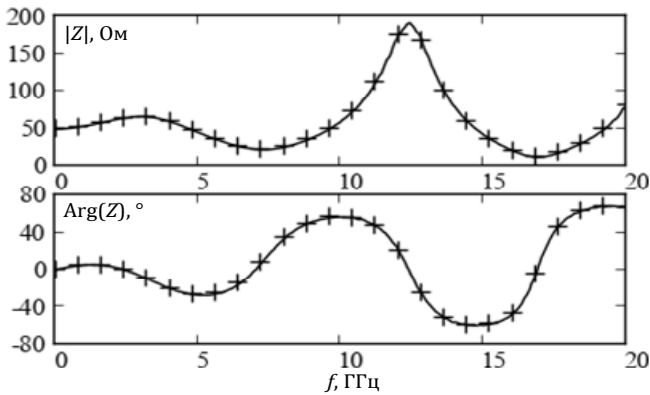


Рисунок 3.19 – Частотная зависимость импеданса резистора:
измерения (-), модель (+)

Аналогичным образом синтезирована модель конденсатора К10-17а-0.47 ± 5 % мкФ (см. рис. 3.6), она состоит из шести последовательно соединённых контуров (рис. 3.21). Её частотная характеристика и верификация модели приведены на рис. 3.22 и 3.23.

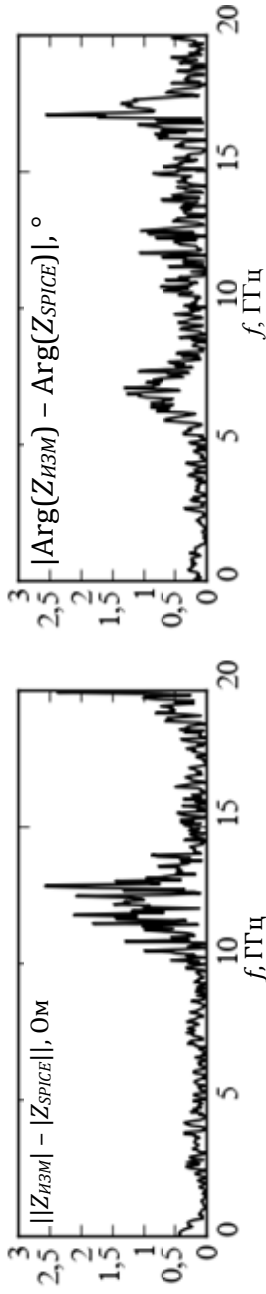


Рисунок 3.20 – Верификация модели резистора: частотная зависимость модуля разности результатов измерений и моделирования

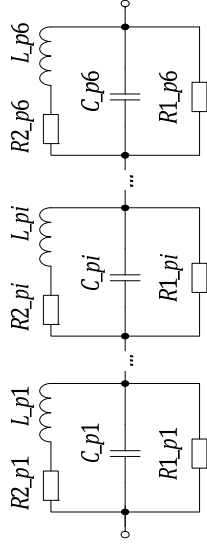


Рисунок 3.21 – Многорезонансная модель выводного конденсатора K10-17a-0,47 ±5% мкФ

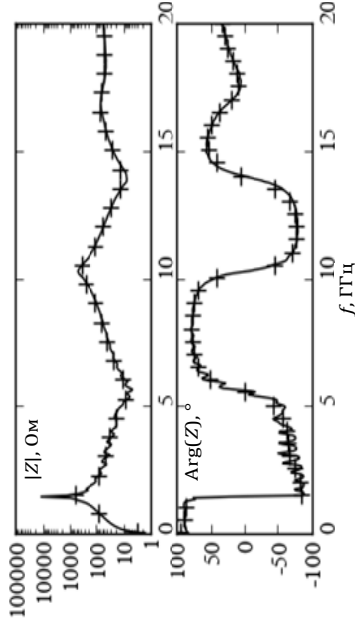


Рисунок 3.22 – Частотная зависимость импеданса конденсатора: измерения (-), модель (+)

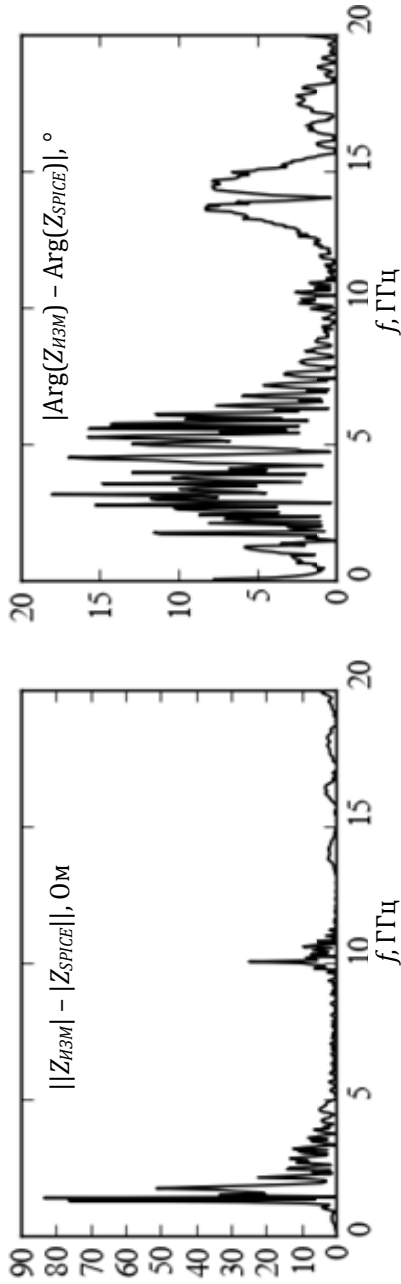


Рисунок 3.23 – Верификация модели конденсатора:
 частотная зависимость модуля результатов измерений и моделирования

Среднеквадратичное отклонение RMS между результатами измерения и моделирования $|Z|$ составляет для резистора 0,701 Ом, а для конденсатора – 11,05 Ом. Таким образом, можно сделать вывод, что полученные модели пригодны для анализа ЭМС печатных плат.

3.4 Разброс частотной характеристики для конденсаторов одного номинала и корпуса

В подразделе представлен анализ результатов измерения $|S_{11}|$ десяти конденсаторов одного номинала и корпуса [88]. Исследуемый монолитный керамический чип-конденсатор GRM21BR71H224K изготовлен компанией Murata (типоразмер 0805, номинал 0,22 мкФ, 50 В). Для измерения конденсатор напаивался на коаксиально-микроразъемный переход (КМПП) типа SMA. Измерение каждого экземпляра выполнялось на одном и том же КМПП при комнатной температуре. После измерения каждого экземпляра выполнялось его выпаивание и пайка следующего экземпляра. КМПП подключался к датчику КСВ через коаксиальный переход Микран ПК2-26-13-05. Измерение выполнялось на скалярном анализаторе цепей Микран P2M-40.

Для снижения излучения от КМПП производилось укорочение длины его штыря. Перед измерением выполнялись калибровка КМПП на холостом ходу и при коротком замыкании. Чтобы оценить рабочий диапазон подготовленного перехода, было выполнено измерение $|S_{11}|$ для КМПП после калибровки при наличии короткого замыкания со стороны укороченного штыря. Из рис. 3.24 видно, что $|S_{11}|$ выходит за пределы диапазона $0 \pm 0,9$ дБ на частоте $> 35,25$ ГГц. При этом из документации на P2M-40 [89] известно, что после выполнения калибровки при подключённой нагрузке короткого замыкания $|S_{11}|$ должен находиться в пределах $0 \pm 0,9$ дБ, что является условием корректной калибровки. Следовательно, рабочий диапазон КМПП после калибровки составляет 10 МГц – 35,25 ГГц.

На рис. 3.25 показан $|S_{11}|$ после усреднения результатов всех десяти конденсаторов, доверительные интервалы отображают разброс характеристики. Максимальное значение разброса не превышает 4,7 дБ, а медианное значение разницы – 0,3 дБ (табл. 3.2 и рис. 3.26). Таким образом, разброс параметров для конденсатора GRM21BR71H224K в партии 10 шт. является несущественным в диапазоне 10 МГц – 25 ГГц, и при получении его модели разбросом можно пренебречь.

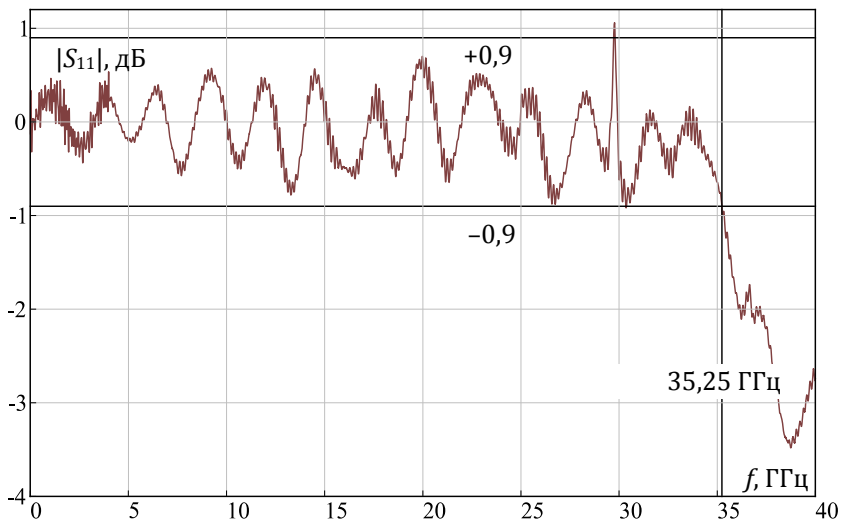


Рисунок 3.24 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ подготовленного КМП при коротком замыкании

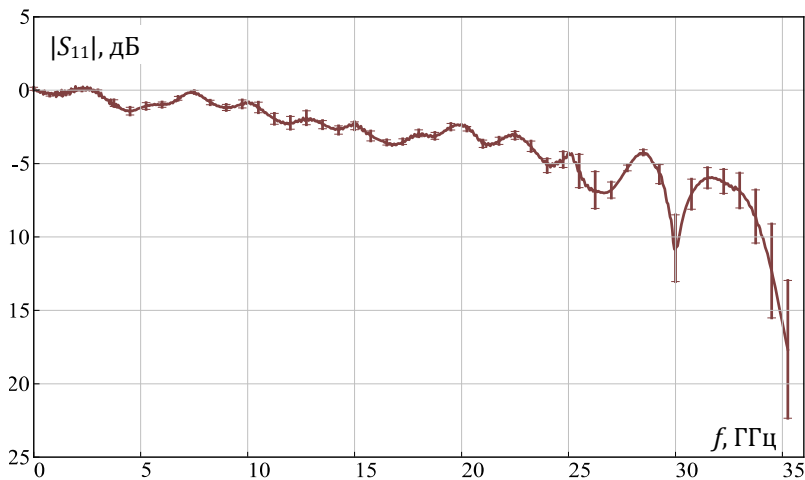


Рисунок 3.25 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ десяти конденсаторов после усреднения

Таблица 3.2 – Максимальное и медианное значения разброса для модуля усреднённого $|S_{11}|$

Частотный диапазон, до ГГц	Максимальное значение отклонения $\Delta(S_{11})$, дБ	Медианное значение отклонения $\Delta(S_{11})$, дБ
1	0,125	0,088
18	0,506	0,215
25	0,605	0,241
35,25	4,697	0,278

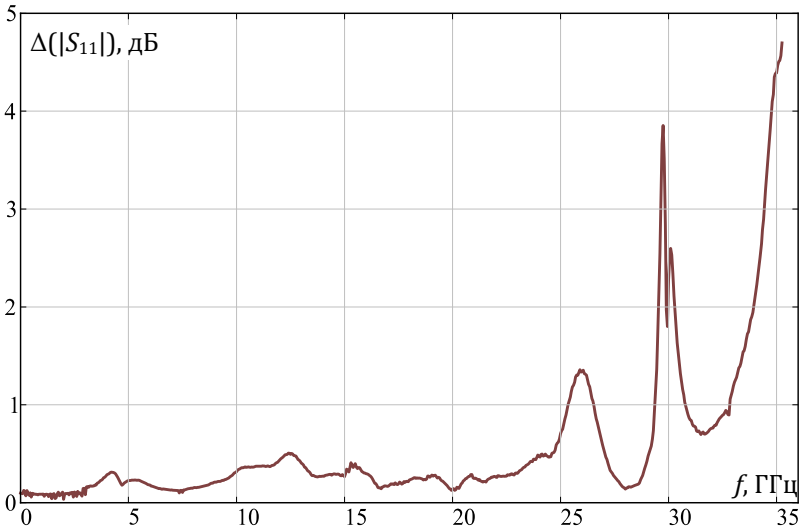


Рисунок 3.26–Частотная зависимость отклонения от среднего $|S_{11}|$ десяти конденсаторов

Основные результаты раздела

Представлены предварительные результаты измерений коэффициента отражения S_{11} конденсатора К10-17а-0.47 ± 5 % мкФ и резистора Р1-12-0.062 51 ± 5 % Ом в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц двумя приборами. Получена хорошая согласованность результатов. Продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами. Показано, что результаты изме-

рений можно использовать для создания математических моделей данных компонентов для частот до 18 ГГц для последующего имитационного моделирования, предваряющего или заменяющего дорогостоящие испытания на ЭМС. Используя аналитический подход, созданы модели компонентов, применимые до 1 ГГц.

Для указанного выше резистора синтезирована модель в виде эквивалентной схемы в диапазоне до 20 ГГц, используя оптимизацию параметров с помощью взвешенной эволюционной стратегии с адаптацией ковариационной матрицы – (5/5*w*, 10)-АКМ-ЭС. Точность совпадения $|S_{11}|$ модели резистора $F(y_{opt}) = 2,23E - 4$. Показано, что с увеличением количества вычислений целевой функции в 7 раз отклонение расчёта коэффициента отражения от экспериментального уменьшилось в 35 раз. При оптимизации фазовая составляющая коэффициента отражения не учитывалась.

Предложена методика для синтеза широкополосных моделей, используя аппроксимацию частотной характеристики методом векторной аппроксимации. Она позволяет получать модели, состоящие из RLC-элементов. Используя её, синтезирована широкополосная SPICE-модель указанного выше конденсатора и резистора в виде эквивалентной схемы с рабочим диапазоном до 20 ГГц. Среднеквадратичное отклонение RMS между результатами измерения и моделирования для $|Z|$ соответственно составляло для резистора 0,701 Ом, а для конденсатора – 11,05 Ом. Таким образом, полученные модели пригодны для анализа ЭМС печатных плат.

Представлена процедура калибровки для скалярного анализатора цепей, позволяющая перенести измерительную плоскость из коаксиального тракта на выход коаксиально-микрополоскового перехода.

Проанализированы результаты измерения $|S_{11}|$ десяти конденсаторов одного номинала и корпуса. Получено усреднённое значение $|S_{11}|$, и для каждого измеренного конденсатора вычислен разброс (отклонение) от усреднённого значения. Показано, что максимальное значение разброса не превышает 4,7 дБ, а медианное значение разницы – 0,3 дБ. Таким образом, разброс параметров для конденсатора GRM21BR71H224K в партии 10 шт. является несущественным в диапазоне 10 МГц – 25 ГГц и при получении его модели разбросом можно пренебречь.

4 ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ПРОГРАММЫ, МОДЕЛИ И ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

Для верификации полученных результатов в разделе представлены результаты вычислений для различных расположений и ориентаций тестовой конфигурации; трёхмерного и двумерного анализа методом моментов; измерений и моделирования изготовленной печатной платы. Затем представлена методика разработки модели цифровых микросхем на языке Digital SimCode [90]. Получена и протестирована модель восьмиразрядного регистра 1554ИР35ТБМ, используемого в УЭМ управления приводами КА [91]. Наконец, приведены результаты разработки измерительных плат.

4.1 Верификация результатов вычисления ёмкостной матрицы

В подразделе выполнена проверка корректности вычислений в модуле трёхмерного анализа печатных структур TALGAT.

4.1.1 Описание конфигурации и методики верификации

На рис. 4.1 показана печатная структура [92], используемая для верификации расчёта ёмкостной матрицы.

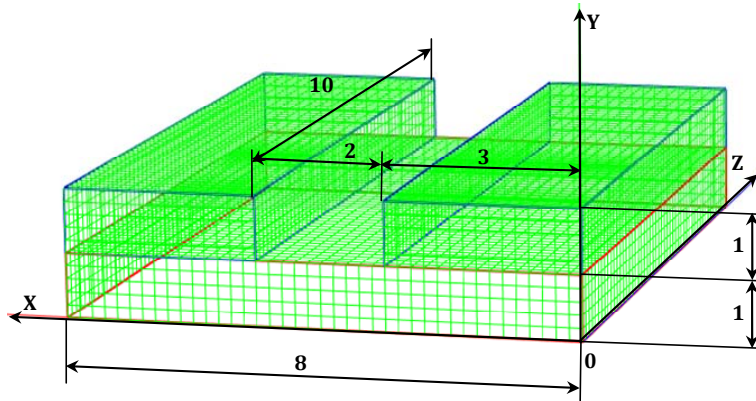


Рисунок 4.1 – 3D-модель тестовой конфигурации:
два проводника расположены на диэлектрике
над идеально проводящей плоскостью

Методика верификации:

1) оценка сходимости рассчитываемых значений. Необходима для выбора параметра сегментации при дальнейших расчётах;

2) оценка влияния расположения конфигурации относительно центра координат: положительный квадрант и симметрично относительно центра координат (рис. 4.2);

3) оценка влияния ориентации конфигурации: вдоль оси Z и вдоль оси X (рис. 4.3). Необходима для проверки корректности математических моделей;

4) сравнение с результатами двумерного анализа. Рассчитываются погонные значения, используя верифицированный двумерный анализ [93]. Итоговая ёмкостная матрица получается из погонных значений умножением на длину структуры.

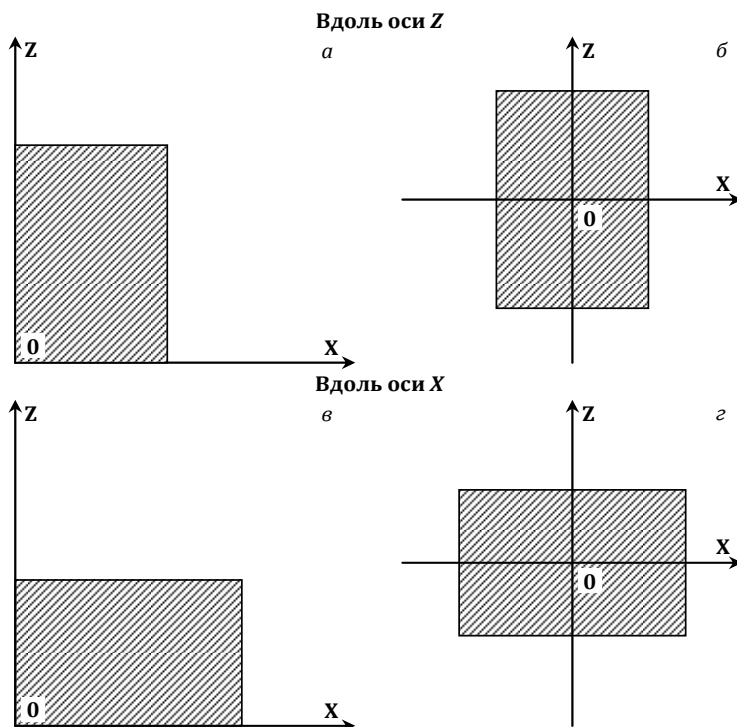


Рисунок 4.2 – Иллюстрация расположения конфигурации относительно центра координат: a , $в$ – только в положительном квадранте; $б$, $г$ – симметрично относительно центра координат

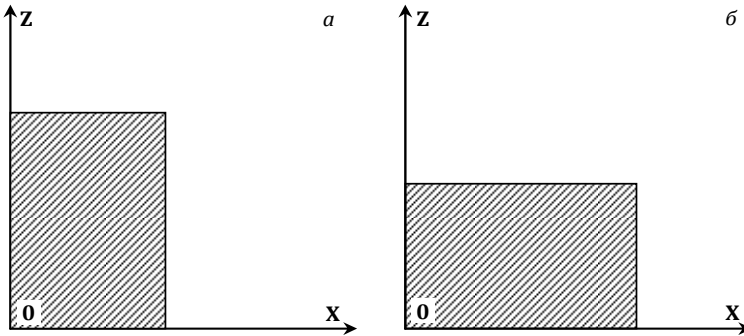


Рисунок 4.3 – Иллюстрация расположения конфигурации:
a – вдоль оси *Z*; *б* – вдоль оси *X*

Также каждый расчёт выполняется для трёх значений относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика (ϵ_r): 1, 10, 80. $\epsilon_r = 1$ означает, что отсутствует диэлектрик и проводники находятся в воздухе, а значит, верифицируются части математической модели, относящиеся к границам проводник–диэлектрик. Проверка с большими значениями ϵ_r (10, 80) позволяет верифицировать части математической модели, относящейся к границам диэлектрик–диэлектрик и корректность последующего учёта диэлектрической проницаемости. Структура содержит два проводника, поэтому ёмкостная матрица имеет размерность 2×2 .

При сравнении двух значений не всегда ясно, какое брать за эталонное. Для определения отличия значений рассчитывается отклонение от среднеарифметического между двумя значениями по формуле

$$\Delta = \frac{|A - B|}{|A + B|} \cdot 100 \%, \quad (4.1)$$

где *A* и *B* – сравниваемые значения.

4.1.2 Сходимость результатов при увеличении числа сегментов

На рис. 4.4–4.6 показаны зависимости значений элементов ёмкостной матрицы от суммарного количества подобластей на всех границах конфигурации при $\epsilon_r = 1, 10, 80$. При самой грубой сегментации каждая граница имеет только одну подобласть по каждой из осей. При учащении сегментации размер сегмента устанавливался одинаковым по всей структуре.

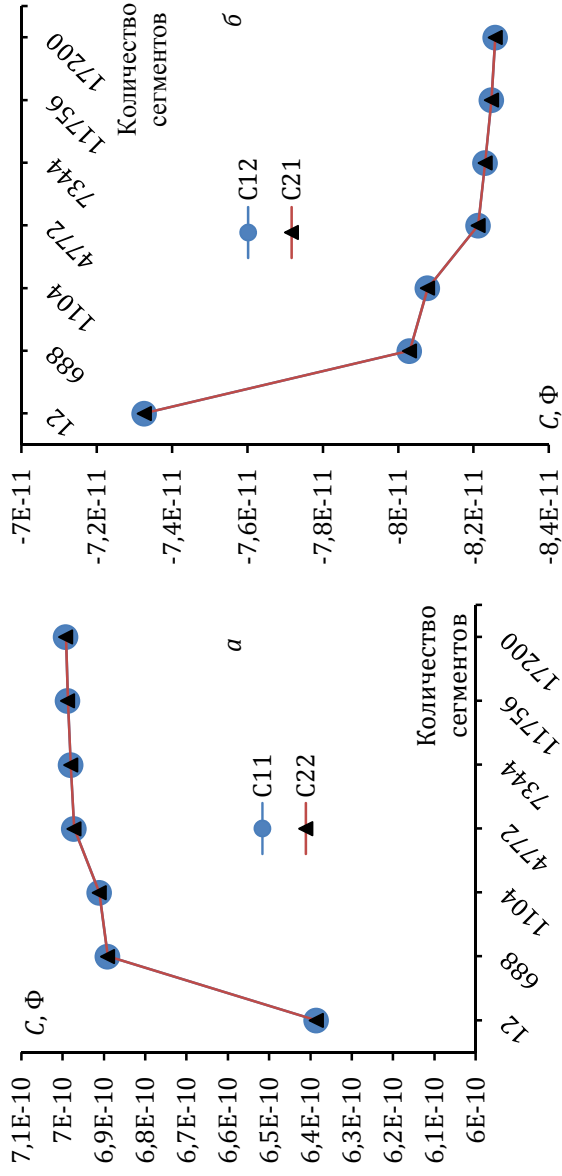


Рисунок 4.4 – Графики сходимости элементов ёмкостной матрицы при $\epsilon_r = 1$

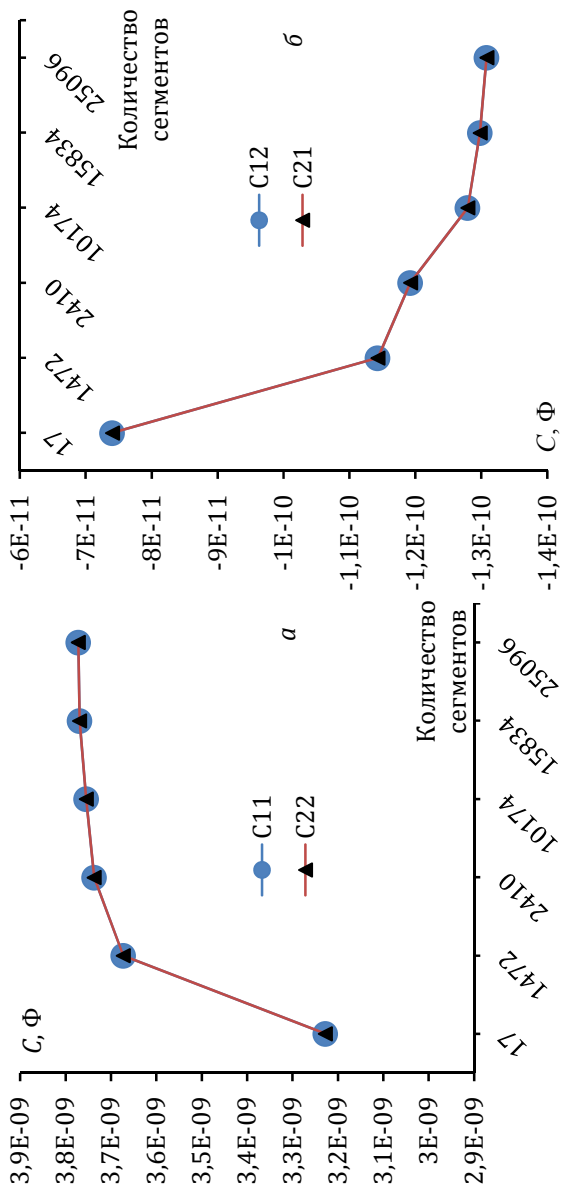


Рисунок 4.5 – Графики сходимости элементов ёмкостной матрицы при $\epsilon_r = 10$

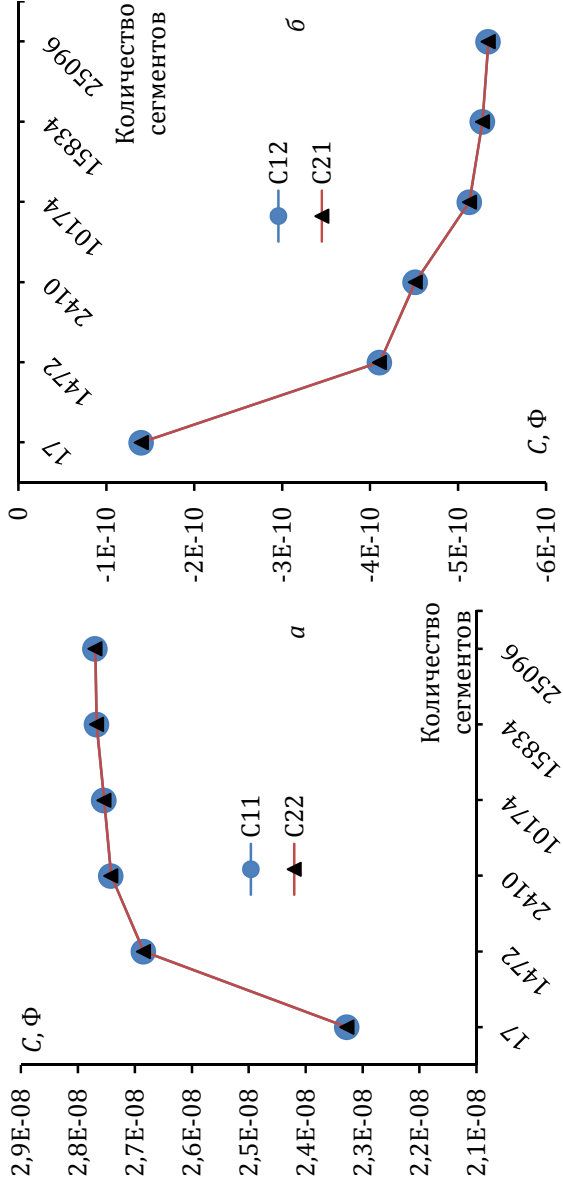


Рисунок 4.6 – Графики сходимости элементов ёмкостной матрицы при $\epsilon_r = 80$

Видно, что сходимость наступает при суммарном количестве сегментов 4772 для $\epsilon_r = 1$ и 10174 для $\epsilon_r = 10, 80$ (совпадение C11 и C22 объясняется симметричностью структуры, а C12 и C21 должны совпадать теоретически). Тем не менее все дальнейшие расчёты будут вестись при максимальной сегментации, чтобы получить наиболее точный результат.

4.1.3 Сравнение результатов для различных расположений и ориентаций конфигурации

В табл. 4.1 приведено сравнение результатов вычисленной ёмкостной матрицы для двух расположений, показанных на рис. 4.2, а и 4.2, б, и отклонение между ними, а в табл. 4.2 – для расположений, показанных на рис. 4.2, в и 4.2, г.

Таблица 4.1 – Влияние расположения конфигурации относительно центра координат (вдоль оси Z)

ϵ_r	Элемент ёмкостной матрицы	Положительный квадрант, Ф	Симметрично относительно центра координат, Ф	Отклонение от среднего, %
1	C11	6,99187E – 10	6,99187E – 10	0,00
	C22	6,99187E – 10	6,99187E – 10	0,00
	C12	-8,25769E – 11	-8,25769E – 11	0,00
	C21	-8,25769E – 11	-8,25769E – 11	0,00
10	C11	3,77176E – 09	3,77176E – 09	0,00
	C22	3,77176E – 09	3,77176E – 09	0,00
	C12	-1,30812E – 10	-1,30812E – 10	0,00
	C21	-1,30812E – 10	-1,30812E – 10	0,00
80	C11	2,76957E – 08	2,76957E – 08	0,00
	C22	2,76957E – 08	2,76957E – 08	0,00
	C12	-5,34528E – 10	-5,34528E – 10	0,00
	C21	-5,34528E – 10	-5,34528E – 10	0,00

Из данных табл. 4.2 видно, что значения полностью совпадают, а значит, расположение относительно центра координат не оказывает влияния.

В табл. 4.3 приведены результаты сравнения конфигурации, расположенной вдоль оси Z и X (см. рис. 4.3). Из данных табл. 4.3 видно, что при отсутствии диэлектрика результаты совпадают. В структурах, при наличии диэлектрика (ϵ_r равно 10 и 80) наблюдается разница, однако она незначительна (1–2 %). Примечательна асимметрия только для оси X.

Таблица 4.2 – Влияние расположения конфигурации относительно центра координат (вдоль оси X)

ε_r	Элемент ёмкостной матрицы	Положительный квадрант, Ф	Симметрично относительно центра координат, Ф	Отклонение от среднего, %
1	C11	6,99187E - 10	6,99187E - 10	0,00
	C22	6,99187E - 10	6,99187E - 10	0,00
	C12	-8,25769E - 11	-8,25769E - 11	0,00
	C21	-8,25769E - 11	-8,25769E - 11	0,00
10	C11	3,63978E - 09	3,63978E - 09	0,00
	C22	3,65181E - 09	3,65181E - 09	0,00
	C12	-1,32111E - 10	-1,32111E - 10	0,00
	C21	-1,32880E - 10	-1,32880E - 10	0,00
80	C11	2,64615E - 08	2,64615E - 08	0,00
	C22	2,65799E - 08	2,65799E - 08	0,00
	C12	-5,50894E - 10	-5,50894E - 10	0,00
	C21	-5,57114E - 10	-5,57114E - 10	0,00

Таблица 4.3 – Влияние ориентации конфигурации

ε_r	Элемент ёмкостной матрицы	Положительный квадрант, Ф	Симметрично относительно центра координат, Ф	Отклонение от среднего, %
1	C11	6,99187E - 10	6,99187E - 10	0,00
	C22	6,99187E - 10	6,99187E - 10	0,00
	C12	-8,25769E - 11	-8,25769E - 11	0,00
	C21	-8,25769E - 11	-8,25769E - 11	0,00
10	C11	3,77176E - 09	3,63978E - 09	1,78
	C22	3,77176E - 09	3,65181E - 09	1,62
	C12	-1,30812E - 10	-1,32111E - 10	0,49
	C21	-1,30812E - 10	-1,32880E - 10	0,78
80	C11	2,76957E - 08	2,64615E - 08	2,28
	C22	2,76957E - 08	2,65799E - 08	2,06
	C12	-5,34528E - 10	-5,50894E - 10	1,51
	C21	-5,34528E - 10	-5,57114E - 10	2,07

4.1.4 Сравнение результатов вычисления различными модулями

С учётом того, что есть небольшое различие при разных ориентациях конфигурации, расчёт выполнен для обеих. Результаты сведены в табл. 4.4 и 4.5.

Видно, что для конфигурации, расположенной в воздухе, наблюдается наибольшее различие между двумерным и трёхмерным анализом. Такое значительное отличие объясняется тем,

что в двумерном анализе на торцах проводников получаются магнитные стенки, а в трёхмерном – дополнительные торцевые ёмкости, вклад которых достигает 10 %.

Таблица 4.4 – Влияние модулей при конфигурации вдоль оси Z

ϵ_r	Элемент ёмкостной матрицы	МOM3D, Ф	МOM2D, Ф	Отклонение от среднего, %
1	C11	6,99187E – 10	5,74527E – 10	9,79
	C22	6,99187E – 10	5,74527E – 10	9,79
	C12	-8,25769E – 11	-8,74858E – 11	2,89
	C21	-8,25769E – 11	-8,74858E – 11	2,89
10	C11	3,77176E – 09	3,26446E – 09	7,21
	C22	3,77176E – 09	3,26446E – 09	7,21
	C12	-1,30812E – 10	-1,35863E – 10	1,89
	C21	-1,30812E – 10	-1,35863E – 10	1,89
80	C11	2,76957E – 08	2,40630E – 08	7,02
	C22	2,76957E – 08	2,40630E – 08	7,02
	C12	-5,34528E – 10	-5,44797E – 10	0,95
	C21	-5,34528E – 10	-5,44797E – 10	0,95

Таблица 4.5 – Влияние модулей при конфигурации вдоль оси X

ϵ_r	Элемент ёмкостной матрицы	МOM3D, Ф	МOM2D, Ф	Отклонение от среднего, %
1	C11	6,99187E – 10	5,74527E – 10	9,79
	C22	6,99187E – 10	5,74527E – 10	9,79
	C12	-8,25769E – 11	-8,74858E – 11	2,89
	C21	-8,25769E – 11	-8,74858E – 11	2,89
10	C11	3,63978E – 09	3,26446E – 09	5,44
	C22	3,65181E – 09	3,26446E – 09	5,60
	C12	-1,32111E – 10	-1,35863E – 10	1,40
	C21	-1,32880E – 10	-1,35863E – 10	1,11
80	C11	2,64615E – 08	2,40630E – 08	4,75
	C22	2,65799E – 08	2,40630E – 08	4,97
	C12	-5,50894E – 10	-5,44797E – 10	0,56
	C21	-5,57114E – 10	-5,44797E – 10	1,12

В результате было показано, что при расположении конфигурации только в положительном квадранте плоскости OXZ, так и конфигурации симметрично относительно центра координат в плоскости OXZ, вычисленные значения ёмкостной матрицы совпадают, а значит, отсутствуют вычислительные

ошибки округления. Были верифицированы реализации формул расчёта вдоль осей Z и X . Показано, что результаты расчётов трёхмерным анализом согласуются с результатами двумерного анализа.

В процессе проверки разработана программа для автоматической верификации результатов расчёта ёмкостной матрицы путём сравнения результатов трёхмерного и двумерного анализа.

4.1.5 Сравнение результатов измерений и моделирования печатной платы

Для подтверждения достоверности полученных результатов вычисления ёмкостной матрицы в TALGAT выполнено сравнение результатов измерений и трёхмерного моделирования [94]. В качестве параметра для сравнения использовалась ёмкость между сигнальным и опорным проводниками специально изготовленной печатной платы (рис. 4.7, *a*). Она содержит две симметричные печатные структуры, являющиеся посадочными местами для соединителей типа SMA. Поэтому каждая печатная структура содержит пять переходных отверстий, в которые устанавливается соединитель SMA. Центральное переходное отверстие является сигнальным, и от него по верхнему слою платы отходит трасса. На нижней стороне платы расположен сплошной слой земли. Поэтому на нижней стороне платы четыре внешних переходных отверстия соединены с землёй.

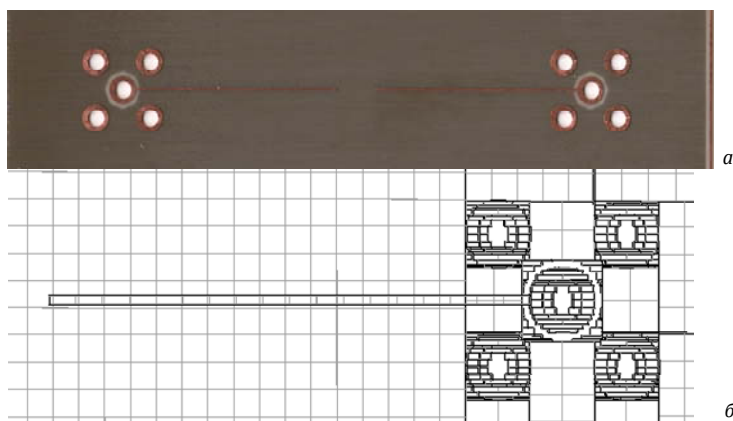


Рисунок 4.7 – Тестовая печатная плата (*a*) и модель посадочного места соединителя типа SMA с трассой (*б*)

Модель описанной печатной структуры с грубой аппроксимацией проводников показана на рис. 4.7, б. Диэлектрик моделировался упрощённо: горизонтальной границей на высоте 10 мкм над контактными площадками с относительной диэлектрической проницаемостью под ней 4,8.

Ёмкости вычислялись отдельно для трассы (двумерным моделированием, поскольку длина трассы 20 мм много больше её ширины 0,3 мм) и для переходных отверстий (трёхмерным моделированием), а затем складывались. Графики сходимости вычисленных значений ёмкости при увеличении количества сегментов на границах поперечного сечения трассы представлены на рис. 4.8, а, при увеличении числа ортогональных прямоугольников, аппроксимирующих поверхность проводников, – на рис. 4.8, б.

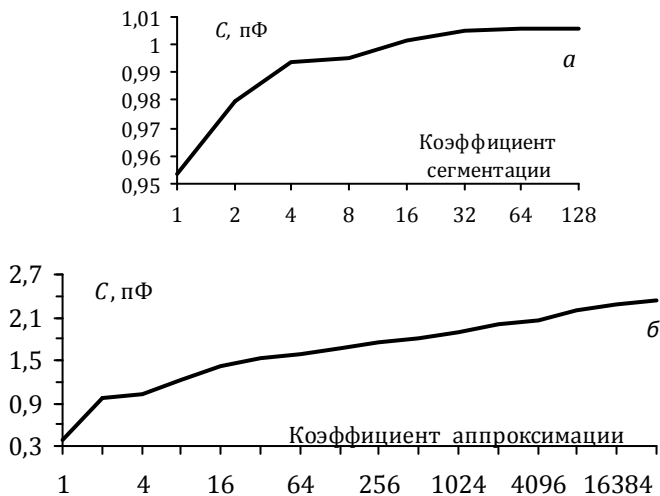


Рисунок 4.8 – Графики сходимости ёмкости для переходного отверстия (а) и трассы (б)

Как видно, ёмкость трассы очень быстро сходится (к значению 1 пФ) при малом числе сегментов, а ёмкость трёхмерной структуры продолжает изменяться даже при очень большом числе аппроксимирующих прямоугольников, но различие последних значений мало (2,19 %). Сумма максимальных значений ёмкостей трассы и площадок составляет $1,00 + 2,34 = 3,34$ пФ. Измерение ёмкости прибором Agilent E4980A левой и правой структур печатной платы дало значения $3,20 \pm 0,09$ %

и $3,35 \pm 0,08$ % пФ соответственно, а значение, полученное при моделировании, находится между ними.

Таким образом, результаты эксперимента подтвердили корректность вычисления ёмкостной матрицы в TALGAT.

4.2 Методика разработки моделей цифровых микросхем на языке Digital SimCode

Модель цифровой микросхемы представляет собой описание входов и выходов микросхемы и их взаимосвязей, алгоритма функционирования микросхемы и её электрических характеристик. Модели разрабатываются на специализированном языке системы моделирования SimCode и размещаются в файлах с расширением *.txt (в исходном текстовом виде) или *.scb (в упакованном формате, полученном в результате компиляции файлов *.txt). Подробное описание языка SimCode, рекомендации по разработке моделей цифровых микросхем и пример модели в исходном тексте приведены в документации [95] и [96], поставляемой вместе с Altium Designer. Язык SimCode позволяет при разработке моделей задавать статические и динамические характеристики микросхем, учитывать влияние температуры, напряжения питания и нагрузочную способность микросхем.

Модель SimCode представляет собой обычный текстовый файл, и в документации исходный текст для данных файлов имеет расширение *.txt, однако для практической цели использовать такое расширение нецелесообразно, так как не будет работать подсветка синтаксиса во встроенном редакторе. Поэтому при сохранении файла рекомендуется указывать расширение *.scs (SimCode Source).

Выполним настройку встроенного текстового редактора для задания подсветки выбранному расширению файлов. Откроем редактор настроек [DXP > Preferences] (рис. 4.9), в разделе «Text Editors» выберем подраздел «Colors» и запустим редактор привязки расширений файлов к языкам подсветки синтаксиса нажатием кнопки «Select Language...» (рис. 4.10).

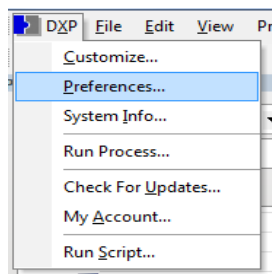


Рисунок 4.9 – Запуск редактора настроек

Язык SimCode имеет синтаксис, похожий на язык С, поэтому просто добавим к нему новое расширение. В списке языков выберем «С» и нажмём кнопку «...».

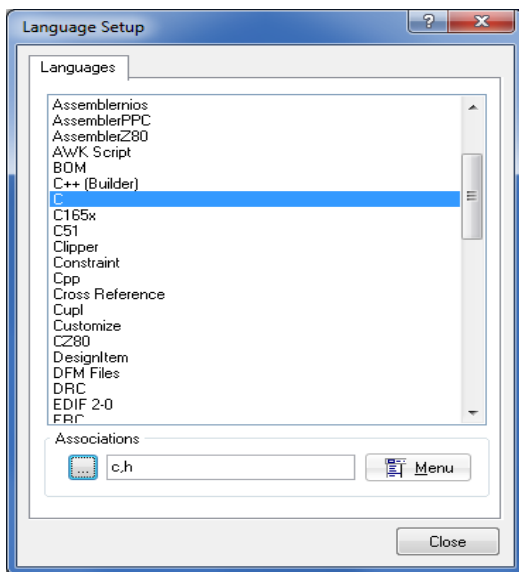


Рисунок 4.10 – Редактор привязки расширений и языков подсветки синтаксиса

В открывшемся окне видно, какие расширения привязаны к данному языку подсветки. Добавим новое, нажав кнопку «Add» и введя в появившуюся форму буквы расширения – «scs». Далее, сохраним изменения, нажав кнопку «ОК» в форме ввода и в «Edit Associations», и проверим наличие нового расширения в редакторе привязки. После этого можно закрыть редакторы привязки и настроек.

Структура модели

Добавим в проект новый текстовый файл [File > New > Text Document] и сохраним его с названием AC273.scs. В указаниях по применению [96] рекомендуется следующая структура построения и описания характеристик модели. Описание модели делится на шесть секций:

1) SimCode Function Identification. Обозначение компонента, его функция, источник данных, разработчик, отметки об изменениях;

2) Data Declarations. Объявления имён входных переменных модели и выводов питания (функция INPUTS), выходных переменных модели (функция OUTPUTS), а также всех целых и вещественных переменных, используемых в модели (функции INTEGERS и REALS). Задание допустимых границ изменения напряжения источника питания. Задание максимального напряжения низкого уровня и минимального напряжения высокого уровня на выходах и входах микросхемы;

3) SimCode Function Initialization. Задание длительности фронта выходного импульса. Задание задержек распространения сигнала от входов к выходам микросхемы и их температурной зависимости. Задание параметров выходных и входных характеристик. Задание параметров выводов питания;

4) LOAD and DRIVE Statements. Присвоение выводам объявленных выше динамических параметров;

5) Device Functionality. Описания поведения модели в виде таблицы истинности (EXT_TABLE) или прямого присвоения значений выходам с помощью STATE_BIT;

6) Output Delays/Post Events. Событийное описание задержек – при изменении логических состояний выводов.

Электрические параметры цифровых микросхем, необходимые для разработки моделей, приведены в табл. 4.6 [97].

Таблица 4.6 – Требуемые электрические параметры цифровой микросхемы

Параметр	Обозначение	Режим измерения
Напряжение источника питания	U_{CCmin}	
	U_{CCmax}	
Входное напряжение высокого уровня	U_{IHmin}	
Входное напряжение низкого уровня	U_{ILmax}	
Время задержки распространения сигнала при выключении	t_{PLH}	Напряжение питания, UCC
Время задержки распространения сигнала при включении	t_{PHL}	
Выходное напряжение высокого уровня	U_{OHmin}	Напряжение питания, UCC Входной ток высокого уровня, IOH

Окончание таблицы 4.6

Параметр	Обозначение	Режим измерения
Выходное напряжение низкого уровня	U_{OLmax}	Входной ток низкого уровня, IOL
Выходной ток в состоянии «выключено»	I_{OZmax}	Напряжение на выходе, UO
Входной ток высокого уровня	I_{OHmax}	Входное напряжение высокого уровня, UIH
Входной ток низкого уровня	I_{OLmax}	Входное напряжение низкого уровня, UIL Напряжение питания, UCC
Ток потребления	I_{Cmax}	Напряжение питания, UCC

Значения большинства параметров можно получить из технической документации на микросхему. При отсутствии некоторых параметров допустимо использовать значения из описания аналогичных моделей. Также определённые параметры можно получить, зная на каком базовом логическом элементе построена микросхема.

Секция 1. SimCode Function Identification

Запишем в секции 1 ссылку на модель:

```
//=====
// Section 1 - SimCode Function Identification
# ac273 source
// 74AC273: Octal D Flip-Flops
// 1554ИР35ТБМ, технические данные от производителя "Интеграл"
//=====
```

Комментарии в SimCode обозначаются так же, как и в языке С – двойной символ «слеш», многострочные комментарии вида «/* */» не поддерживаются.

Здесь и далее для удобства описания синтаксиса языка используются следующие служебные обозначения:

<same word> – задаваемый пользователем параметр;

Выражение определения устройства SimCode имеет следующую форму:

```
# <func name> source
```

где <func name> – имя функции SimCode.

Такое объявление используется для того, чтобы в одном файле *.scs можно было описать сразу несколько моделей.

Секция 2. Data Declarations

После идентификации ссылки на модель размещаются объявления имён входных переменных модели и выводов питания (функция INPUTS), выходных переменных модели (функция OUTPUTS), а также объявляются все целые и вещественные переменные, используемые в модели (функции INTEGERS и REALS).

```
//Section 2 - Data Declarations
INPUTS VCC, GND, nMR, CP, D7, D6, D5, D4, D3, D2, D1, D0;
OUTPUTS VCC_LD, nMR_LD, CP_LD, D7_LD, D6_LD, D5_LD, D4_LD,
        D3_LD, D2_LD, D1_LD, D0_LD, Q7, Q6, Q5, Q4, Q3, Q2,
        Q1, Q0;
INTEGERS internal_reg;
REALS tt_val, tph_val, tph_val, ril_val, rih_val, ricc_val,
        ts_val, th_val, CP_twl, MR_twl, trec_val;
PWR_GND_PINS(VCC,GND); //set pwr_param and gnd_param values
```

Затем объявляются выводы питания и заземления и устанавливаются значения напряжений на них (функция PWR_GND_PINS):

```
PWR_GND_PINS (< имя вывода питания >, < имя вывода земли >);
```

Функция определяет, какие из выходных выводов, заданных в INPUTS, являются выводами питания и земли, а также устанавливает абсолютные значения зарезервированных в SimCode переменных:

```
pwr_param = U VCC – напряжение на выводе питания;
gnd_param = U GND – напряжение на выводе земли.
```

Задание допустимых границ изменения напряжения источника питания производится функцией SUPPLY_MIN_MAX:

```
SUPPLY_MIN_MAX (< U cc miri >,< Uccmax >);
```

где U CСmir и U CСmax – минимально и максимально допустимые величины напряжения источника питания (табл. 4.6).

Функция проверяет напряжение на выводе питания и при выходе его за допустимые границы выдаёт соответствующее сообщение после завершения моделирования.

Задание максимального напряжения низкого уровня (UOL max) и минимального напряжения высокого уровня (U OH min) производится функцией VOL_VOH_MIN для ненагруженных выходов микросхемы:

```
VOL_VOH_MIN (< dVol >,< dVoh >,< dVoh1 >);
```

где dVol – значение разности напряжений U OL max и U GND;

dVoh – значение разности напряжений U OH min и U VCC;
dVohl – минимально допустимое значение (U OH min – UOL max).

Функция вычисляет и устанавливает значения зарезервированных в SimCode переменных:

```
vol_param = U OL max = gnd_param + dVol;
```

```
voh_param = U OH min = pwr_param + dVoh.
```

Если разница между значениями voh_param и vol_param при моделировании определяется меньшей, чем dVohl, то переменные примут значения: vol_param = grd_param и voh_param = grd_param+dVohl.

Параметры dVol, dVoh и dVohl определяются из описаний моделей микросхем-аналогов и обычно составляют: для TTL-микросхем dVol = 0,2В, dVoh = -0,4В и dVohl = 0,1В; для КМОП-микросхем dVol = 0... 0,1В, dVoh = 0 ... -0,1В и dVohl = 0,1В.

Задание максимального напряжения низкого уровня (UIL max) и минимального напряжения высокого уровня (UIH min) производится функциями VIL_VIH_VALUE или VIL_VIH_PERCENT:

```
VIL_VIH_VALUE (< Vil >,< Vih >); // задаёт абсолютные значения параметров  
VIL_VIH_PERCENT (< Vil% >,< Vih% >); // задаёт значения параметров VIL и VIH в процентах от напряжения питания
```

где Vil и Vil% – максимальное входное напряжение низкого уровня U I, max;

Vih и Vih% – минимальное входное напряжение высокого уровня U IH min.

```
// Задание допустимых границ изменения напряжения источника питания.  
SUPPLY_MIN_MAX(2,6); //check for min supply=2 and max supply=6  
// Задание максимального напряжения низкого уровня и  
// минимального напряжения высокого уровня на выходах микросхемы.  
VOL_VOH_MIN(0.5,-1.3,0.1); //set min vol_param=gnd_param+0.5,  
max voh_param=pwr_param-1.3  
// Задание максимального напряжения низкого уровня и  
// минимального напряжения высокого уровня на входах микросхемы.  
VIL_VIH_VALUE(1.65,3.85); //set input threshold values: vil and vih  
IO_PAIRS(nMR:nMR_LD, CP:CP_LD, D7:D7_LD, D6:D6_LD, D5:D5_LD,  
D4:D4_LD, D3:D3_LD, D2:D2_LD, D1:D1_LD, D0:D0_LD);
```

Секция 3. SimCode Function Initialization

Данная секция выполняется один раз перед началом моделирования, что делается с помощью проверки переменной init_sim. После чего производится присвоение значений вышеобъявленным переменным.

```

//Section 3 - SimCode Function Initialization
IF (init_sim) THEN
  BEGIN
  // Описание динамических характеристик
  // ...
  EXIT;
  END;

```

Длительность фронта выходного импульса. Этот параметр является одним из показателей быстродействия микросхемы и характеризует время перехода микросхемы из состояния логического нуля в состояние логической единицы. Зависит от серии логического семейства, для CMOS составляет примерно 3–50 нс, и его можно рассчитать из формулы [98]

$$f_{\max} = \frac{1}{10 \cdot t_r}, \quad (4.2)$$

где f_{\max} – максимальная тактовая частота работы вентиля;
 t_r – длительность фронта импульса.

Для задания длительности фронта выходного импульса (tt) используется функция MIN_TYP_MAX:

```
< имя переменной > = (MIN_TYP_MAX (tt_param: < min >, < typ >, < max >));
```

где имя переменной – имя объявленной вещественной переменной, определяющей длительность фронта выходного импульса;

tt_param – зарезервированная переменная SimCode, не требующая объявления, определяет таблицу значений длительности фронта (min – минимальное значение; typ – типовое значение; max – максимальное значение).

Одно или два неизвестных значения в таблице могут заменяться на ключевое слово NULL, тогда эти значения рассчитываются программой моделирования.

```

// Задание длительности фронта выходного импульса.
tt_val= (MIN_TYP_MAX(tt_param: NULL, 1n, NULL));

```

Опишем параметры временной диаграммы. На рис. 4.11 [99] показаны соотношения между тактовым сигналом, сбросом и данными. Для описания этих соотношений нужно указать:

t_r – длительность фронта выходного импульса (передний и задний);

t_w – длительность сигнала;

t_{PLH} – время задержки распространения при выключении;

t_{PHL} – время задержки распространения при включении;

t_{su} – время установления сигнала;

t_{rec} – время восстановления сигнала;

t_h – время удержания сигнала.

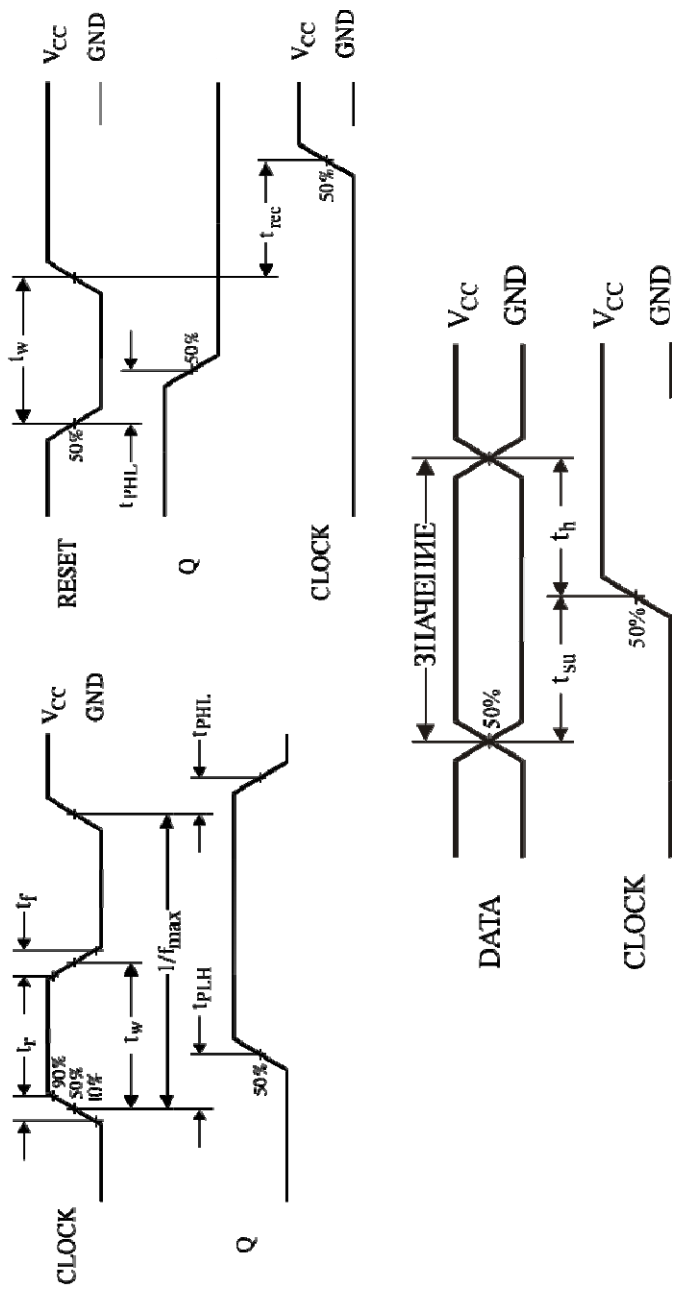


Рисунок 4.1.1 – Временная диаграмма

Длительность фронта выходного импульса рассчитана и задана выше.

```
// Задание параметров временной диаграммы
// Длительность сигнала CL
CP_twl= (4n);
// Длительность сигнала R
MR_tw= (4n);
// Время установления сигнала D относительно сигнала CL
ts_val= (1.5n);
// Время удержания сигнала D относительно сигнала CL
th_val= (3.5n);
// Время восстановления сигнала CL после сигнала R
trec_val= (4.5n);
```

Чтобы задать в модели задержки распространения сигнала от входов к выходам микросхемы, необходимо:

- 1) задать в модели числовые значения задержек распространения (с учётом или без учёта влияния температуры);
- 2) установить соответствие заданных в модели числовых значений задержек распространения конкретным выходам микросхемы.

Для задания в модели числовых значений задержек распространения используется функция MIN_TYP_MAX:

```
< имя переменной > = (MIN_TYP_MAX (tp_param: < min >, < typ >, <
max >)); // без учёта влияния температуры
< имя переменной > = ((MIN_TYP_MAX (tp_param: < min >, < typ >, <
max >)) + < temp >); // с учётом влияния температуры
```

где имя переменной – имя объявленной вещественной переменной, определяющей величину задержки распространения сигнала; *tp_param* – зарезервированная переменная SimCode, не требующая объявления, определяет таблицу значений задержки распространения (аналогично заданию длительности фронта выходного импульса); *temp* – имя объявленной вещественной переменной, значение которой определено функцией PWL_TABLE как приращение задержки распространения, соответствующее заданной температуре.

В качестве исходных данных для определения числовых значений задержек распространения в таблице *tp_param* используются электрические параметры, приведённые в документации на микросхему (например, *t P LH* и *t P HL*, см. табл. 4.6).

```
// Задание задержек распространения сигнала
// от входов к выходам микросхемы.
tplh_val= (MIN_TYP_MAX(tp_param: NULL, 9n, NULL));
tphl_val= (MIN_TYP_MAX(tp_param: NULL, 10n, NULL));
```

Параметры выходных характеристик. В качестве параметров выходных характеристик в модели используются эквивалентные сопротивления выходной цепи микросхем при низком уровне напряжения на выходе (rol), высоком уровне напряжения на выходе (roh). Для микросхем с тремя состояниями выхода используется эквивалентное сопротивление выходной цепи в состоянии «выключено» ($r3s$).

Для задания эквивалентных сопротивлений выходов используется функция MIN_TYP_MAX:

`< имя переменной > = (MIN_TYP_MAX(drv_param: < min >, < typ >, < max >));`

где имя переменной – имя объявленной вещественной переменной, или зарезервированной переменной SimCode, определяющей величину эквивалентного сопротивления выхода; drv_param – зарезервированная переменная SimCode, не требующая объявления, определяет таблицу значений эквивалентного сопротивления выхода, соответствующих минимальной (min), номинальной (typ) и максимальной (max) нагрузочным способностям выхода.

Если в функции MIN_TYP_MAX при задании эквивалентных сопротивлений выходов одно или два неизвестных значения заменяются на ключевое слово NULL, то эти значения рассчитываются программой моделирования аналогично заданию длительности фронта выходного импульса. При этом масштабирующие коэффициенты (0,5 и 1,5) изменяются на противоположные (1,5 и 0,5).

Для расчёта эквивалентных сопротивлений выходов используются электрические параметры, приведённые в документации на микросхему (см. табл. 4.6).

Формула для расчёта эквивалентного сопротивления выходной цепи при низком уровне напряжения на выходе:

$$rol_{max} = \frac{U_{OLmax} - dVol}{I_{OL}}, \quad (4.3)$$

где U_{OLmax} – максимальное выходное напряжение низкого уровня; I_{OL} – выходной ток низкого уровня; $dVol$ – параметр, заданный функцией VOL_VOH_MIN.

Формула для расчёта эквивалентного сопротивления выходной цепи при высоком уровне напряжения на выходе:

$$roh_{min} = \frac{U_{CC} + dVoh - U_{OHmin}}{I_{OH}}, \quad (4.4)$$

где U_{CC} – напряжение питания; I_{OL} – выходной ток высокого уровня; $dVoh$ – параметр, заданный функцией VOL_VOH_MIN.

Формула для расчёта сопротивления нагрузки при низком уровне сигнала:

$$ril_{\min} = \frac{U_{CC} + dVoh - U_{IL}}{I_{IL\max}}, \quad (4.5)$$

где U_{CC} – напряжение питания; U_{IL} – входное напряжение низкого уровня; $I_{IL\max}$ – входной ток низкого уровня; $dVoh$ – параметр, заданный функцией VOL_VOH_MIN.

Формула для расчёта сопротивления нагрузки при высоком уровне сигнала:

$$rih_{\min} = \frac{U_{IH} - dVol}{I_{IH\max}}, \quad (4.6)$$

где U_{IH} – входное напряжение высокого уровня; $I_{IH\max}$ – входной ток высокого уровня; $dVol$ – параметр, заданный функцией VOL_VOH_MIN.

Формула для расчёта эквивалентного сопротивления цепи питания:

$$rcc = \frac{U_{CC}}{I_{CC}}, \quad (4.7)$$

где U_{CC} – напряжение питания; I_{CC} – ток потребления.

```
// Задание параметров выходных характеристик.
//AC std output drive IOL max=24mA @ vol=0.5V: rol_param=(0.5-
vol_param)/24mA
rol_param= (MIN_TYP_MAX(drv_param: NULL, 6, NULL));
//AC std output drive IOH max=-50uA @ voh=1.3V:
roh_param=(voh_param-1.3)/50uA
roh_param= (MIN_TYP_MAX(drv_param: NULL, 26k, NULL));
// Задание параметров входных характеристик.
//AC input load IIH=0.1uA @ 5.5V: ril= (5.5-vol_param)/0.1uA;
ril_val= (MIN_TYP_MAX(ld_param: NULL, NULL, 51.4Meg));
//AC input load IIL=-0.1uA @ 1.65V: r1= (voh_param-1.65)/0.1uA
rih_val= (MIN_TYP_MAX(ld_param: NULL, NULL, 25.5Meg));
// Задание параметров выводов питания, part 1/2
//Icc @ 5.5V with output high: 687.5= 5.5/8uA max
ricc_val= (MIN_TYP_MAX(i_param: NULL, NULL, 687.5k));
```

В секции 2 были объявлены внутренние переменные и внешние выводы. Части переменных выше были присвоены значения, теперь укажем начальные значения на начальный момент:

```
// Начальные значения для переменной и выводов
internal_reg= (0);
STATE Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 = ZERO;
//initialize output
```

Секция 4. LOAD and DRIVE Statements

Установим соответствие, заданное в модели числовых значений задержек распространения, конкретным выводам микросхем. Для выходных выводов этой цели служит оператор DRIVE, а для входных – LOAD.

Операторы DRIVE и LOAD имеют следующие стандартные параметры:

$v0$ – напряжение под нагрузкой для высокого уровня входа;
 $r0$ – сопротивление под нагрузкой для высокого уровня входа;
 $v1$ – напряжение под нагрузкой для низкого уровня входа;
 $r1$ – сопротивление под нагрузкой для низкого уровня входа;
 t – задержка применения параметров нагрузки.

```
//Section 4 - LOAD and DRIVE Statements
DRIVE Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 =
  (v0=v0l_param,v1=v0h_param,tthl=tt_val,tthl=tt_val);
LOAD nMR_LD CP_LD D7_LD D6_LD D5_LD D4_LD D3_LD D2_LD D1_LD D0_LD =
  (v0=v0l_param,r0=r1l_val,v1=v0h_param,r1=r1h_val,io=1e9,t=1p);
```

Секция 5. Device Functionality

Переменная nMR хранит значение входа сброса. При подаче на него сигнала данная переменная принимает значение «1», и симулятор переходит к обработке условия.

```
//Section 5 - Device Functionality
// Обработка сброса
IF (nMR) THEN
  BEGIN
    IF (CHANGED_LH(CP)) THEN
      BEGIN
        internal_reg= (NUMBER(D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0));
      END;
    ELSE
      internal_reg= (0);
    END;
  END;
```

Оператор STATE_BIT присваивает состояния перечисленных битов битам из переменной. При этом порядок битов в переменной – от старшего к младшему, а биты приёмника перечислены от младшего к старшему.

```
// Функция
STATE_BIT Q0 Q1 Q2 Q3 Q4 Q5 Q6 Q7 = (internal_reg);
```

Задаются нагрузочные характеристики входных контактов питания через определённые ранее параметры. Параметры r1 и t взяты из аналогичной модели LS273, имеющейся в примерах для AD.

```
// Задание параметров выводов питания, part 2/2
LOAD VCC_LD = (v0=gnd_param,r0=ricc_val,v1=pwr_param,r1=1e6,t=1p);
```

Секция 6. Output Delays/Post Events

Соответствие заданных в модели задержек распространения конкретным выходам микросхемы устанавливается функцией DELAY:

```
// при задании одному или нескольким выходам одного значения задержки
DELAY < имя выхода > [< имя выхода > ...] = < задержка >;
// при задании одному или нескольким выходам нескольких значений
задержки, определённых какими-либо условиями
DELAY < имя выхода > [< имя выхода > .] =
    CASE (< условное выражение >): < задержка >
    [CASE (< условное выражение >): < задержка >
    ...
    CASE (< условное выражение >): < задержка > ]
END;
```

где *имя выхода* – имя выхода, определённое в функции OUTPUTS;

задержка – численное значение задержки распространения или имя переменной, значения которой определены функцией MIN_TYP_MAX; *CASE* – оператор SimCode, предназначенный для выбора конкретного значения задержки при выполнении заданного условного выражения;

условное выражение – условное выражение в формате SimCode, определяющее конкретный параметр задержки.

Значения задержек на выходах устанавливаются в последовательности перечисления имён выходов в функции DELAY.

Для каждого выхода последовательно выполняются операторы CASE в порядке их следования в функции DELAY до тех пор, пока какое-либо из условных выражений не примет значение TRUE. Если ни одно из условных выражений для какого-либо выхода не выполняется, то для этого выхода будет установлена задержка, определяемая последним оператором CASE.

Кроме стандартных операторов SimCode, в условном выражении могут быть использованы стандартные условия, применяемые только к определению состояния выходов (табл. 4.7).

```
//Section 6 - Output Delays/Post Events
DELAY Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 =
    CASE (TRAN_LH) : tphl_val
    CASE (TRAN_HL) : tphl_val
END;
```

Таблица 4.7 – Стандартные условия для определения состояний выходов

Условия	Логическое состояние вывода	Состояние
TRAN_LH	Переход из состояния низкого уровня в состояние высокого уровня	LH
TRAN_LZ	Переход из состояния низкого уровня в состояние «выключено»	LZ
TRAN_LX	Переход из состояния низкого уровня в любое состояние	LX
TRAN_HL	Переход из состояния высокого уровня в состояние низкого уровня	HL
TRAN_HZ	Переход из состояния высокого уровня в состояние «выключено»	HZ
TRAN_HX	Переход из состояния низкого уровня в любое состояние	HX
TRAN_ZH	Переход из состояния «выключено» в состояние высокого уровня	ZH
TRAN_ZL	Переход из состояния «выключено» в состояние низкого уровня	ZL
TRAN_ZX	Переход из состояния «выключено» в любое состояние	ZX
TRAN_XH	Переход из любого состояния в состояние высокого уровня	XH
TRAN_XL	Переход из любого состояния в состояние низкого уровня	XL
TRAN_XZ	Переход из любого состояния в состояние «выключено»	XZ
TRAN_XX	Любое логическое состояние	XX

4.3 Разработка модели для микросхемы 1554ИР35ТБМ

Разработка и отладка схмотехнической модели для микросхемы 1554ИР35ТБМ производилась во встроенном редакторе Altium Designer на языке Digital SimCode. В секции 1 задана ссылка на модель, название российского компонента и иностранный аналог, описана выполняемая функция и источник технических характеристик:

```
// =====
// Section 1 - SimCode Function Identification
# ac273 source
// 74AC273: Octal D Flip-Flops
// 1554ИР35ТБМ, технические данные от производителя "Интеграл"
//=====
```

В секции 2 необходимо объявить специализированные переменные для входов и выходов, инициализировать переменные для описания характеристик модели, указать параметры для нормальных значений напряжений и задать соответствия между входами и выходами:

```
//Section 2 - Data Declarations
INPUTS VCC, GND, nMR, CP, D7, D6, D5, D4, D3, D2, D1, D0;
OUTPUTS VCC_LD, nMR_LD, CP_LD, D7_LD, D6_LD, D5_LD, D4_LD,
        D3_LD, D2_LD, D1_LD, D0_LD, Q7, Q6, Q5, Q4, Q3, Q2,
        Q1, Q0;
INTEGERS internal_reg;
REALS tt_val, tph_val, tphl_val, ril_val, rih_val, ricc_val,
        ts_val, th_val, CP_twl, MR_tw, trec_val;
PWR_GND_PINS(VCC,GND); //set pwr_param and gnd_param values
```

На рис. 4.12 показано условное обозначение регистра. Используя именно его, были объявлены специализированные переменные INPUTS и OUTPUTS.

Целочисленная переменная `internal_reg` будет задействована для передачи параметра состояний входов на выход.

Описание и значения вещественных переменных, перечисленных после оператора REALS, приведены в табл. 4.8, для значений со звездочкой расчёт приведён далее.

Задание допустимых границ изменения напряжения источника питания произведено на основе данных о предельных значениях, $V_{CC} = 2,0 - 6,0$ В.

```
// Задание допустимых границ изменения напряжения источника питания.
SUPPLY_MIN_MAX(2,6); //check for min supply=2 and max supply=6
```

Задание максимального напряжения низкого уровня и минимального напряжения высокого уровня на выходах микросхемы. Максимальное напряжение низкого уровня на выходах $V_{OL} = 0,5$ В. Минимальное напряжения высокого уровня на выходах $V_{OH} = 4,70$ В, при этом в операторе VOL_VOH_MIN вносится $V_{OH} - V_{CC} = 4,70 - 6 = -1,3$ В.

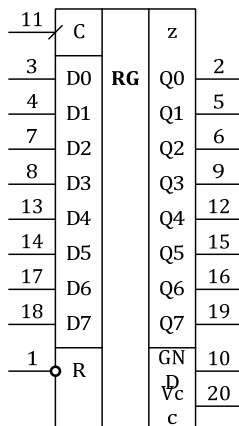


Рисунок 4.12 – Условное обозначение регистра 1554IP35TBM

Таблица 4.8 – Динамические параметры ИС 1554ИР35ТБМ

Переменная	Описание	Значение
tt_val	* Длительности фронта выходного импульса	1 нс
tplh_val	Время задержки распространения при выключении, от входа CL к выходам Q	9 нс
tphl_val	Время задержки распространения при включении, от входа CL к выходам Q	10 нс
rol_val	* Эквивалентное сопротивление выходной цепи при низком уровне напряжения на выходе	5,8 Ом
roh_val	* Эквивалентное сопротивление выходной цепи при высоком уровне напряжения на выходе	26 кОм
ril_val	* Сопротивление нагрузки при низком уровне входного сигнала	51,4 МОм
rih_val	* Сопротивление нагрузки при высоком уровне входного сигнала	25,5 МОм
ricc_val	* Эквивалентное сопротивление цепи питания	687,5 кОм
ts_val	Время установления сигнала D относительно сигнала CL	1,5 нс
th_val	Время удержания сигнала D относительно сигнала CL	3,5 нс
CP_twl	Длительность сигнала CL	4 нс
MR_tw	Длительность сигнала R	4 нс
trec_val	Время восстановления сигнала CL после сигнала R	4,5 нс

Минимально допустимая разница между напряжением низкого и высокого уровней не указана в технической документации и взята для технологии CMOS (иностранная серия AC) $V_{OH} - V_{OL} = 0,1$ В.

```
// Задание максимального напряжения низкого уровня и
// минимального напряжения высокого уровня на выходах микросхемы.
VOL_VOH_MIN(0.5, -1.3, 0.1); //set min vol_param=gnnd_param+0.5,
max voh_param=pwr_param-1.3
```

Задание максимального напряжения низкого уровня и минимального напряжения высокого уровня на входах микросхемы. Максимальное напряжение высокого уровня на входах $V_L = 1,65$ В. Минимальное напряжение высокого уровня на входах микросхемы $V_H = 3,85$ В.

Последнее, что нужно задать в секции 2 – это указать соответствие между входными и выходными контактами в операторе IO_PAIRS. Эта ассоциация будет использована в дальнейшем оператором LOAD.

```
// Задание максимального напряжения низкого уровня и
// минимального напряжения высокого уровня на входах микросхемы.
VIL_VIH_VALUE(1.65,3.85); //set input threshold values: vil and vih
IO_PAIRS(nMR:nMR_LD, CP:CP_LD, D7:D7_LD, D6:D6_LD, D5:D5_LD,
D4:D4_LD, D3:D3_LD, D2:D2_LD, D1:D1_LD, D0:D0_LD);
```

В секции 3 производится инициализация функции SimCode. Секция выполняется один раз перед началом моделирования.

```
//Section 3 - SimCode Function Initialization
IF (init_sim) THEN
BEGIN
// Описание динамических характеристик
```

Задание длительности фронта выходного импульса. Рассчитаем по формуле (4.2):

$$f_{\max} = \frac{1}{10 \cdot t_r} \Rightarrow t_r = \frac{1}{10 \cdot f_{\max}} = \frac{1}{10 \cdot 105 \cdot 10^6} = 9,524 \cdot 10^{-10} \text{ с} \approx 1 \text{ нс}$$

```
// Задание длительности фронта выходного импульса.
tt_val= (MIN_TYP_MAX(tt_param: NULL, 1n, NULL));
```

Задание задержек распространения сигнала от входов к выходам микросхемы. Время задержки распространения при выключении, от входа *CL* к выходам *Q* $t_{PLH} = 9$ нс. Время задержки распространения при включении, от входа *CL* к выходам *Q* $t_{PLH} = 10$ нс.

```
// Задание задержек распространения сигнала
// от входов к выходам микросхемы.
tplh_val= (MIN_TYP_MAX(tp_param: NULL, 9n, NULL));
tphl_val= (MIN_TYP_MAX(tp_param: NULL, 10n, NULL));
```

Задание параметров временной диаграммы. Длительность сигнала *CL* $t_w = 4$ нс. Длительность сигнала *R* $t_w = 4$ нс. Время установления сигнала *D* относительно сигнала *CL* $t_{SU} = 1,5$ нс. Время удержания сигнала *D* относительно сигнала *CL* $t_H = 3,5$ нс. Время восстановления сигнала *CL* после сигнала *R* $t_{REC} = 4,5$ нс.

```
// Задание параметров временной диаграммы
// Длительность сигнала CL
CP_twl= (4n);
// Длительность сигнала R
MR_tw= (4n);
// Время установления сигнала D относительно сигнала CL
```

```

ts_val= (1.5n);
// Время удержания сигнала D относительно сигнала CL
th_val= (3.5n);
// Время восстановления сигнала CL после сигнала R
tres_val= (4.5n);

```

Задание параметров выходных характеристик. Рассчитаем эквивалентное сопротивление выходной цепи при низком уровне напряжения на выходе по (4.3):

$$r_{ol_max} = \frac{U_{OL_max} - dVol}{I_{OL}} = \frac{0,5 - 0,36}{24 \cdot 10^{-3}} = 5,833 \approx 5,8 \text{ Ом} \cdot$$

```

// Задание параметров выходных характеристик.
//AC std output drive IOL max=24mA @ vol=0.5V:
rol_param=(0.5-vol_param)/24mA
rol_param= (MIN_TYP_MAX(drv_param: NULL, 6, NULL));

```

Рассчитаем эквивалентное сопротивление выходной цепи при высоком уровне напряжения на выходе по формуле (4.4)

$$r_{oh_min} = \frac{U_{CC} + dVoh - U_{OH_min}}{I_{OH}} = \frac{5,5 - 1,3 - 2,9}{50 \cdot 10^{-6}} = 26 \text{ кОм}.$$

```

//AC std output drive IOH max=-50uA @ voh=1.3V:
roh_param=(voh_param-1.3)/50uA
roh_param= (MIN_TYP_MAX(drv_param: NULL, 26k, NULL));

```

Задание параметров входных характеристик. Рассчитаем сопротивление нагрузки при низком уровне сигнала по формуле (4.5):

$$r_{il_min} = \frac{U_{IH} - dVol}{I_{IH_max}} = \frac{5,5 - 0,36}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 51,4 \cdot 10^6 \text{ Ом} = 51,4 \text{ МОм}.$$

```

// Задание параметров входных характеристик.
//AC input load IIH=0.1uA @ 5.5V: ril= (5.5-vol_param)/0.1uA;
ril_val= (MIN_TYP_MAX(ld_param: NULL, NULL, 51.4Meg));

```

Рассчитаем сопротивление нагрузки при высоком уровне сигнала по формуле (4.6):

$$r_{ih_min} = \frac{U_{CC} + dVoh - U_{IL}}{I_{IL_max}} = \frac{5,5 - 1,3 - 1,65}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 25,5 \cdot 10^6 = 25,5 \text{ МОм}.$$

```

//AC input load IIL=-0.1uA @ 1.65V: r1= (voh_param-1.65)/0.1uA
rih_val= (MIN_TYP_MAX(ld_param: NULL, NULL, 25.5Meg));

```

Задание параметров выводов питания. Рассчитаем эквивалентное сопротивление цепи питания по формуле (4.7):

$$r_{cc} = \frac{U_{CC}}{I_{CC}} = \frac{5,5}{8 \cdot 10^{-6}} = 687,5 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

```
// Задание параметров выводов питания, part 1/2
//Icc @ 5.5V with output high: 687.5= 5.5/8uA max
ricc_val= (MIN_TYP_MAX(i_param: NULL, NULL, 687.5k));
```

Задаются начальные значения для выходов и внутренней переменной.

```
// Начальные значения для переменной и выходов
internal_reg= (0);
STATE Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 = ZERO; //initialize output
EXIT;
END;
```

В секции 4 производится присвоение заданных выше задержек соответствующим контактам. У микросхемы 1554ИР35ТБМ все входы и выходы выполняют одну и ту же функцию, а значит, имеют одинаковые параметры.

```
//Section 4 - LOAD and DRIVE Statements
DRIVE Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 =
  (v0=vol_param,v1=voh_param,ttlh=tt_val,tthl=tt_val);
LOAD nMR_LD CP_LD D7_LD D6_LD D5_LD D4_LD D3_LD D2_LD D1_LD D0_LD =
  (v0=vol_param,r0=ril_val,v1=voh_param,r1=ril_val,io=1e9,t=1p);
```

В секции 5 описывается функционирование микросхемы и реакция на управляющие сигналы.

Переменная nMR хранит значение входа сброса и при подаче на него сигнала принимает значение «1», а симулятор переходит к обработке условия.

```
//Section 5 - Device Functionality
// Обработка сброса
IF (nMR) THEN
  BEGIN
    IF (CHANGED_LH(CP)) THEN
      BEGIN
        internal_reg= (NUMBER(D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0));
      END;
    ELSE
      internal_reg= (0);
    END;
  END;
```

Оператор STATE_BIT присваивает состояния перечисленных битов битам из переменной. При этом порядок битов в переменной – от старшего к младшему, а биты приёмника перечислены от младшего к старшему.

```
// Функционал
STATE_BIT Q0 Q1 Q2 Q3 Q4 Q5 Q6 Q7 = (internal_reg);
```

Задаются нагрузочные характеристики входных контактов питания через определённые ранее параметры. Оператор LOAD имеет следующие стандартные параметры:

v0 – напряжение под нагрузкой для высокого уровня входа;
r0 – сопротивление под нагрузкой для высокого уровня
входа;

v1 – напряжение под нагрузкой для низкого уровня входа;
r1 – сопротивление под нагрузкой для низкого уровня входа;
t – задержка применения параметров нагрузки.

Параметры r1 и t взяты из аналогичной модели LS273, имеющейся в примерах для Altium Designer.

```
// Задание параметров выводов питания, part 2/2
LOAD VCC_LD =
(v0=gnd_param,r0=ricc_val,v1=pwr_param,r1=1e6,t=1p);
```

В секции 6 заданы задержки при изменении логических состояний выходов. Задержки в общем случае могут иметь разные значения при разных событиях, для данной модели использованы следующие:

TRAN_LH – переход из состояния низкого уровня в состояние высокого уровня;

TRAN_HL – переход из состояния высокого уровня в состояние низкого уровня.

В качестве параметров оператора DELAY заданы все выходные контакты, так как они выполняют одинаковую функцию и соответственно имеют одинаковые параметры:

```
//Section 6 - Output Delays/Post Events
DELAY Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 =
CASE (TRAN_LH) : tplh_val
CASE (TRAN_HL) : tphl_val
END;
```

Все необходимые параметры модели описаны, и указывается команда завершения описания модели:

```
EXIT;
```

Ниже приведён полный текст модели интегральной схемы 1554ИР35ТБМ.

```
// =====
// Section 1 - SimCode Function Identification
# ac273 source
// 74AC273: Octal D Flip-Flops
// 1554ИР35ТБМ: Восемьразрядный регистр, управляемый по фронту,
// с параллельным вводом-выводом данных, с входом установки
// Технические данные от производителя "Интеграл"
//=====
```

```

//Section 2 - Data Declarations
INPUTS VCC, GND, nMR, CP, D7, D6, D5, D4, D3, D2, D1, D0;
OUTPUTS VCC_LD, nMR_LD, CP_LD, D7_LD, D6_LD, D5_LD, D4_LD,
        D3_LD, D2_LD, D1_LD, D0_LD, Q7, Q6, Q5, Q4, Q3, Q2,
        Q1, Q0;
INTEGERS internal_reg;
REALS tt_val, tplh_val, tphl_val, ril_val, rih_val, ricc_val,
      ts_val, th_val, CP_tw1, MR_tw, trec_val;

PWR_GND_PINS(VCC,GND);      //set pwr_param and gnd_param values

// Задание допустимых границ изменения напряжения источника питания.
SUPPLY_MIN_MAX(2,6); //check for min supply=2 and max supply=6

// Задание максимального напряжения низкого уровня и
// минимального напряжения высокого уровня на выходах микросхемы.
VOL_VOH_MIN(0.36, -1.3, 0.1); //set min vol_param=gnd_param+0.5, max
voh_param=pwr_param-1.3
//voh_param=pwr_param-1.3;

// Задание максимального напряжения низкого уровня и
// минимального напряжения высокого уровня на входах микросхемы.
VIL_VIH_VALUE(1.65, 3.85); //set input threshold values: vil and vih
IO_PAIRS(nMR:nMR_LD, CP:CP_LD, D7:D7_LD, D6:D6_LD, D5:D5_LD,
        D4:D4_LD, D3:D3_LD, D2:D2_LD, D1:D1_LD, D0:D0_LD);

//Section 3 - SimCode Function Initialization
IF (init_sim) THEN
    BEGIN
//MESSAGE("time\t nMR\t CP\t D0\t D1\t D2\t D3\t D4\t D5\t D6\t D7\t Q0\t Q1\t Q2\t
tQ3\t Q4\t Q5\t Q6\t Q7");

// Описание динамических характеристик

// Задание длительности фронта выходного импульса.
tt_val= (MIN_TYP_MAX(tt_param: NULL, 1n, NULL));

// Задание задержек распространения сигнала
// от входов к выходам микросхемы.
tplh_val= (MIN_TYP_MAX(tp_param: NULL, 9n, NULL));
tphl_val= (MIN_TYP_MAX(tp_param: NULL, 10n, NULL));

// Задание параметров временной диаграммы
// Длительность сигнала CL
CP_tw1= (4n);
// Длительность сигнала R
MR_tw= (4n);
// Время установления сигнала D относительно сигнала CL
ts_val= (1.5n);
// Время удержания сигнала D относительно сигнала CL
th_val= (3.5n);
// Время восстановления сигнала CL после сигнала R
trec_val= (4.5n);

// Задание параметров выходных характеристик.

```

```

//AC std output drive IOL max=24mA @ vol=0.5V: rol_param=(0.5-
vol_param)/24mA
rol_param= (MIN_TYP_MAX(drv_param: NULL, 5.833, NULL));

//AC std output drive IOH max=-50uA @ voh=1.3V:
roh_param=(voh_param-1.3)/50uA
roh_param= (MIN_TYP_MAX(drv_param: NULL, 26k, NULL));

// Задание параметров входных характеристик.
//AC input load IIH=0.1uA @ 5.5V: ril= (5.5-vol_param)/0.1uA;
ril_val= (MIN_TYP_MAX(ld_param: NULL, NULL, 51.4Meg));

//AC input load IIL=-0.1uA @ 1.65V: r1= (voh_param-1.65)/0.1uA
rih_val= (MIN_TYP_MAX(ld_param: NULL, NULL, 25.5Meg));

// Задание параметров выводов питания, part 1/2
//Icc @ 5.5V with output high: 687.5= 5.5/8uA max
ricc_val= (MIN_TYP_MAX(i_param: NULL, NULL, 687.5k));

// Начальные значения для переменной и выходов.
internal_reg= (0);
STATE Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 = ZERO; //initialize output
EXIT;
END;

//Section 4 - LOAD and DRIVE Statements
DRIVE Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 =
(v0=vol_param,v1=voh_param,ttlh=tt_val,tthl=tt_val);
LOAD nMR_LD CP_LD D7_LD D6_LD D5_LD D4_LD D3_LD D2_LD D1_LD D0_LD =
(v0=vol_param,r0=ril_val,v1=voh_param,r1=rih_val,io=1e9,t=1p);

//Section 5 - Device Functionality

// Обработка сброса
IF (nMR) THEN
BEGIN
IF (CHANGED_LH(CP)) THEN
BEGIN
internal_reg= (NUMBER(D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0));
END;
ELSE
internal_reg= (0);
END;

// Функциональность
STATE_BIT Q0 Q1 Q2 Q3 Q4 Q5 Q6 Q7 = (internal_reg);

// Задание параметров выводов питания, part 2/2
//MESSAGE("%fs\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%d\t%
d\t%d\t%d\t%d\t%d",

//present_time,nMR,CP,D0,D1,D2,D3,D4,D5,D6,D7,Q0,Q1,Q2,Q3,Q4,Q5,
Q6,Q7);
LOAD VCC_LD = (v0=gnd_param,r0=ricc_val,v1=pwr_param,r1=1e6,t=1p);

```

```

//Section 6 - Tests for Device Setup Violations
IF (warn_param) THEN
  BEGIN
    WIDTH(nMR Twl=MR_tw Twh=MR_tw "nMR");
    IF (~(nMR)) THEN
      BEGIN
        WIDTH(CP Twl=CP_tw1 "CP");
        SETUP_HOLD(CP=LH D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7 Ts=ts_val Th=th_val
"Dn->CP");
        END;
        RECOVER(CP=LH nMR Trech=trec_val "CP->nMR");
      END;
//Section 7 - Output Delays/Post Events
DELAY Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 Q0 =
  CASE (TRAN_LH) : tplh_val
  CASE (TRAN_HL) : tphl_val
END;
EXIT;

```

4.4 Проверка модели микросхемы 1554ИР35ТБМ

Для полной и обстоятельной проверки разработанной модели требуется два класса тестов:

1) функциональная проверка. Тестами проверяются все свойства, присущие данному классу ИС. Соответственно, для этого нужно разработать наиболее типичные схемы включения и набор эталонных входных и выходных сигналов;

2) измерение статических и динамических параметров. Сверка возможна с данными из технической документации или с результатами измерений реальных ИС.

В данном конкретном случае ИС представляет собой достаточно простую ИС низкого уровня интеграции, и в технической документации присутствует таблица истинности [99]. Для тестов на функциональную проверку разумно взять данную таблицу истинности и провести проверку её выполнения разработанной моделью.

Сравнение измеренных статических и динамических параметров с данными их технической документации (ТД) не имеет смысла, так как данные из ТД были введены напрямую в виде тех же самых параметров в исходный текст модели. Подобная проверка нужна для выяснения точности и качества работы симулятора и языка Digital SimCode, но данная задача выходит за рамки данной работы.

Сверка параметров реальных ИС даст наиболее точный результат, но это будет скорее проверка качества ТД и того,

как выдерживают изготовители ИС параметры, указанные в ТД, что также выходит за рамки данной работы. Поэтому в

Таблица 4.9 – Таблица истинности для 1554ИР35ТБМ (X = любой уровень напряжения H или L)

Входы			Выход
Reset	Clock	D	Q
L	X	X	L
H		H	H
H		L	L
H	L	X	Без изменения
H		X	Без изменения

данном подразделе проведём сверку работы модели по таблице истинности (табл. 4.9). Общее число необходимых тестов будет 40 (число входов умножить на число состояний), но так как входы и выходы однотипные, то проведём сокращённый набор тестов.

Тест 1. Проведём проверку работоспособности каждого входа и выхода.

Для этого подадим на каждый вход D_i «1» и проверим сигнал на выходах. Сигнал Reset имеет высокий уровень. Для этой цели собрана схема, показанная на рис. 4.13.

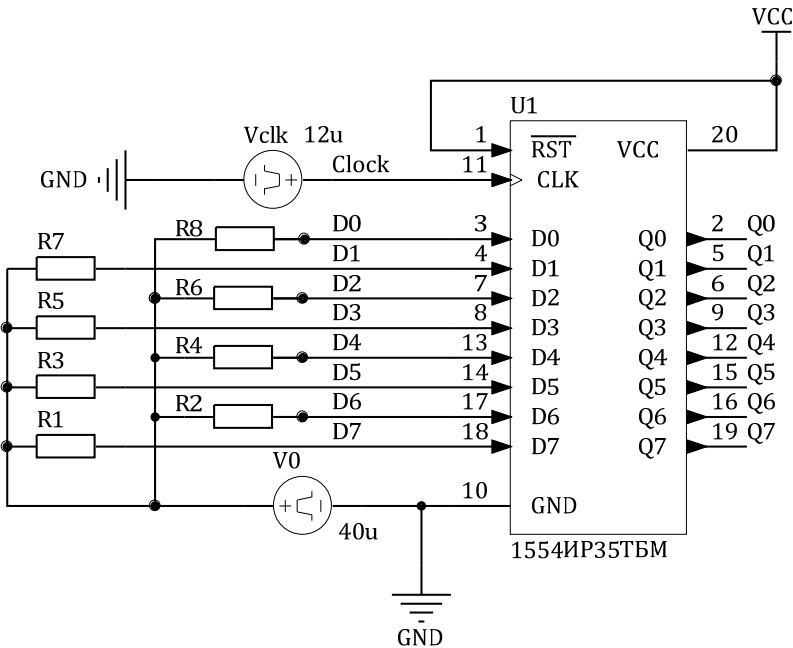


Рисунок 4.13 – Тестовая схема

Для начала на все входы D_i подадим низкий уровень, выходные сигналы Q_i имеют низкий уровень (рис. 4.14).

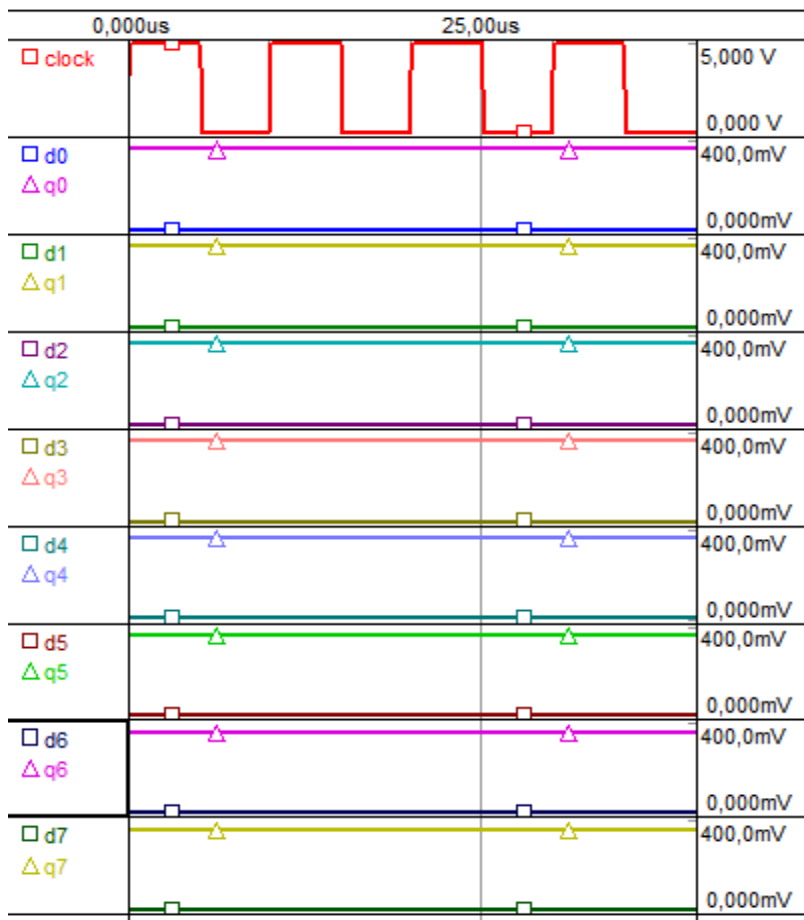


Рисунок 4.14 – Диаграммы уровней, входной сигнал L , Тест 1

Тест 2. Проверим работу на прямоугольном импульсе, на все входы D_i подадим высокий уровень, выходные сигналы Q_i имеют высокий уровень (рис. 4.15).

Работоспособность всех входов/выходов на основной комбинации логических сигналов проверена, теперь проведём проверку всей таблицы истинности для одной пары вход/выход.

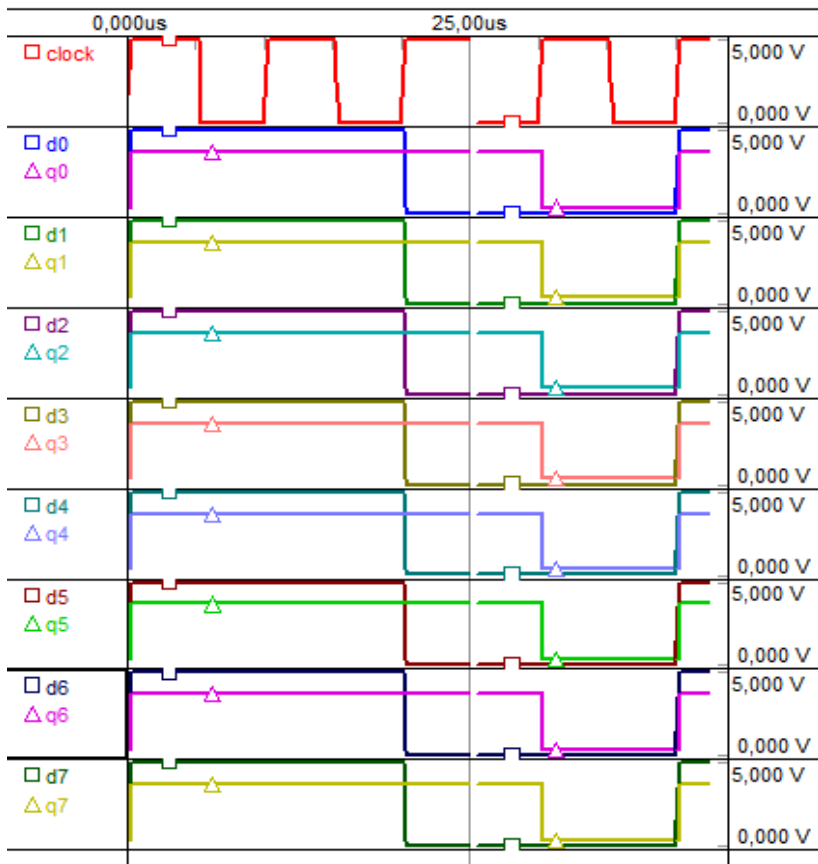


Рисунок 4.15 – Диаграммы уровней, входной сигнал – импульс, Тест 2

Тест 3. Сигнал Reset – низкий уровень, входной сигнал – импульс. На выходе виден сигнал низкого уровня (рис. 4.16).

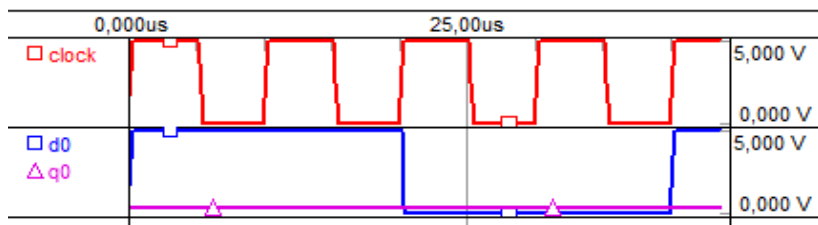


Рисунок 4.16 – Диаграммы уровней, Reset = L, Тест 3

Тест 4. Сигнал Reset – высокий уровень, входной сигнал – импульс. На выходе видно, что переключение сигнала происходит только в момент перехода тактового сигнала из *H* в *L*, а при изменении тактового сигнала из *L* в *H* изменение состояния выходного сигнала не происходит (рис. 4.17).

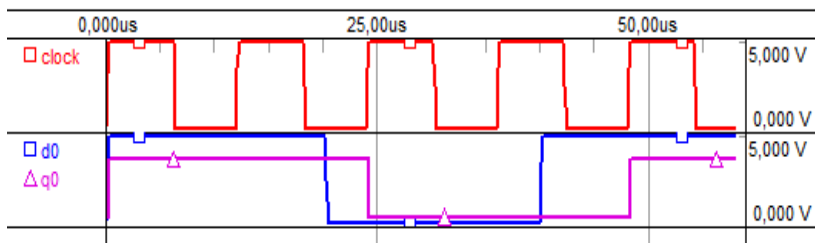


Рисунок 4.17 – Диаграммы уровней, входной сигнал – импульс, Тест 4

Тест 5. Сигнал Reset – высокий уровень, входной сигнал – импульс, тактовый сигнал – низкий уровень. На выходе видно, что выходной сигнал имеет низкий уровень (рис. 4.18).

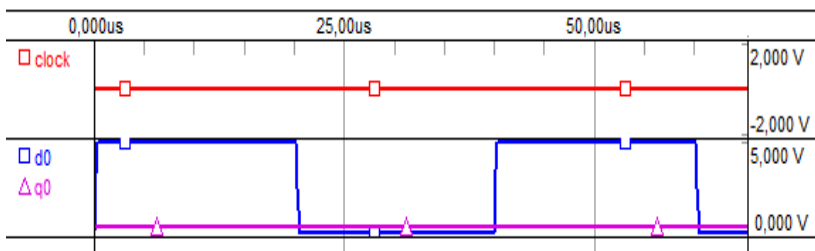


Рисунок 4.18 – Диаграммы уровней, Clock = L, Тест 5

Сведём результаты тестов в одну табл. 4.10.

Таблица 4.10 – Результаты тестов

Входы			Выход	Номер проверяющего теста
Reset	Clock	<i>D</i>	<i>Q</i>	
<i>L</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>L</i>	№ 3
<i>H</i>		<i>H</i>	<i>H</i>	№ 4
<i>H</i>		<i>L</i>	<i>L</i>	№ 4
<i>H</i>	<i>L</i>	<i>X</i>	Без изменения	№ 5
<i>H</i>		<i>X</i>	Без изменения	№ 4

Таким образом, в тестах 1 и 2 проверена работоспособность всех пар вход/выход, а в тестах 3–5 проведена полная функциональная проверка одной пары. У регистра пары вход/выход выполняют одинаковую функциональность, значит, можно экстраполировать результаты тестов 3–5 и на оставшийся набор пар вход/выход. Следовательно, полученная модель ИС 1554ИР35ТБМ разработана верно.

4.5 Разработка печатных плат для измерения частотных характеристик пассивных электронных компонентов

Для измерения частотных характеристик компонентов необходимо их подключить к стандартному коаксиальному тракту векторного анализатора цепей. Для этого существуют различные варианты: пайка компонента непосредственно к КМПП; пайка к печатной плате с установленными соединителями; специализированное контактирующее устройство. Типовым способом является пайка на печатную плату, что обеспечивает необходимый уровень точности и повторяемости результатов, а также позволяет учесть влияние параметров диэлектрика платы и контактных площадок.

Разработан ряд измерительных плат в двух вариантах: для зажима в измерительном станке [100]; с двумя соединителями типа SMA. Измерительный станок уже содержит соединители, поэтому на платах они отсутствуют. При разработке плат учтена возможность проведения TRL-калибровки. Набор калибровочных мер состоит из пропускания (thru), отражения (reflect) и двух линий (line 1 и 2), конструкции показаны на рис. 4.19.

Длина пропускания (2:1), длины линий 1 и 2 (Δl_1 и Δl_2) взяты в соответствии с рекомендациями из [101]. Ширина микрополосковой линии w вычислена в TALGAT, чтобы обеспечить волновое сопротивление 50 Ом. При этом выполнен анализ чувствительности по допуску параметров из-за влияния технологии производства на волновое сопротивление микрополосковой линии: частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика (материал FR-4, ϵ_r в диапазоне 5,0–3,2); изменение ширины (± 100 мкм) и толщины трассы (30–50 мкм) из-за подтравы и гальванизации; допуск на толщину диэлектрика (± 10 %).

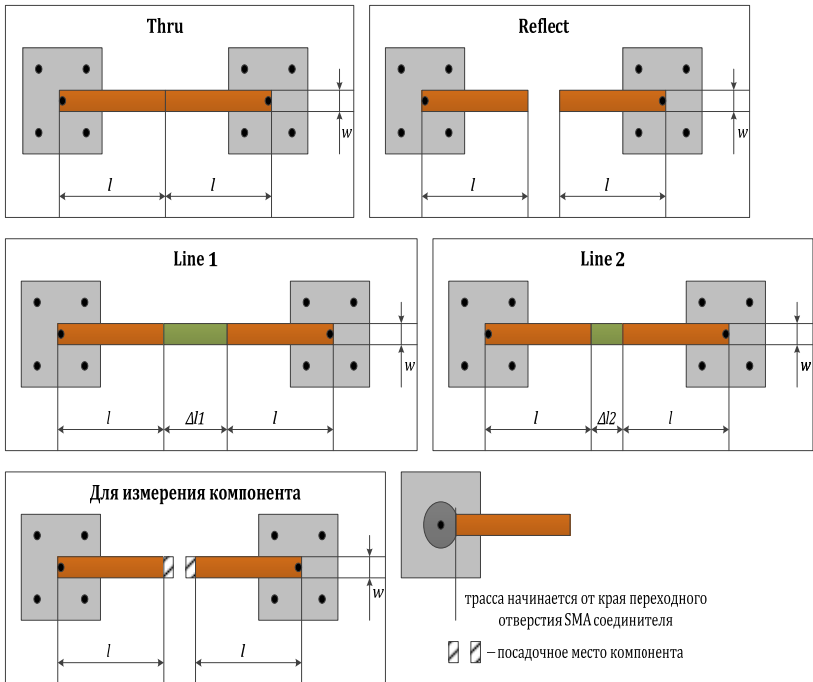


Рисунок 4.19 – Конструкции калибровочных мер на печатной плате

Всего было разработано три набора плат: «TRL Calkit for Anritsu 0805, 0603, 0402» для измерения измерительным станком (рис. 4.20, 4.21), «TRL Calkit for SMA 0805» платы с соединителями SMA для измерения SMD компонентов типоразмера 0805 (рис. 4.22, 4.23), «TRL Calkit for SMA 0603 and 0402» платы с соединителями SMA для измерения SMD компонентов типоразмера 0805 (рис. 4.24, 4.25). При разработке учитывалось влияние процессов технологии производства: минимальный размер трасс и отступов; отступ при нарезке плат фрезой. Для минимизации стоимости использованы переходные отверстия только двух диаметров (для соединителя SMA и соединения трасс со слоем земли). У изготовленных плат набора «TRL Calkit for Anritsu» были сточены кромки сторон, прижимаемых к контактному устройству, чтобы обеспечить наилучший контакт (рис. 4.26, а). Часть плат из набора «TRL Calkit for Anritsu 0805, 0603, 0402» с напаянными соединителями SMA и компонентами показаны на рис. 4.26, б.

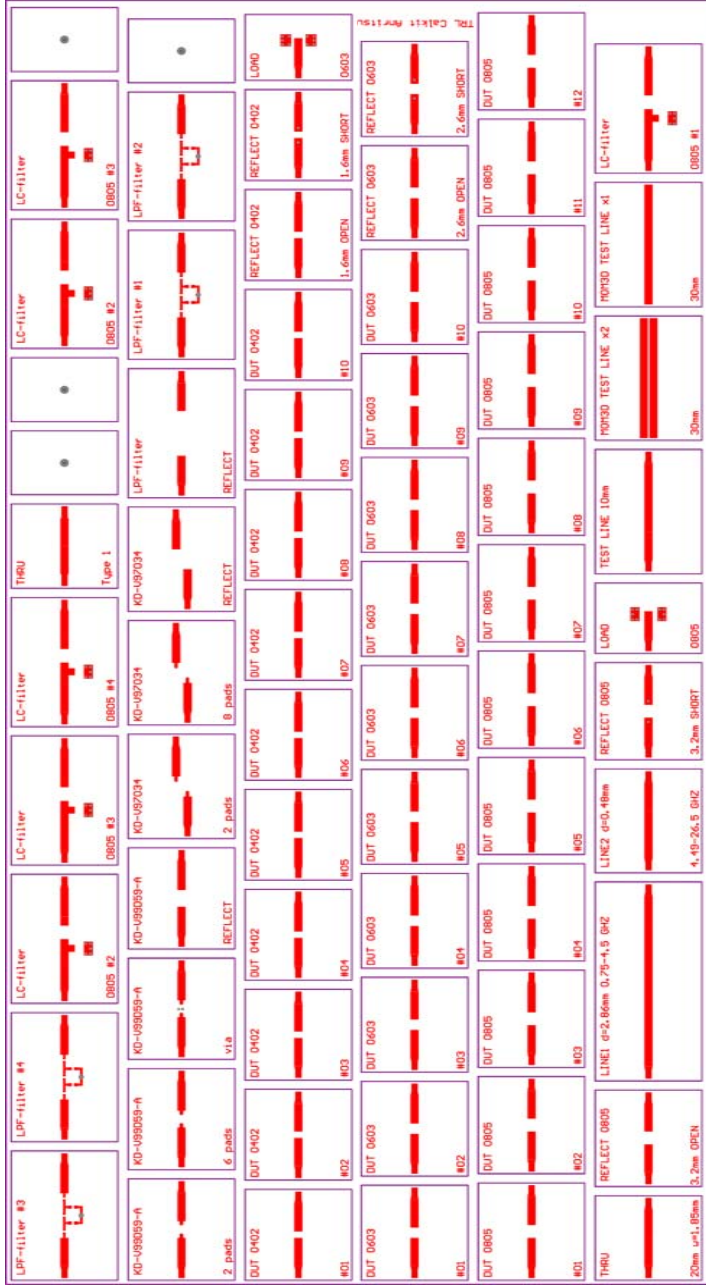


Рисунок 4.20 – Верхний слой набора измерительных плат «TRL Salkit for Anritsu 0805, 0603, 0402», размеры 321×157 мм

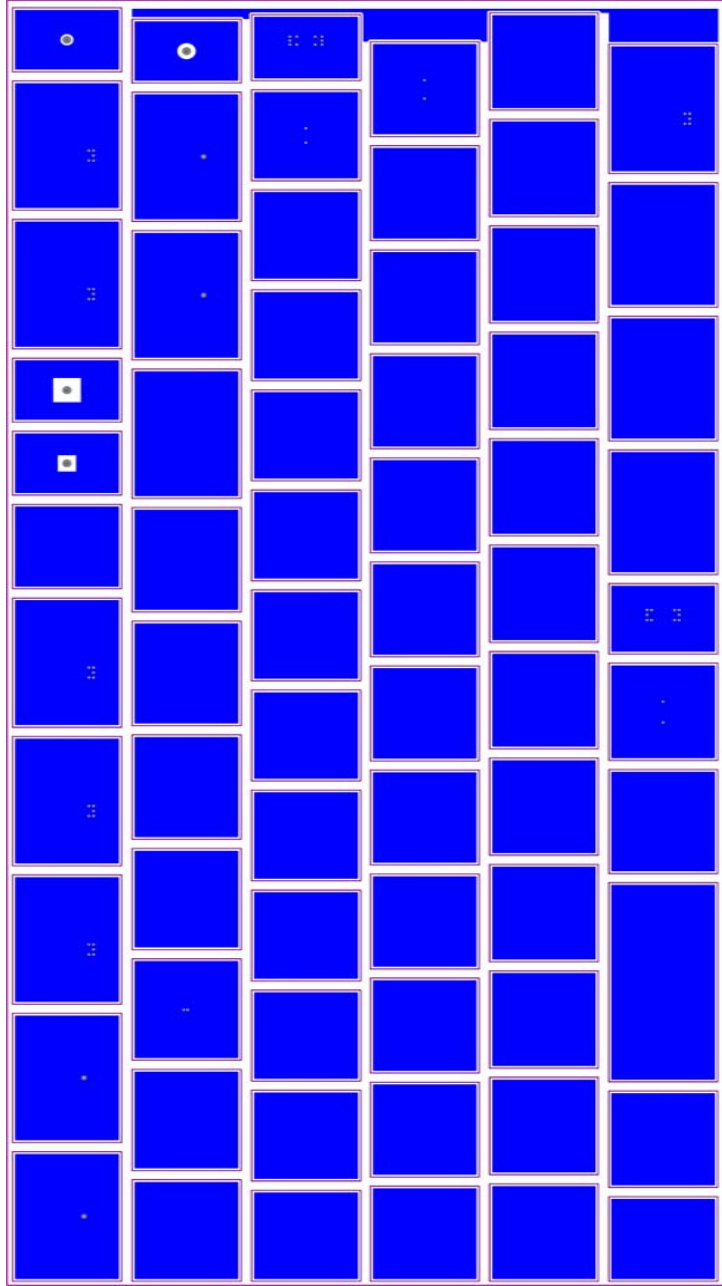


Рисунок 4.21 – Нижний слой набора измерительных плат «TRL Salkit for Anritsu 0805, 0603, 0402», размеры 321×157 мм

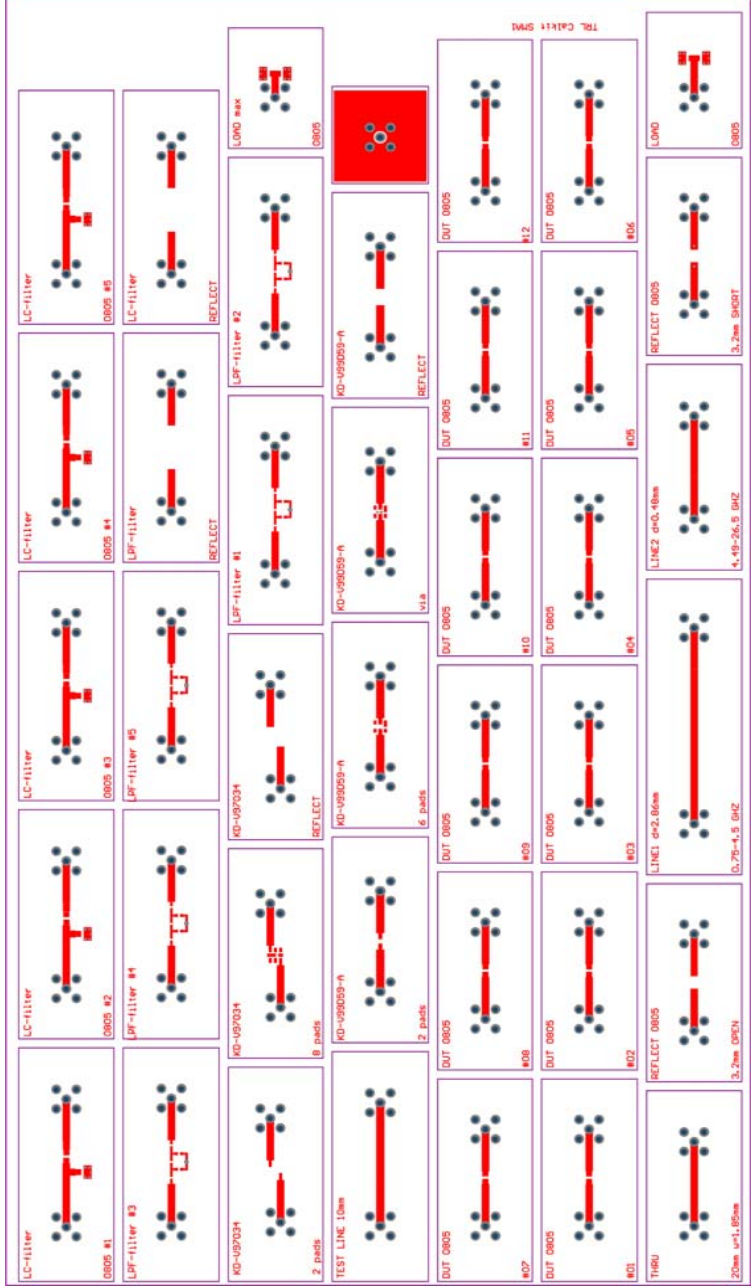


Рисунок 4.22 – Верхний слой набора измерительных плат «TRL Salkit for SMA 0805», размеры 330×185 мм

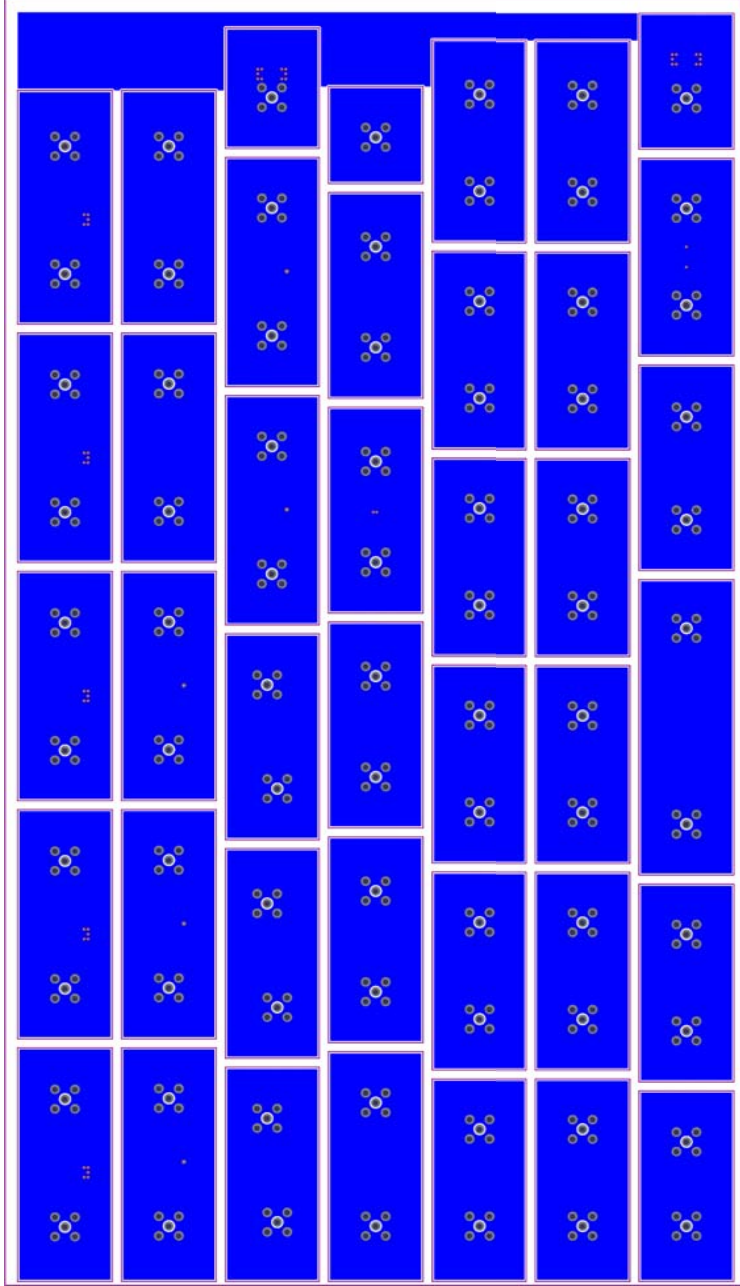


Рисунок 4.23 – Нижний слой набора измерительных плат «TRL Salkit for SMA 0805», размеры 330×185 мм

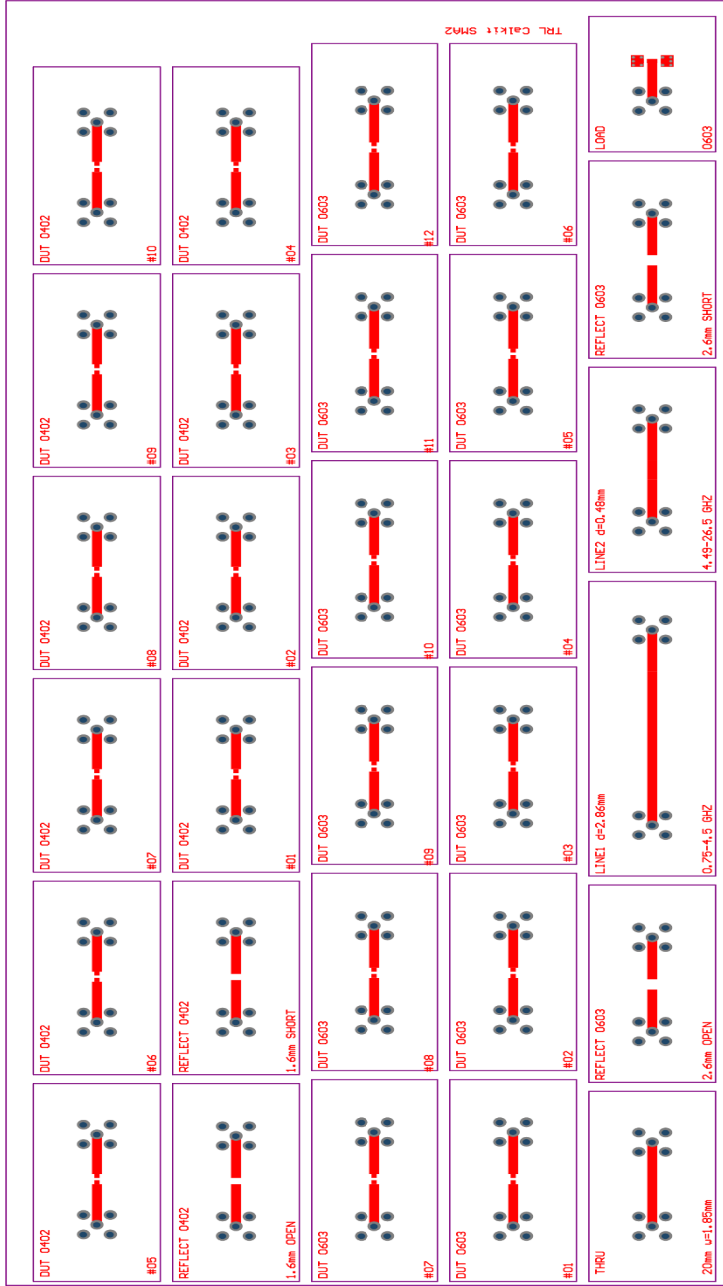


Рисунок 4.24 – Верхний слой набора измерительных плат «TRL Calkit for SMA 0603 and 0402», размеры 330×135 мм

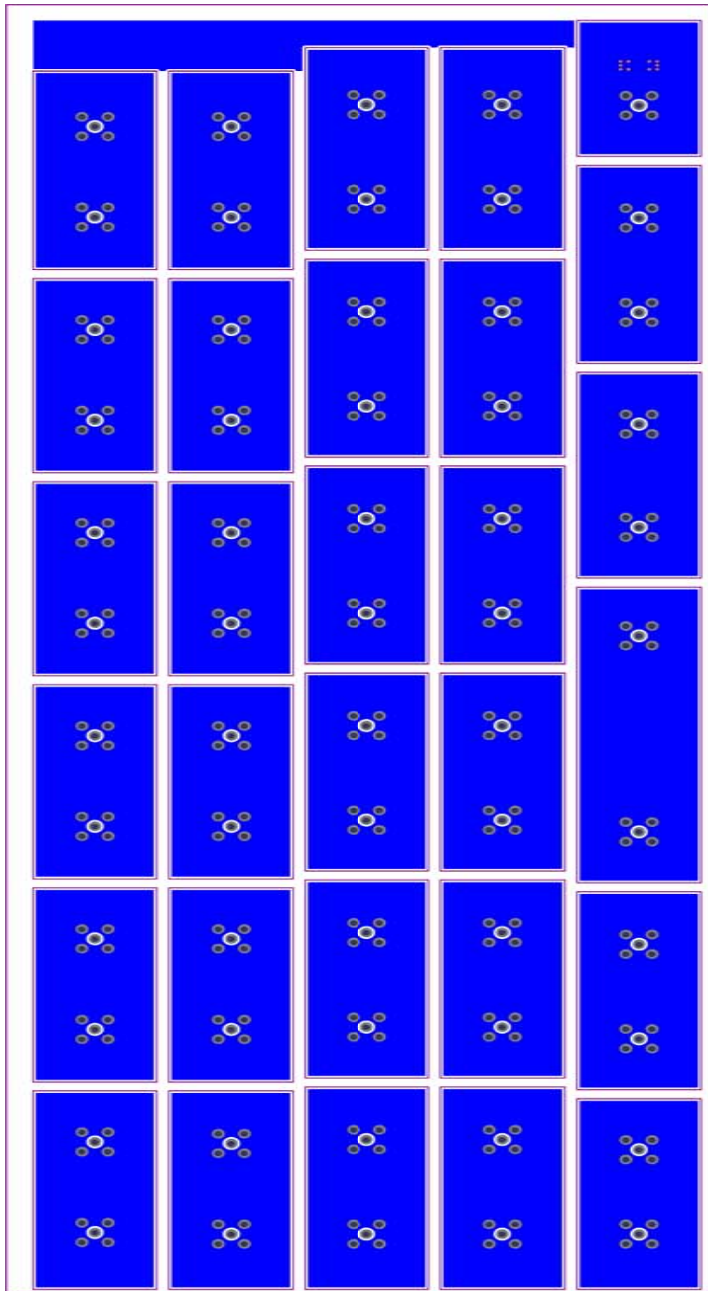
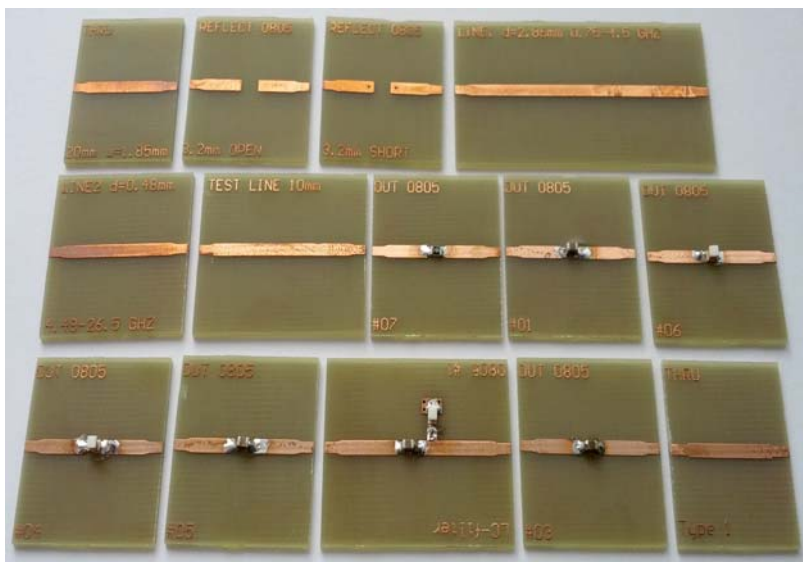
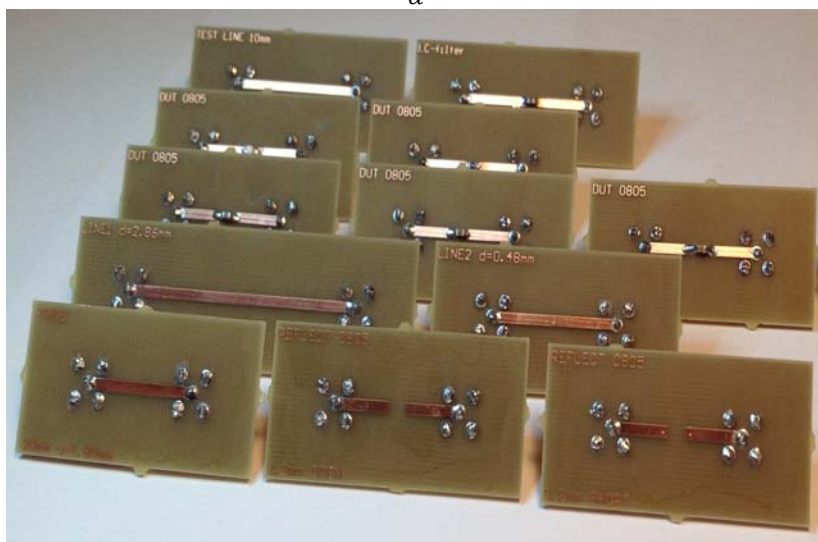


Рисунок 4.25 – Нижний слой набора измерительных плат «TRL Salkit for SMA 0603 and 0402»,
размеры 330×135 мм



a



б

Рисунок 4.26 – Изготовленные и обработанные измерительные платы из наборов «TRL Calkit for Anritsu 0805, 0603, 0402» (а) и «TRL Calkit SMA 0805» с напаянными соединителями (б)

Основные результаты раздела

При верификации результатов расчёта ёмкостной матрицы показано, что при расположении структуры только в положительном квадранте плоскости OXZ , так и симметрично относительно центра координат в плоскости OXZ , вычисленные значения ёмкостной матрицы совпадают, а значит, отсутствуют вычислительные ошибки. Были верифицированы реализации формул расчёта вдоль осей Z и X . Показано, что результаты расчётов трёхмерным анализом согласуются с результатами двумерного анализа. Сравнение результатов эксперимента и моделирования для конфигурации, состоящей из пяти переходных отверстий и микрополоска, показывало корректность вычислений ёмкостной матрицы. В процессе проверки разработана программа для автоматической верификации результатов вычисления ёмкостной матрицы путём сравнения результатов трёхмерного и двумерного анализа.

Представлена методика получения моделей цифровых интегральных схем на языке Digital SimCode. Используя её, разработана модель для 1554ИР35ТБМ на основе данных из технической документации на указанную микросхему. Разработаны и выполнены функциональные тесты.

Разработаны и изготовлены три набора печатных плат для выполнения измерений частотных характеристик SMD компонентов типоразмера 0805, 0603, 0402. Они выполнены в двух форм-факторах: для измерительного станка и для установки соединителей SMA. При проектировании выполнен анализ чувствительности по допуску параметров из-за влияния производственных особенностей.

Заключение

Разработана методика для оценки электромагнитной наводки между сигнальными контактными площадками посадочного места корпуса ПАВ-фильтра. На основе данной методики выданы рекомендации по совершенствованию конструкции печатной платы макета радиотракта системы автономной навигации КА. Разработана методика анализа пассивных цепей, отличающаяся учётом паразитных параметров компонентов и их посадочных мест. Используя её, выполнен анализ печатных узлов УЭМ блока аппаратуры радионавигации КА и выданы рекомендации по обеспечению ЭМС. Выявлены ресурсы уменьшения погонной индуктивности цепи земля–питание печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры только за счёт трассировки. Показано, что в платах на металлическом основании можно уменьшить погонную индуктивность в 8–9 раз.

Представлен краткий обзор методов синтеза моделей на основе эквивалентных схем. Впервые разработана методика синтеза многорезонансных моделей пассивных электронных компонентов в виде эквивалентных схем. По этой методике получены модели резистора и конденсатора в частотном диапазоне до 20 ГГц, выполнена оптимизация параметров математической модели резистора в этом диапазоне частот.

Выполнена верификация результатов расчёта ёмкостной матрицы печатной конфигурации при трёхмерном анализе методом моментов. Показано, что результаты трёхмерного анализа согласуются с результатами двухмерного анализа. Разработана программа для автоматического выполнения такой верификации. Предложена методика разработки моделей цифровых микросхем на языке Digital SimCode, апробированная на модели интегральной схемы 1554ИР35ТБМ.

Результаты, изложенные в монографии, внедрены в Научно-исследовательском институте прикладной математики и механики, и в АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», а также в учебный процесс Томского государственного университета и Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Список сокращений и условных обозначений

FR-4	Flame Retardant – 4 (огнезащитный состав)
RMS	Root Mean Square (среднеквадратичный, в рус. яз. СКО)
SMA	SubMiniature version A (сверхминиатюрный А-разъем)
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (программа моделирования с ориентацией на интегральные схемы)
S-параметры	Scattering parameters (параметры рассеяния)
TRL	Thru, Reflect, Line (пропускание, отражение, линия)
АРН	аппаратура радионавигации
БА	бортовая аппаратура
ВАЦ	векторный анализатор цепей
ДПП	двухслойная печатная плата
ИС	интегральная схема
КА	космический аппарат
КМПП	коаксиально-микроразъемный переход
КСВ	коэффициент стоячей волны
МИС	монокристаллическая интегральная схема
МПП	многослойная печатная плата
ПАВ-фильтр	фильтр на поверхностных акустических волнах
САН	система автономной навигации
САПР	система автоматизированного проектирования
СВЧ	сверхвысокая частота
ТД	техническая документация
УЭМ	унифицированный электронный модуль
ЭМС	электромагнитная совместимость

Литература

1. Brewer R., Trout D. Modern spacecraft – antique specifications // 2006 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. 2006. EMC 2006. – IEEE, 2006. – P. 213–218.
2. Department of Defence. MIL-STD-461F. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007. – 269 p.
3. American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA). Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems. S-121-2009. – American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 2009. – 94 p.
4. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие. – Томск: ТМА-Пресс, 2007. – 256 с.
5. Кечиев А.Н., Лемешко Н.В. Виртуальная сертификация радиоэлектронных средств по уровню помехоэмиссии как средство подготовки к лабораторным испытаниям по электромагнитной совместимости // Труды научно-исследовательского института радио. – 2010. – № 1. – С. 57–70.
6. Heise E.R., Heise R.E. Some simple spacecraft considerations // 2006 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. 2006. EMC 2006. – Portland (USA, OR): IEEE, 2006. – P. 182–186.
7. Лемешко Н.В. Методология моделирования сертификационных испытаний радиоэлектронных средств по эмиссии излучаемых радиопомех: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04. – М.: Высшая школа экономики (ВШЭ), 2014. – 486 с.
8. Pordanjani I.R., Mazin H.E., Xu W. A Novel Genetic Programming Approach for Frequency-Dependent Modeling // IEEE Trans. Evol. Comput. – 2013. – Vol. 17. – No. 3. – P. 353–367.
9. A Decade of Vector Fitting Development: Applications on SignalPower Integrity / Lei C.-U., Wang Y., Chen Q. [et al.] // IAENG Trans. Eng. Technol. Vol. 5 Spec. Ed. Int. MultiConference Eng. Comput. Sci. 2010. AIP Conf. Proc. – 2010. – Vol. 1285. – P. 435–449.
10. Шевгунов Т.Я. Идентификация микроволновых устройств. – Saarbrücken (Germany): LAP Lambert Academic Publishing, 2011. – 164 с.
11. Shlepnev Y. Decompositional electromagnetic analysis of digital interconnects // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. – Denver (USA, CO): IEEE, 2013. – P. 563–568.
12. Design and Optimization of a Novel 2.4 mm Coaxial Field Replaceable Connector Suitable for 25 Gbps System and Material Characterization up to 50 GHz / Dunham D., Lee J., McMorrow S. [et al.] // DesignCon. – Santa Clara (USA, CA), 2011. – P. 1–29.

13. Экспериментальное исследование и построение моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с учетом технологического разброса параметров / Сальников А.С., Добуш И.М., Бабак А.И. [и др.] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 2. – № 26. – С. 5–10.
14. Kang M., Gil J., Shin H. A Simple Parameter Extraction Method of Spiral On-Chip Inductors // IEEE Trans. Electron Devices. – 2005. – Vol. 52. – No. 9. – P. 1976–1981.
15. Technical panel TP-M3: Capacitor Modeling Requirements in the 21st Century / Prymak J., Pytel S., Archambeault B. [et al.] // Design-Con. – Santa Clara (USA, CA), 2011. – P. 1–21.
16. Lakshminarayanan B., Gordon H.C., Weller T.M. A substrate-dependent CAD model for ceramic multilayer capacitors // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2000. – Vol. 48. – No. 10. – P. 1687–1693.
17. Weller T., Dib N., Lakshminarayanan B. FDTD modeling of ceramic multi-layer capacitors using lumped equivalent models // IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. – Orlando (USA, FL), 1999. – Vol. 2. – P. 1086–1089.
18. Lee J.-A., Kim D., Eo Y. Circuit modeling of Multi-Layer Ceramic Capacitors using s-parameter measurements // Int. SoC Des. Conf. – Busan (South Korea): IEEE, 2008. – P. I – 358 – I – 361.
19. Kim M.-G., Lee B.H., Yun T.-Y. Equivalent-Circuit Model for High-Capacitance MLCC Based on Transmission-Line Theory // IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol. – 2012. – Vol. 2. – No. 6. – P. 1012–1020.
20. Levy E. Complex-curve fitting // Autom. Control. IRE Trans. – 1959. – Vol. AC-4. – No. 1. – P. 37–43.
21. Chakrabarti S., Demarest K.R., Miller E.K. An extended frequency-domain prony's method for transfer function parameter estimation // Int. J. Numer. Model. Electron. Networks, Devices Fields. – 1993. – Vol. 6. – No. 4. – P. 269–281.
22. Coelho C.P., Phillips J.R., Silveira L.M. Robust rational function approximation algorithm for model generation // Proc. 36th ACM/IEEE Conf. Des. Autom. Conf. – DAC '99. – New Orleans (USA, LA): ACM Press, 1999. – Vol. 0. – No. 2. – P. 207–212.
23. Gustavsen B., Semlyen A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting // IEEE Trans. Power Deliv. – 1999. – Vol. 14. – No. 3. – P. 1052–1061.
24. Sarto M.S., Scarlatti A., Holloway C.L. On the use of fitting models for the time-domain analysis of problems with frequency-dependent parameters // IEEE EMC Int. Symp. Symp. Rec. Int. Symp. Electromagn. Compat. – Montreal (Canada): IEEE, 2001. – Vol. 1. – P. 588–593.

25. Gustavsen B. Improving the pole relocating properties of vector fitting // IEEE Trans. Power Deliv. – 2006. – Vol. 21. – No. 3. – P. 1587–1592.
26. Deschrijver D., Mrozowski M. Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method // IEEE Microw. Wirel. Components Lett. – 2008. – Vol. 18. – No. 6. – P. 383–385.
27. Liang Y., Wang Y., Li L. Rational modeling of on-chip inductor by vector fitting // Analog Integr. Circuits Signal Process. – 2010. – Vol. 65. – No. 2. – P. 253–258.
28. Горяинов А.Е., Добуш И.М., Бабак А.И. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с использованием программы Extraction-P // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 2. – № 26. – С. 98–103.
29. Long B.R., Werner P.L., Werner D.H. Genetic-algorithm optimization of dipole equivalent-circuit models // Microw. Opt. Technol. Lett. – 2000. – Vol. 27. – No. 4. – P. 259–261.
30. Werner P.L., Mittra R., Werner D.H. Extraction of SPICE-type equivalent circuits of microwave components and discontinuities using the genetic algorithm optimization technique // IEEE Trans. Adv. Packag. – 2000. – Vol. 23. – No. 1. – P. 55–61.
31. Timmins I., Wu K.-L. An efficient systematic approach to model extraction for passive microwave circuits // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2000. – Vol. 48. – No. 9. – P. 1565–1573.
32. Koche R.S. Measurement and modeling of passive surface mount devices on FR-4 substrates: master thesis. – Portland State University (USA), 2012. – 97 p.
33. Holzman E.L. Wideband measurement of the dielectric constant of an FR4 substrate using a parallel-coupled microstrip resonator // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2006. – Vol. 54. – No. 7. – P. 3127–3130.
34. Cascade Microtech. WinCal XE software is a comprehensive and intuitive on-wafer RF measurement calibration tool to achieve accurate and repeatable S-parameter measurement [Online]. – 2014. – URL: <https://www.cmicro.com/products/probes/wincal-xe>.
35. Keysight Technologies. Advanced Design System (ADS) is the electronic design automation software for RF, microwave, and high speed digital applications [Online]. – 2014. – URL: <http://www.keysight.com/>.
36. Simberian Inc. Simbeor is the one-stop solution for all interconnect budget exploration or pre-layout, design verification or post-layout, material parameters identification, and macro-modeling tasks [Online]. – 2014. – URL: <http://www.simberian.com/>.

37. Shlepnev Y. Simbeor Environment: structure and concepts [Online] // Simberian. – 2012. – P. 161. – URL: <http://www.simberian.com/>.
38. Synthesis of SPICE-compatible broadband electrical models from n-port scattering parameter data / Neumayer R., Haslinger F., Stelzer A. [et al.] // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. – Minneapolis (USA, MN): IEEE, 2002. – Vol. 1. – P. 469–474.
39. Antonini G. SPICE equivalent circuits of frequency-domain responses // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2003. – Vol. 45. – No. 3. – P. 502–512.
40. Making S-parameter data suitable for SPICE modeling / Geest J. De, Sercu S., Clewell C. [et al.] // DesignCon. – 2004. – P. 1–23.
41. Stevens N., Dhaene T. Generation of rational model based SPICE circuits for transient simulations // IEEE Work. Signal Propag. Interconnects. – IEEE, 2008. – P. 1–4.
42. Филаретов В.В. Топологический анализ электрических цепей на основе схемного подхода: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.05 / Филаретов Владимир Валентинович. – СПб. и Ульяновск: Ульяновский гос. техн. ун-т, 2002. – 246 с.
43. Курганов С.А. Символьный анализ и диакоптика линейных электрических цепей: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.05 / Курганов Сергей Александрович. – Ульяновск: Ульяновский гос. техн. ун-т, 2006. – 331 с.
44. Горшков К.С. Структурный синтез и символьный допусковый анализ электрических цепей методом схемных определителей: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.05 / Горшков Константин Сергеевич. – Ульяновск: Ульяновский гос. техн. ун-т, 2010. – 158 с.
45. Sonnet Software. Sonnet Suite. Full-wave 3D Planar Electromagnetic Field Solver Software for High Frequency EM Simulation [Online]. – 2014. – URL: <http://www.sonnetsoftware.com/>.
46. Rautio J.C. Synthesis of lumped models from N-port scattering parameter data // Microw. Theory Tech. IEEE Trans. – 1994. – Vol. 42. – No. 3. – P. 535–537.
47. Rautio J.C. Synthesis of Compact Lumped Models From Electromagnetic Analysis Results // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2007. – Vol. 55. – No. 12. – P. 2548–2554.
48. Rautio J.C., LeRoy M.R., Rautio B.J. Synthesis of Perfectly Causal Parameterized Compact Models for Planar Transmission Lines // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2009. – Vol. 57. – No. 12. – P. 2938–2947.
49. Rautio J.C. Parameterized compact model synthesis based on Sonnet electromagnetic analysis data // Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. – Chicago (USA, IL): IEEE, 2012. – No. 2. – P. 1–2.

50. Southwest Microwave. Microwave Production Division: Hi-Performance Microwave Connectors [Online]. – 2014. – URL: <http://mpd.southwestmicrowave.com/>.

51. Rosas B. Optimizing Test Boards for 50 GHz End Launch Connectors Grounded Coplanar Launches and Through Lines on 30 mil Rogers 4350 with Comparison to Microstrip. – Tempe (AZ, USA): Southwest Microwave, Inc., 2007. – P. 36.

52. Rosas B. The Design & Test of Broadband Launches up to 50 GHz on Thin & Thick Substrates. – Tempe (USA, AZ): Southwest Microwave, Inc., 2011. – 28 p.

53. Goswami A.P. Implementation of Microwave Measurements Using Novel Calibration Techniques: master thesis. – North Carolina State University, 2003. – 95 p.

54. Ghosh R. Error analysis of Through Reflect Line method for calibrating microwave measurements: master thesis. – North Carolina State University, 2003. – 96 p.

55. Калимулин И.Ф. Оценка электромагнитной наводки со входа на выход посадочного места ПАВ-фильтра // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – Т. 4. – № 30. – С. 54–57.

56. Совместный учёт паразитных параметров компонентов и монтажа при вычислении частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов / Калимулин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. [и др.] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – Т. 33. – № 3. – С. 27–35.

57. Пути решения актуальных проблем проектирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Калимулин И.Ф. [и др.] // Техника радиосвязи. – 2014. – № 2. – С. 11–22.

58. TALGAT. Система квазистатического и электродинамического моделирования TALGAT [Online]. – 2014. – URL: <http://talgat.org/>.

59. Murata Manufacturing Co. Ltd. Chip Inductor (Chip Coil) for High Frequency Multilayer Type. LQG18H Series (0603 Size). – 2010.

60. ОАО «НИИ Гириконд». Техническая документация. Керамические конденсаторы. К10-79. АЖЯР.673511.004 ТУ. – 2009.

61. Cain J. Parasitic inductance of multilayer ceramic capacitors // AVX Corp. Tech. Inf. – 2002.

62. Linear Technology. LTspice. High performance SPICE simulator, schematic capture and waveform viewer with enhancements and models [Online]. – 2014. – URL: <http://www.linear.com/>.

63. Murata Manufacturing Co. L. Chip Monolithic Ceramic Capacitor. GRM series. – 2009.

64. Murata Manufacturing Co. Ltd. Chip Inductor (Chip Coil) for General Use Multilayer Type LQM21N (0805 Size). – 2011.
65. ОАО «РИРВ». Микросхема интегральная RFIC03. Технические условия ТСЮИ.431328.003 ТУ [Online]. – 2009. – С. 96. – URL: <http://www.rirt.ru/>.
66. ОАО «НПО «ЭРКОН». Техническая документация. Прецизионные резисторы для поверхностного монтажа. P1-16П [Online]. – 2014. – URL: <http://erkon-nn.ru/>.
67. Venkel Ltd. Thick Film Chip Resistors. Impedance, Parasitic Capacitance, & Parasitic Inductance Data. – 2014.
68. Платы печатные. ТУ 154.ТУ.033. – 1981.
69. Vendelin G.D., Pavo A.M., Rohde U.L. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques. – Hoboken (USA): Wiley & Sons, 2005. – 1080 p.
70. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Сравнение корпусов ПАВ-фильтров по электромагнитной наводке посадочного места // Техника радиосвязи. – 2014. – № 2. – С. 77–82.
71. МТУСИ. Техническая документация. Полосовой фильтр на ПАВ ФП-592 1587В51 МГц. Лаборатория электронных фильтров Московского технического университета связи и информатики [Online]. – 2012. – URL: <http://www.saw-filters.ru/>.
72. Sawtek Ink. Рекомендации по конструкции посадочного места ПАВ-фильтра. PC Board Layout Tips. – 2012.
73. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Калимулин И.Ф. Индуктивность цепи земля-питание в печатных платах бортовой аппаратуры космических аппаратов // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – Т. 11. – С. 11–15.
74. Kobayashi K., Nemoto Y., Sato R. Equivalent Circuits of Binomial Form Nonuniform Coupled Transmission Lines // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1981. – Vol. 29. – No. 8. – P. 817–824.
75. Калимулин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне до 20 ГГц // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 2. – С. 91–97.
76. Anritsu Company. Operation manual. Model 37XXXC Vector Network Analyzer. P/N: 10410-00226. Revision: B. – 2003.
77. Rohde&Schwarz. Operation manual. R&S ZVA/ZVB/ZVT Vector Network Analyzer. – No. 1145.1084.12–17. – 2011.
78. Калимулин И.Ф., Мелкозёров А.О. Оптимизация параметров математической модели резистора по критерию соответствия расчетного модуля коэффициента отражения измеренному в диапазоне до 20 ГГц // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 26. – № 2. – Ч. 1. – С. 66–70.

79. A Method to Construct Equivalent Circuit Model From Frequency Responses With Guaranteed Passivity / Pordanjani I.R., Chung C.Y., Mazin H.E. [et al.] // IEEE Trans. Power Deliv. – 2011. – Vol. 26, No. 1. – P. 400–409.

80. Kurokawa K. Power Waves and the Scattering Matrix // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1965. – Vol. 13. – No. 2. – P. 194–202.

81. Spectrum Software. Measuring S-Parameters [Online]. – 2001. – URL: <http://www.spectrum-soft.com/news/winter2001/sparameters.shtm>.

82. Altium Limited. Altium Designer is an EDA software solution that provides the designer with the tools they need to solve engineering problems and create the electronic devices [Online]. – 2014. – URL: <http://www.altium.com/>.

83. A Method for Handling Uncertainty in Evolutionary Optimization With an Application to Feedback Control of Combustion / Hansen N., Niederberger A.S.P., Guzzella L. [et al.] // IEEE Trans. Evol. Comput. – 2009. – Vol. 13, No. 1. – P. 180–197.

84. Калимулин И.Ф. Методика получения широкополосной модели чип-резистора // Инновационный арсенал молодёжи 2013: материалы докл. IV молодёжной науч.-техн. конф., 26–28 июня 2013 г. – СПб: ФГУП «КБ «Арсенал» им. М.В. Фрунзе»; Балт. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 150–152.

85. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Методика получения широкополосной модели конденсатора // Образование и наука без границ 2013: материалы докл. IX междунар. науч.-практ. конф., 7–15 декабря 2013 г. – Пшемысль: Наука и исследования, 2013. – Т. 46. – С. 35–39.

86. Balabanian N. Network Synthesis. – Englewood Cliffs (USA): Prentice-Hall, 1958. – 440 p.

87. Теоретические основы электротехники / Демирчян К.С., Нейман А.Р., Коровкин Н.В. [и др.]. – СПб: Питер, 2003. – Т. 2. – 570 с.

88. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Разброс частотной характеристики для конденсаторов одного номинала и корпуса // Научная сессия ТУСУР-2013: материалы докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 109–111.

89. Микран. Руководство по эксплуатации P2M-40. Ч. 3. – 2011. – 64 с.

90. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Методика разработки моделей цифровых микросхем на языке Digital SimCode // Научная сессия ТУСУР-2011: материалы докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2011. – С. 121–123.

91. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Создание модели восьмиразрядного регистра 1554ИР35ТБМ для моделирования в Altium Designer // Научная сессия ТУСУР-2011: материалы докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых – Томск: В-Спектр, 2011. – С. 124–126.
92. Rao S.M., Sarkar T.K. Static analysis of arbitrarily shaped conducting and dielectric structures // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1998. – Vol. 46. – No. 8. – P. 1171–1173.
93. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07 / Газизов Тальгат Рашитович. – Томск: ТУСУР, 2010. – 351 с.
94. Аширбакиев Р.И., Калимулин И.Ф., Кузнецова-Таджибаева О.М. Аппроксимация поверхности переходного отверстия печатной платы ортогональными прямоугольниками для вычисления емкости // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – Т. 4. – № 30. – С. 58–61.
95. Altium Designer. AP0142. Linking a Simulation Model to a Schematic Component. Application Note. v1.1. – 2008. – 15 p.
96. Altium Designer. TR0117. Digital SimCode Reference. . v1.3. – 2008. – 34 p.
97. Татаринов В. К вопросу разработки моделей цифровых микросхем для P-CAD // EDA Express. – 2007. – № 17. – С. 14–20.
98. Кечиев А.Н. Микросхемы и цифровой сигнал в печатных узлах // Технология электромагнитной совместимости. – 2007. – Т. 20. – № 1. – С. 55.
99. Интеграл. Технические данные IN74AC273. – 6 с.
100. Anritsu Company. Universal Test Fixture 3680 Series. Technical Data Sheet. PN: 11410-00024 Rev. D. – 2013. – 8 p.
101. Agilent Technologies. Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements. Product Note 8510-8A. – 2000. – 24 p.

Научное издание

Калимуллин Илья Фидаильевич
Заболоцкий Александр Михайлович
Газизов Тальгат Рашитович

МЕТОДИКИ И МОДЕЛИ ДЛЯ УЧЕТА ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ
ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ ПРИ АНАЛИЗЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Монография

Подписано в печать 15.06.2015. Формат 60x84/16.
Усл. печ. л. 9,3. Тираж 100 экз. Заказ 495.

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 53-30-18.