

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования

«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ
Кафедра радиоэлектроники и телекоммуникаций

На правах рукописи

ЛЕТАВИН Денис Александрович

**МЕТОДИКА СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА ШЛЕЙФНЫХ МОСТОВ УВЧ
ДИАПАЗОНА С УМЕНЬШЕННЫМИ ГАБАРИТНЫМИ РАЗМЕРАМИ**

Специальность: 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, доцент,

Шабунин Сергей Николаевич

Екатеринбург – 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ШЛЕЙФНЫЕ МОСТЫ: ПОДХОДЫ К МИНИАТЮРИЗАЦИИ	12
1.1 Компактные мосты на сосредоточенных элементах	15
1.2. Компактные мосты на распределенных элементах.....	18
1.3 Компактные мосты на многослойных подложках	29
1.4 Методики проектирования компактных ШКМ	34
1.5 Выводы по первой главе	40
2 СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ КОМПАКТНЫХ ШЛЕЙФНЫХ МОСТОВ	41
2.1. Фильтры нижних частот как инструмент миниатюризации мостов	42
2.2. Методика расчета параметров компактных шлейфных квадратурных мостов	48
2.3 Анализ взаимного влияния мостов и иных СВЧ устройств при близком их расположении.....	61
2.4 Анализ факторов, ограничивающих миниатюризацию мостов	64
2.5. Выводы по второй главе	70
3 ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИИ В СОЗДАНИИ НОВЫХ КВАДРАТУРНЫХ МОСТОВ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ...	71
3.1 Исследование допустимых пределов уменьшения размеров ШКМ	73
3.2 Компромиссное решение между уменьшением размеров и ухудшением частотных характеристик моста.....	81
3.3. Мост с переключаемым типом направленности	90
3.4. Мост с различающимися сопротивлениями входа и выхода.....	96
3.5. Выводы по третьей главе	104
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	106

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	109
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	110

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности

Микрополосковый направленный ответвитель – базовый элемент фазовращателей, сумматоров, смесителей, диаграммообразующих схем антенных решеток и других радиотехнических средств. Направленный ответвитель, распределяющий подводимую к нему мощность поровну между двумя его выходами с разностью фаз 90° , называется шлейфным квадратурным мостом (ШКМ). Кроме ШКМ задачу деления входной мощности решают синфазные делители мощности (мосты Уилкинсона), синфазно-противофазные мосты (СПМ), ответвители на связанных линиях, ответвители Ланге, планарные Т-образные делители, направленные ответвители с трансформаторами, резистивные тройники и др. В микрополосковом исполнении ШКМ и синфазно-противофазные мосты занимают наибольшую площадь на подложке среди перечисленных устройств при прочих равных условиях. Поскольку подходы в миниатюризации СПМ и ШКМ схожи, а последние в технике используются чаще, то именно им и были посвящены исследования в диссертационной работе.

Значительный вклад в разработку и исследование направленных ответвителей внесли Зелях Э.В., Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Гвоздев В.И., Нефедов Е.И., Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А., Печурин В.А., Петров А.С., Мунина И.В., Вендик И.Б., Капитанова П.В., Холодняк Д.В., Щетинин Н.Н., Останков А.В., Кац Б.М., Мещанов В.П., Карамзина В.В., Альтман Дж.Л., Малорацкий Л.Г., и другие [1–12].

Классическая конструкция ШКМ (при волновых сопротивлениях подводящих линий $\rho_0 = 50 \text{ Ом}$) включает в себя две пары четвертьволновых отрезков линии передачи L_1 , L_2 , образующих прямоугольник, одна из которых имеет сопротивление $\rho_1 = 50 \text{ Ом}$, а другая – $\rho_2 = 35 \text{ Ом}$. Схемно-конструктивная реализация микрополоскового ШКМ, показанная на рисунке 1, далее по тексту будет называться традиционной конструкцией.

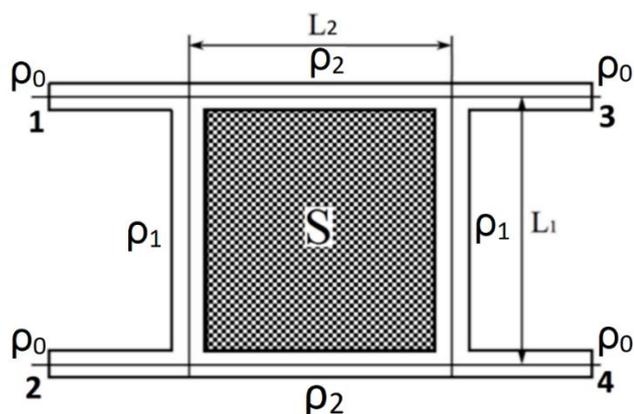


Рисунок 1 –Топология традиционного двухшлейфного моста

Размеры ШКМ связаны с длиной линий передачи, на основе которых они изготовлены. Поэтому в УВЧ диапазоне, в котором работают такие системы как GSM, Wi-Fi, 3G, 4G, GPS, ГЛОНАСС и другие, мосты обладают значительными размерами, при том что большая площадь внутри моста, заключенная между четвертьволновыми отрезками, остается неиспользуемой. Поэтому УВЧ диапазон был выбран для конструирования малогабаритных ШКМ.

В литературе представлены разнообразные методы уменьшения габаритных размеров шлейфных квадратурных мостов. Применение этих методов, как правило, сопровождается ухудшением частотных характеристик ШКМ: сужением полосы рабочих частот; отклонением коэффициентов передачи и разности фаз выходных сигналов от номинальных значений; увеличением вносимых потерь; уменьшением уровня развязки и увеличением коэффициентов отражения от входов. Также большинство авторов опубликованных работ мало внимания уделяют описанию методики синтеза топологии компактных мостов, а останавливаются лишь на обобщенных широко известных расчетных выражениях, не раскрывая перечень выполненных этапов проектирования.

Сказанное выше свидетельствует об **актуальности исследования**, направленного на разработку методики проектирования компактных мостов и устройств на её основе.

Объектом исследования диссертации являются квадратурные мосты.

Предметом исследования – модели квадратурных мостов, методы их анализа и расчета, методики и алгоритмы их проектирования.

Цель и задачи диссертационной работы

Основной целью диссертационной работы является разработка и исследование методики и алгоритмов расчета шлейфных мостов УВЧ диапазона с уменьшенными относительно традиционных конструкций габаритными размерами.

Для достижения указанной цели были поставлены следующие **задачи**:

1. Выполнить анализ существующих схемно-топологических методик уменьшения габаритных размеров шлейфных мостов для подтверждения актуальности работы.

2. Исследовать возможности использования Т- и П-образных звеньев эквивалентных фильтров, применяемых в качестве базовых сегментов шлейфных мостов, выполняемых на сосредоточенных и/или распределённых элементах, для анализа и синтеза ШКМ.

3. Разработать и исследовать новые схемно-конструктивные варианты построения ШКМ, являющиеся компромиссным решением между уменьшением их размеров и ухудшением частотных характеристик, мостов с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий, ШКМ с возможностью переключения режимов направленности с сонаправленного на противонаправленный, и наоборот.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. Разработана методика структурного синтеза шлейфных мостов с уменьшенными габаритными размерами относительно традиционных конструкций, основанная на применении Т-образных звеньев эквивалентных фильтров. Она отличается от существующих методик построения компактных мостов наличием компромиссного решения между уменьшением габаритных размеров устройства и ухудшением его частотных характеристик при условии замены лишь двух идентичных отрезков МПЛ на Т-образные звенья.

2. Впервые исследованы допустимые пределы миниатюризации ШКМ. Показано, что Т-образные звенья с индуктивными элементами в виде высокоомных отрезков и емкостными элементами в виде низкоомных отрезков позволяют уменьшить площадь микрополосковых устройств на ~80–90% с уменьшением полосы развязки и согласования не более, чем на ~30–40%. Показано, что наибольшую степень миниатюризации удастся достичь при использовании тонких подложек с небольшой диэлектрической проницаемостью.

3. Разработано новое схемно-конструктивное решение по реализации шлейфного квадратурного моста с коммутируемым типом направленности, которое отличается от известных тем, что вместо исключительно фильтров нижних частот в состав моста добавлен фильтр верхних частот.

4. Разработаны компактные мосты, отличающиеся от существующих аналогов тем, что для изменения волновых сопротивлений подводящих линий устройства вместо традиционных четвертьволновых отрезков используются Т-образные звенья фильтров с разными сопротивлениями входов/выходов.

Теоретическая значимость результатов работы состоит в том, что заявляемая работа способствует обобщению имеющихся наработок автора в области миниатюризации ШКМ на основе применения Т-образных фильтров СВЧ.

Практическая значимость результатов диссертации заключается в том, что на основе предложенной методики разработаны оригинальные устройства, обладающие приемлемыми частотными свойствами и расширенными функциональными возможностями относительно традиционной конструкции.

Методология и методы диссертационного исследования

При исследовании миниатюрных микрополосковых мостов на основе Т- и П-образных звеньев применялись теория электрических цепей и теория матриц, которые позволили получить аналитические выражения для определения эквивалентных индуктивностей и емкостей звеньев.

Корректность представленного теоретического подхода подтверждена результатами численного моделирования в системах автоматизированного

проектирования ANSYS HFSS и Cadence AWR Design Environment, а также данными натурных экспериментов, полученных с помощью векторного анализатора цепей ZVA24 компании Rohde&Schwarz.

Положения, выносимые на защиту

1. Замена четвертьволновых отрезков МПЛ двухшлейфных мостов на эквивалентные Т-образные звенья фильтров с аналогичными характеристиками, обеспечивает реализацию устройства с уменьшенными габаритными размерами по сравнению с традиционными конструкциями.

2. Частотные характеристики ШКМ ухудшаются с повышением степени миниатюризации его конструкции. При этом минимальное ухудшение достигается путем замены лишь двух идентичных четвертьволновых отрезков МПЛ моста на Т-образные звенья фильтров с эквивалентными характеристиками.

3. Для реализации ШКМ с коммутируемым типом направленности в одном диапазоне частот, необходимо заменить два идентичных четвертьволновых отрезка МПЛ устройства таким образом, чтобы вместо одного отрезка был установлен фильтр нижних частот, а вместо второго отрезка – фильтры нижних и верхних частот, переключение между которыми осуществляется по принципу работы фазовращателей коммутируемой линии с помощью *p-i-n*-диодов. При этом переключение фильтра нижних частот на фильтр верхних частот позволяет изменить тип направленности моста с сонаправленного на противонаправленный.

4. Применение Т-образных звеньев с разными сопротивлениями входа/выхода вместо четвертьволновых отрезков МПЛ моста позволяет реализовать устройства с разными волновыми сопротивлениями подводящих линий. При этом каждая подводящая линия ШКМ может обладать своим волновым сопротивлением.

Достоверность защищаемых положений и результатов диссертационной работы основывается на применении общеизвестных методов аналитического и численного анализа, проверенных систем схемотехнического и электродинамического моделирования и современного измерительного

оборудования. Полученные результаты апробированы на международных конференциях и опубликованы в рецензируемых журналах.

Апробация результатов работы и публикации

Основные результаты научной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: 25-я Международная Крымская Конференция "СВЧ-техника и Телекоммуникационные Технологии", КрымМиКо'2015 (сентябрь 2015, Севастополь); 2015 Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2015 (ноябрь 2015, Лафборо, Великобритания); 2015 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems, COMCAS (ноябрь 2015, Тель-Авив, Израиль); 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016 (март 2016, Давос, Швейцария); 2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - Italy, ACES 2017 (март 2017, Флоренция, Италия); 2016 Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2016 (ноябрь 2016, Лафборо, Великобритания); 2016 24th Telecommunication Forum, TELFOR (ноябрь 2016, Белград, Сербия); Conference Proceedings – 2016 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2016 (сентябрь 2016, Саратов, Россия); 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2017 (март 2017, Париж, Франция); 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems, COMCAS (ноябрь 2017, Тель-Авив, Израиль); 2017 24th Telecommunication Forum, TELFOR (ноябрь 2017, Белград, Сербия); 2018 14th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE (октябрь 2018, Новосибирск, Россия); 13th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2018 (март 2018, Лондон, Великобритания).

Реализация и внедрение результатов исследования

Результаты диссертации получены при выполнении научно-исследовательских работ, выполненных в УрФУ при участии автора за период 2016–2020 гг. Описанные в работе конструкции мостов могут быть использованы при разработке ВЧ трактов телекоммуникационных и радиолокационных систем.

Полученные результаты используются в учебном процессе в ФГАО ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина» при преподавании дисциплин «Микроволновые устройства и антенные системы» и «Проектирование высокочастотных средств» для магистрантов по направлению подготовки 11.04.01 – Радиотехника, что подтверждается актом внедрения.

Соответствие диссертации паспорту научной специальности

Полученные в диссертации научные результаты **соответствуют** пунктам 2 и 9 из перечня областей исследований для специальности 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии согласно её паспорту:

пункту 2 – Исследование характеристик антенн и СВЧ устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.;

пункту 9 – Разработка методов проектирования и оптимизации антенных систем и СВЧ устройств широкого применения.

Публикации

Основные теоретические и практические результаты научной работы опубликованы в 23 статьях и тезисах, в том числе 5 статей в рецензируемых научных журналах, определенных ВАК РФ и 2 статьи в международных журналах, индексируемых в базах научного цитирования WoS и Scopus. Получено 13 патентов РФ на полезную модель.

Личный вклад автора состоит в разработке методики проектирования компактных мостов с помощью фильтров верхних и/или нижних частот, реализованных на комбинации сосредоточенных и/или распределенных элементов в виде Т-образных звеньев; в проведении электродинамического моделирования исследуемых устройств в системах автоматизированного проектирования; разработке и экспериментальном исследовании образцов компактных мостов.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка литературы. Она изложена на 127 страницах машинописного текста. Работа содержит 97 рисунков и 11 таблиц. Список использованных источников насчитывает 107 наименований.

1. ШЛЕЙФНЫЕ МОСТЫ: ПОДХОДЫ К МИНИАТЮРИЗАЦИИ

В отечественной и зарубежной научной периодике ежегодно увеличивается количество публикаций, связанных с миниатюризацией ШКМ на микрополосковых линиях передачи (МПЛ). В них представлены варианты конструкций мостов, реализованных на распределенных и/или сосредоточенных элементах, как в одном, так и в нескольких диэлектрических слоях. Рассмотрим некоторые известные методы миниатюризации мостов, что позволит дать оценку современного состояния вопроса в этой области.

Миниатюризация – одно из направлений современной радиоэлектроники, нацеленное на конструирование устройств со значительно сниженными габаритными размерами и массой. Уменьшение размеров конструкций осуществляется путем применения новых конструктивно-технологических решений, основанных на использовании элементов, характеристики которых эквивалентны характеристикам МПЛ, а их геометрия и межэлементные связи позволяют повысить степень миниатюризации традиционной конструкций.

Под степенью миниатюризации понимается уменьшение площади мостов по сравнению с традиционной конструкцией без учета подводящих линий. При этом не учитывается влияние других близко расположенных устройств. Высокой степенью миниатюризации будем считать уменьшение габаритов традиционной конструкции моста $>70\%$.

Для устранения паразитных полос рабочих частот, уменьшения габаритов и экономичности изготовления в топологиях ШКМ выполняется замена отрезков МПЛ с волновым сопротивлением ρ и электрической длиной $\theta = 90^\circ$ ($\theta = \beta l$ – электрическая длина, β – постоянная фазы в линии передачи, l – длина линии передачи) на участки меньшей длины с отличающейся от исходной топологией проводников, имеющие сходные частотные характеристики в окрестности центральной частоты устройства. Эти участки описываются моделью длинной линии [13–18]. Эквивалентная схема участка длинной линии длиной $\Delta z \rightarrow 0$

показана на рисунке 2. На данной схеме выделены П- $(CLC$ – емкость, индуктивность, емкость) и Т-образные звенья $(LCL$ – индуктивность, емкость, индуктивность), представляющие собой фильтры нижних частот. Элементы R (погонное сопротивление проводников линии) и G (погонная проводимость диэлектрической среды) описывают потери мощности в линии. Поскольку потери в МПЛ обычно малы, то их влиянием при расчете можно пренебречь.

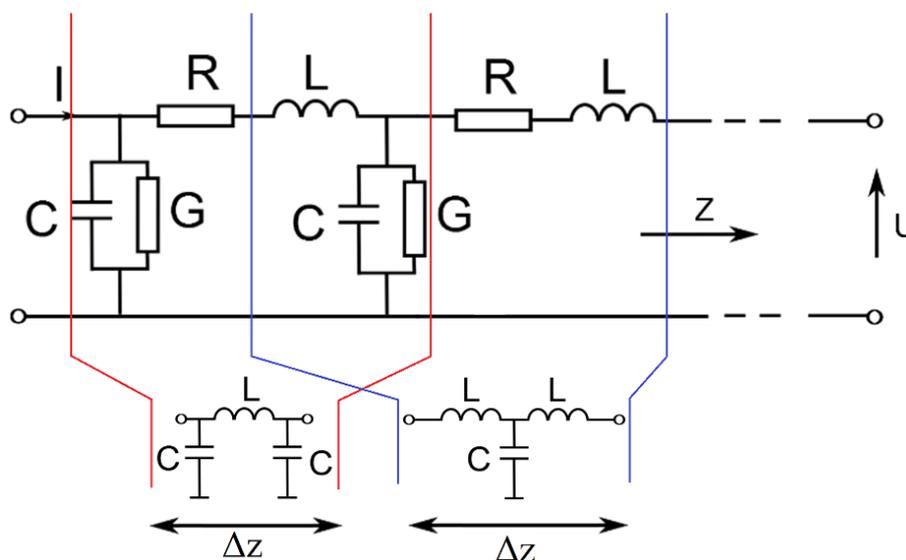


Рисунок 2 –Эквивалентная схема участка линии

Распределение тока I и напряжения U в линии (рисунок 2) описывается телеграфными уравнениями:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -L \frac{\partial I}{\partial t} - IR, \quad (1)$$

$$\frac{\partial I}{\partial z} = -C \frac{\partial U}{\partial t} - UG. \quad (2)$$

Уравнения (1), (2) для упрощенной модели, когда потери отсутствуют, записываются следующим образом:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -L \frac{\partial I}{\partial t}, \quad (3)$$

$$\frac{\partial I}{\partial z} = -C \frac{\partial U}{\partial t}. \quad (4)$$

На основе уравнений (3)–(4) в [19] были получены известные соотношения: фазовая скорость и волновое сопротивление линии передачи:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (5)$$

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (6)$$

Длина волны и фазовая скорость связаны соотношением:

$$\lambda = \frac{v_{\phi}}{f}. \quad (7)$$

Из выражения (6) очевидно, что увеличение емкости в эквивалентном отрезке длинной линии приведет к уменьшению фазовой скорости электромагнитной волны, из-за чего согласно (7) длина волны также уменьшится, что позволяет уменьшать габариты СВЧ устройств, в том числе шлейфных квадратурных ответвителей.

1.1 Компактные мосты на сосредоточенных элементах

В [20] предложена конструкция моста с уменьшенными размерами относительно традиционной конструкции (рисунок 3). Авторы используют Т-звенья на сосредоточенных LC элементах вместо четвертьволновых отрезков. Сосредоточенные элементы располагаются максимально близко друг к другу для использования всей свободной площади внутри моста. Для макета компактного ШКМ с центральной частотой 2,45 ГГц относительная полоса рабочих частот, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, составила 11,5%. Дисбаланс между коэффициентами передачи устройства не превышает 0,6 дБ, а отклонение разности фаз выходных сигналов от номинального значения не превышает $1,3^\circ$. Площадь устройства составляет 4 мм^2 .

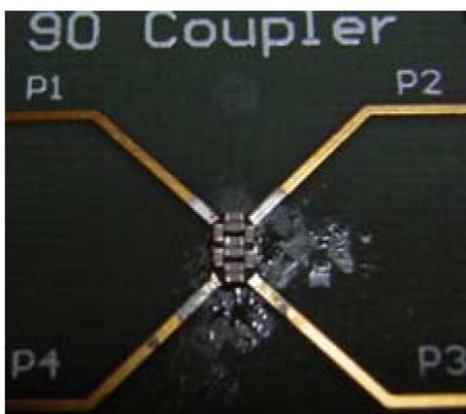


Рисунок 3 – Компактный двухшлейфный мост, реализованный на сосредоточенных LC элементах [20]

Для уменьшения габаритов моста в [21] вместо четвертьволновых отрезков используются сосредоточенные LC элементы. Предлагаемый мост (рисунок 4) работает на центральной частоте 1 ГГц и имеет относительную полосу рабочих частот, оцениваемую по уровню развязки 20 дБ, равную 10,85%. Дисбаланс между коэффициентами передачи устройства не превышает 0,5 дБ, а отклонение разности фаз выходных сигналов от номинального значения не превышает $2,4^\circ$. Площадь ШКМ составляет $27 \text{ мм} \times 19,4 \text{ мм}$ без учета длин питающих линий.

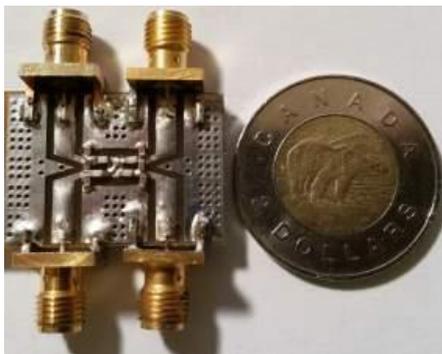


Рисунок 4 – Прототип компактного моста [21]

В [22] представлен компактный мост с реконфигурируемыми характеристиками, собранный на сосредоточенных LC элементах (рисунок 5). Для управления характеристиками устройства (рабочей частотой и коэффициентом деления мощности) в его конструкцию были установлены варикапы. При помощи шести варикапов удастся изменять характеристики моста в широких пределах. Перестройка по частоте выполняется от 1,8 до 4,36 ГГц. Габариты ШКМ составляют $24,2 \text{ мм} \times 10,9 \text{ мм}$ ($0,2\lambda \times 0,09\lambda$). Относительная полоса частот по дисбалансу 0,5 дБ между коэффициентами передачи моста составляет 7,3–14%. В этой же полосе разность фаз выходных сигналов имеет значения в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$.

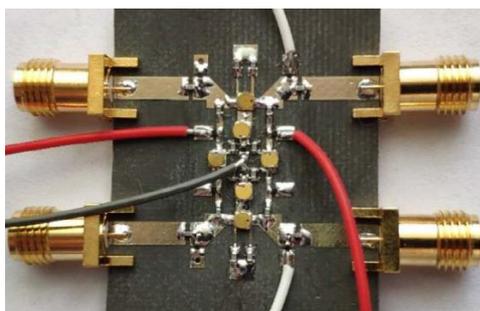


Рисунок 5 – Прототип компактного моста [22]

В [23] за счет установки согласующих цепей на все подводящие линии ШКМ, его полоса рабочих частот увеличена почти в 3 раза относительно полосы частот традиционной конструкции. На рисунке 6 представлен вариант устройства с центральной частотой 1,385 ГГц, реализованный на сосредоточенных элементах. В полосе частот 1,17–1,6 ГГц (31%) дисбаланс между коэффициентами передачи

предлагаемого моста составляет не более 1 дБ, а разность фаз выходных сигналов имеет значения в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$.

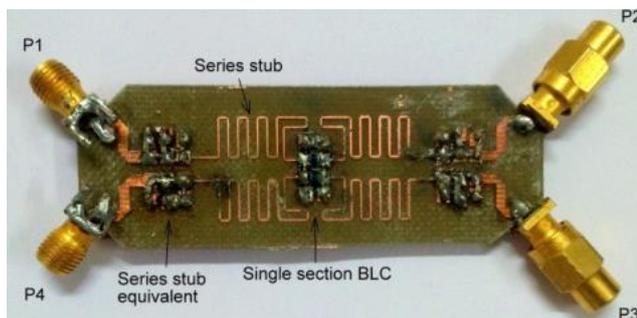


Рисунок 6 – Прототип компактного моста [23]

Все рассмотренные подходы к разработке ШКМ позволяют получать конструкции с уменьшенными габаритными размерами относительно традиционных за счет замены четвертьволновых отрезков на звенья из сосредоточенных элементов, обладающие схожими частотными характеристиками в окрестности центральной частоты. Тем не менее, использование сосредоточенных элементов при реализации ШКМ требует проведения дополнительных операций, таких как нанесение паяльной пасты, установка элементов поверхностного монтажа, пайка и др. При этом одним из основных недостатков подобной конструкции является повышенная вероятность отказа ШКМ в результате вибрационных нагрузок. Кроме того, требуемые номиналы элементов могут не соответствовать номиналам, предоставленным в специальных номинальных рядах. Это существенно осложняет процесс конструирования компактных мостов.

1.2. Компактные мосты на распределенных элементах

Емкости и индуктивности могут быть реализованы из отрезков микрополосковой линии, в том числе нестандартной формы. Дополнительным преимуществом распределенных элементов является то, что ШКМ в этом случае не содержат навесных элементов. В [24] описана конструкция моста с центральной частотой 2,44 ГГц, реализованная на изогнутых четвертьволновых отрезках микрополосковых линий (рисунок 7). Степень миниатюризации такого подхода составляет 62,56%. Коэффициенты передачи и разность фаз выходных сигналов моста на центральной частоте имеют значения $-3,5$ дБ и 90° . Относительная полоса частот, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, составляет 3,48%.

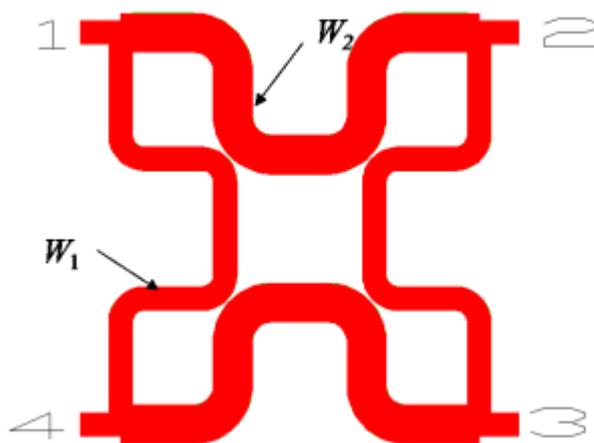


Рисунок 7 – Модель компактного моста [24]

В [25] предложена топология миниатюрного моста, выполненного на сдвоенных линиях передачи (рисунок 8). Ширина сдвоенных линий выбирается с учетом класса точности и доступных средств технологического оснащения. Площадь устройства, предназначенного для деления мощности на частоте 2,4 ГГц, меньше площади традиционной конструкции на 63,9%. Полоса частот компактного моста, в которой разность фаз выходных сигналов находится в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$, составляет 600 МГц.

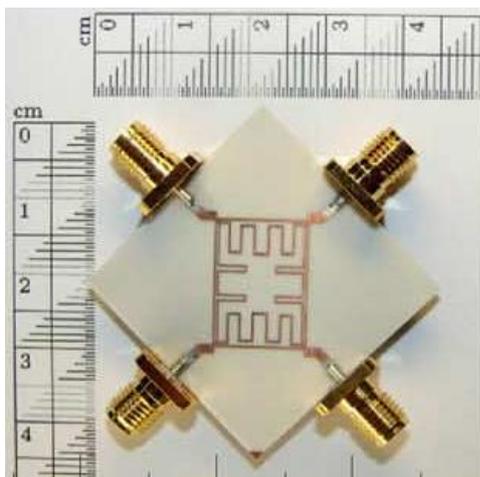


Рисунок 8 – Прототип компактного моста [25]

Миниатюрный мост с центральной частотой 0,9 ГГц (рисунок 9), полученный за счет применения микрополосковых структур, описан в [26]. Микрополосковые структуры состоят из комбинации элементов, объединенных в одну схему: низкоомных отрезков, высокоомных отрезков и встречно-штыревых конденсаторов. Степень миниатюризации такого подхода составляет 73%. Коэффициенты передачи на центральной частоте имеют значения $-3,42$ и $-3,72$ дБ. Разность фаз выходных сигналов $90^\circ \pm 0,2^\circ$ сохраняется в полосе частот 880–935 МГц. Относительная полоса частот, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, составляет 9,1%.

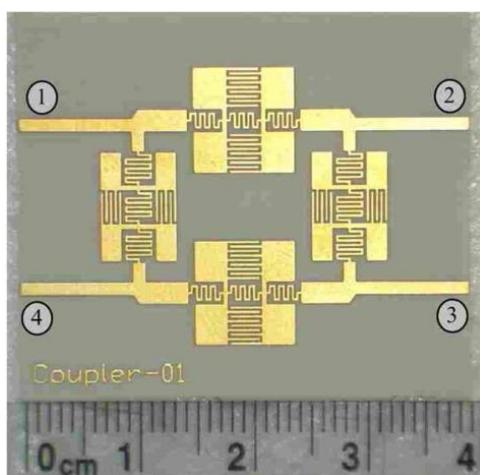


Рисунок 9 – Прототип компактного моста [26]

В [27] представлен компактный мост с центральной частотой 0,9 ГГц, реализованный на комбинации фильтров нижних частот (ФНЧ) и полосно-пропускающих фильтров (ППФ) (рисунок 10). Степень миниатюризации такого подхода составляет 74%. Относительная полоса частот по уровню развязки 20 дБ составляет 12%.

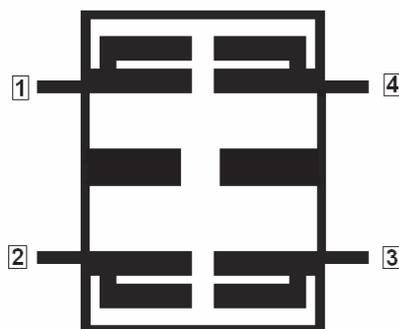


Рисунок 10 – Модель компактного моста [27]

В [28] описан мост с центральной частотой 0,88 ГГц (рисунок 11), реализованный на изгибах линий передачи и вырезах в экране. Предложенный способ позволил уменьшить площадь устройства на 75,8% относительно площади традиционной конструкции. Разность фаз на центральной частоте между выходными сигналами ШКМ составляет 90° . Относительная полоса частот по уровню развязки 20 дБ составляет 11,4%. Однако при такой реализации моста элементы устройства присутствуют с обеих сторон металлизированного листа диэлектрика, что усложняет процесс моделирования и изготовления такого устройства.

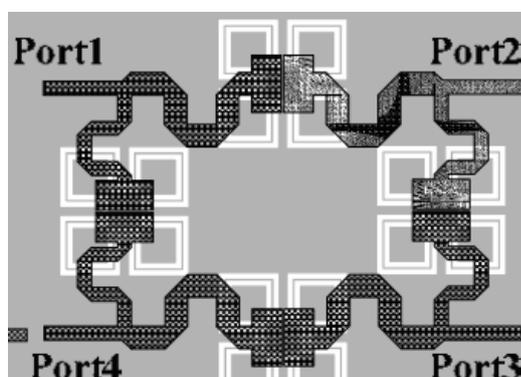


Рисунок 11 – Модель компактного моста [28]

В [29] предложена топология компактного моста, реализованная на П-образных звеньях, состоящих из индуктивностей в виде высокоомных отрезков МПЛ и встречно-штыревых конденсаторов (рисунок 12). Устройство, спроектированное для работы на частоте 2 ГГц, имеет площадь, на 50% меньшую площади традиционного моста. В полосе частот 1,96–2,04 ГГц коэффициенты передачи имеют значения $-(3,9-4,4)$ дБ и $-(3,5-3,75)$ дБ. На центральной частоте разность фаз выходных сигналов ШКМ составляет 90° .

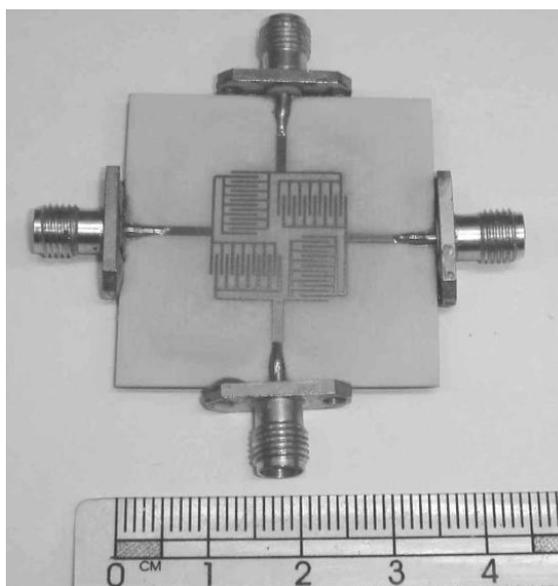


Рисунок 12 – Прототип компактного моста [29]

В [30] представлен компактный мост с центральной частотой 0,836 ГГц, реализованный на П-образных звеньях. Крайние емкости соседних звеньев для большей степени миниатюризации объединены в одну и выполнены в виде встречно-штыревых конденсаторов (рисунок 13). Степень миниатюризации такого подхода составляет 73,2%. Коэффициенты передачи на центральной частоте имеют значения $-3,9 \pm 0,1$ дБ, а разность фаз выходных сигналов равняется 88° . Относительная полоса частот по уровню развязки 20 дБ составляет 4,8%.

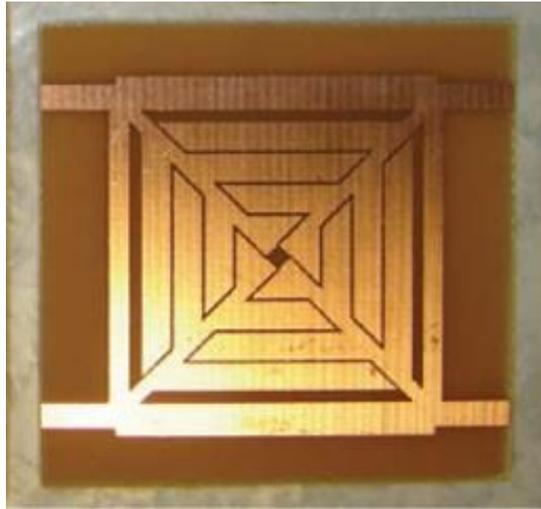


Рисунок 13 – Прототип компактного моста [30]

В работе [31] предложен мост с центральной частотой 2,4 ГГц на П-образных звеньях. Крайние емкости соседних звеньев объединяются в одну, как и в работе [30]. Однако в данном случае емкости реализованы в виде шлейфов холостого хода, свёрнутых в спираль (рисунок 14). Степень миниатюризации такого подхода составляет 88,9%. В полосе частот 2,35–2,8 ГГц разность фаз между выходными сигналами ШКМ находится в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$.

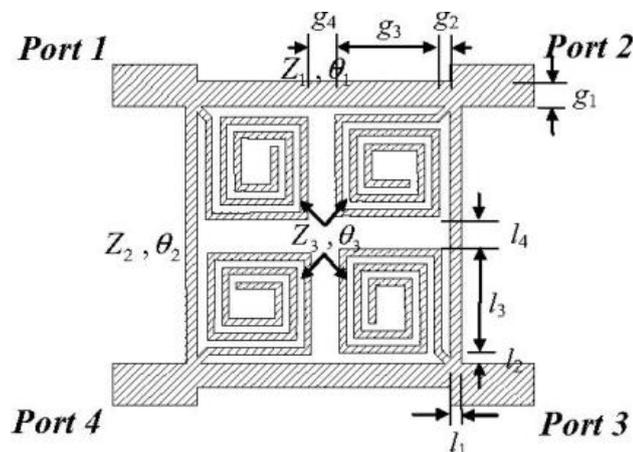


Рисунок 14 – Модель компактного моста [31]

В [32] описан мост, схожий по конструкции с ШКМ, предложенным в [31]. Отличие заключается в том, что емкости выполнены в виде комбинации изогнутых шлейфов (рисунок 15). Это позволило повысить степень миниатюризации до 92%. Коэффициенты передачи компактного моста на

центральной частоте 0,9 ГГц имеют значения $-3,5$ дБ и $-4,6$ дБ, а разность фаз выходных сигналов – 92° .

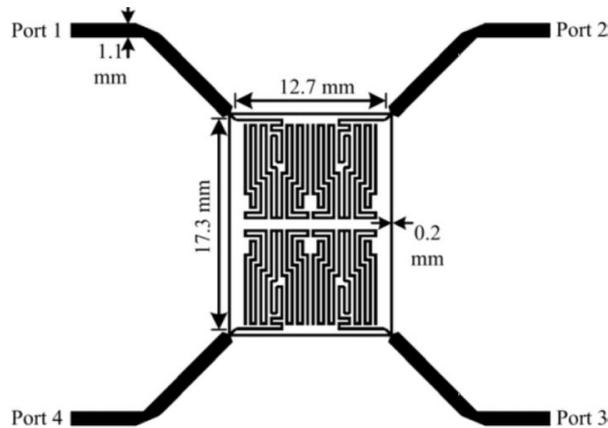


Рисунок 15 – Модель компактного моста [32]

В [33] предлагается подход к реализации компактного моста с центральной частотой 2,4 ГГц, реализованного на Т-образных звеньях (рисунок 16). Для большей компактности ШКМ звенья были выполнены несимметричными. Степень миниатюризации такого подхода составляет 55%. Относительная полоса рабочих частот по уровню развязки 20 дБ составляет 9%.

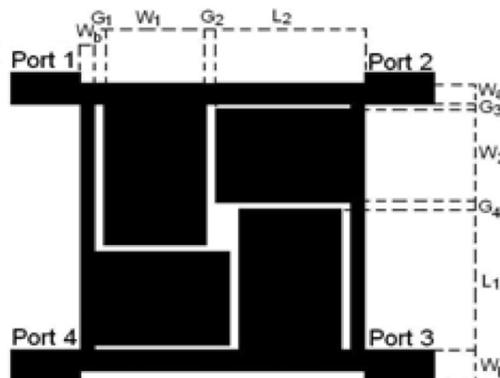


Рисунок 16 – Модель компактного моста [33]

В [34] для уменьшения габаритов ШКМ предложено заменить четвертьволновые отрезки МПЛ Т-образными звеньями (рисунок 17), у которых емкости выполнены в виде шлейфов холостого хода. Площадь, занимаемая на плате компактным мостом, настроенным на частоту 2 ГГц, на 55% меньше площади традиционной конструкции. Уровень развязки 20 дБ обеспечивается в диапазоне частот 1,89–2,11 ГГц. В этой же полосе частот дисбаланс между

коэффициентами передачи не превышает 1 дБ, а разность фаз выходных сигналов составляет $90^\circ \pm 2^\circ$.

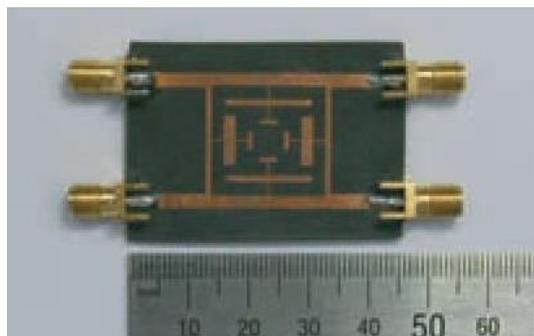


Рисунок 17 – Прототип компактного моста [34]

С целью уменьшения габаритов традиционного моста в [35] предложено заменить четвертьволновые отрезки МПЛ замедляющими структурами (рисунок 18). Такие структуры состоят из последовательности поочередно соединенных отрезков с разной шириной линии (высоко- и низкоомных МПЛ). Низкоомные МПЛ смещаются внутрь ШКМ с целью более эффективного использования пространства устройством. Спроектированное для работы на частоте 1 ГГц устройство занимает площадь, на 60% меньшую по сравнению с площадью традиционной конструкции на той же частоте. Относительная полоса рабочих частот по уровню развязки 20 дБ равняется 9%. Разность фаз выходных сигналов в этой полосе составляет $90^\circ \pm 0,5^\circ$.

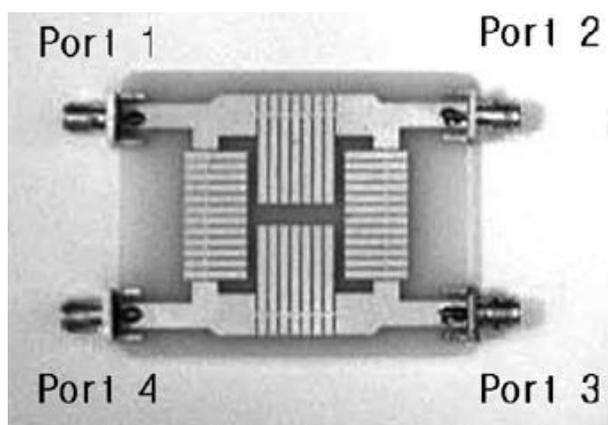


Рисунок 18 – Прототип компактного моста [35]

В [36] предложен вариант моста, габариты которого уменьшены за счет установки Т-звеньев вместо отрезков МПЛ. Емкости Т-образных звеньев реализованы в виде набора шлейфов холостого хода с длиной менее четверти длины волны в МПЛ. Все шлейфы звеньев располагаются внутри ШКМ (рисунок 19), за счет чего площадь устройства уменьшается на 71% относительно площади традиционной конструкции. При центральной частоте 2,4 ГГц полоса частот моста, в которой выполняется разность фаз выходных сигналов $90^\circ \pm 1^\circ$, составляет 100 МГц.

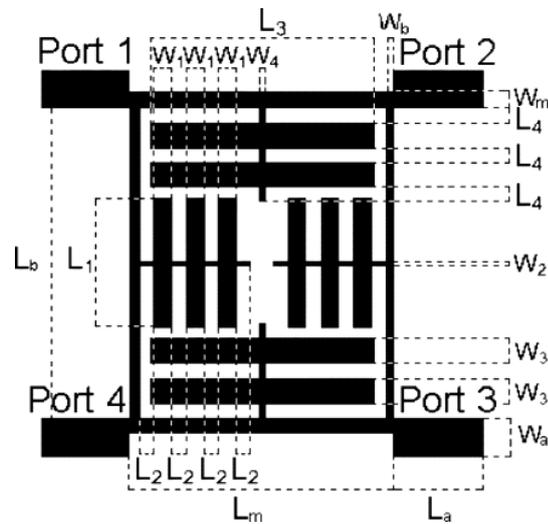


Рисунок 19 – Модель компактного моста [36]

В [37] представлен компактный мост с центральной частотой 2 ГГц, собранный на Т-образных звеньях. Внутреннее пространство делителя разбито на четыре равных секции в виде треугольников (рисунок 20). Элементы всех звеньев располагаются внутри этих секций, за счет чего удается использовать почти всё свободное пространство внутри устройства. Степень миниатюризации такого подхода составляет 73,2%. Разность фаз выходных сигналов в диапазоне $90^\circ \pm 1^\circ$ сохраняется в полосе частот шириной 200 МГц.

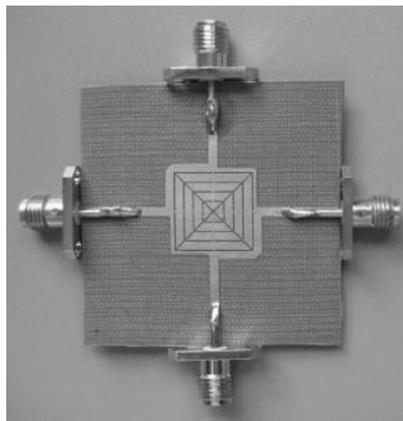


Рисунок 20 – Прототип компактного моста [37]

В [38] рассмотрен ШКМ, в составе которого вместо четвертьволновых отрезков МПЛ используются замедляющие структуры, состоящие из последовательно подключенных индуктивностей (высокоомных отрезков) и емкостей (низкоомных отрезков). Применение таких структур позволило уменьшить площадь традиционного устройства с центральной частотой 0,9 ГГц на 91,5% (рисунок 21). Коэффициенты передачи компактного моста на центральной частоте имеют значения $-3,485$ дБ и $-3,65$ дБ. В полосе частот 0,83–1,05 ГГц измеренная разность фаз выходных сигналов ШКМ находится в пределах $90^\circ \pm 1^\circ$, а дисбаланс между коэффициентами передачи не превышает 0,9 дБ.

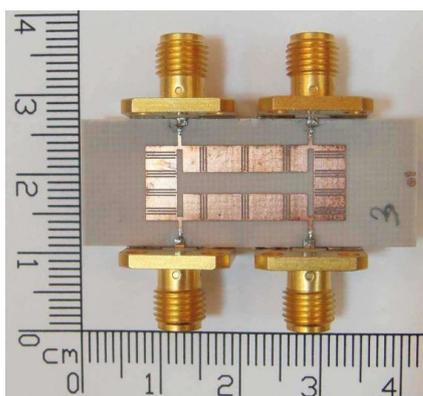


Рисунок 21 – Прототип компактного моста [38]

В работе [39] предложен компактный мост, состоящий из изогнутых высокоомных отрезков и плоскопараллельных конденсаторов (рисунок 22). Степень миниатюризации такого подхода составляет 73,2%. При центральной

частоте 1 ГГц относительная полоса рабочих частот по уровню развязки 20 дБ составляет 8%.

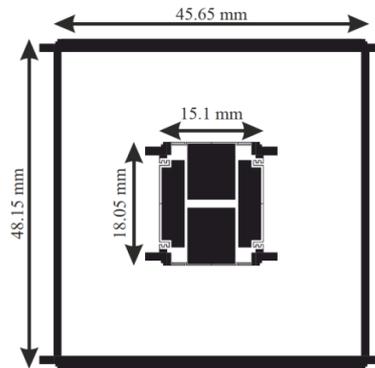


Рисунок 22 – Модель компактного моста [39]

В [40] предлагается заменить традиционные четвертьволновые отрезки МПЛ на Т-образных звеньях, состоящие из индуктивностей, выполненных в виде высокоомных отрезков МПЛ, и емкостей, реализованных в виде изогнутых в квадратную спираль шлейфов холостого хода (рисунок 23). Это позволило уменьшить площадь устройства на 76,8% относительно площади традиционной конструкции. В полосе частот 2,29–2,53 ГГц измеренная разность фаз между выходными сигналами находится в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$.

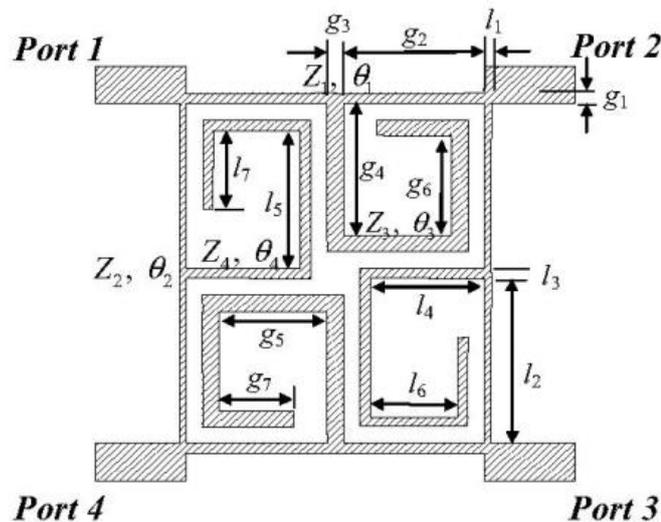


Рисунок 23 – Модель компактного моста [40]

В [41] предложена конструкция ШКМ с центральной частотой 0,9 ГГц, сформированная на Т-образных звеньях, в которых емкости выполнены в виде

плоскопараллельных конденсаторов, подключаемых к остальной цепи через короткие отрезки МПЛ (рисунок 24). Степень миниатюризации такого подхода составляет 87,8%. Коэффициенты передачи ШКМ на центральной частоте имеют значения $-3,36$ дБ и $-3,25$ дБ. В полосе частот $0,813\text{--}1,43$ ГГц измеренная разность фаз выходных сигналов находится в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$.

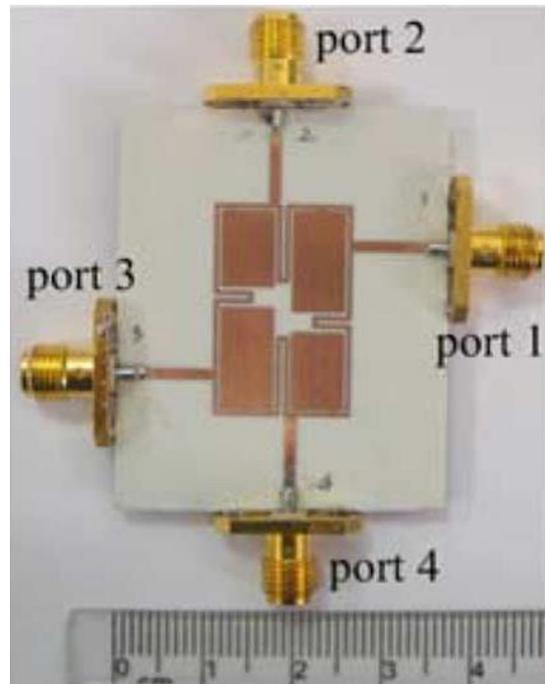


Рисунок 24 – Прототип компактного моста [41]

Большая часть рассмотренных схемно-конструктивных решений, направленных на уменьшение габаритных размеров традиционного моста, получена за счет применения Т- и П-образных звеньев вместо четвертьволновых отрезков МПЛ. Использование Т-образных звеньев по сравнению с П-образными звеньями исключает необходимость дополнительного объединения крайних емкостей соседних звеньев, что упрощает процесс получения требуемых характеристик.

работы на центральной частоте 1,55 ГГц, его площадь оказывается на 95% меньше по сравнению с площадью традиционного моста, реализованного в одном диэлектрическом слое. На центральной частоте 1.66 ГГц разность фаз выходных сигналов составляет $87,4^\circ$, относительная полоса рабочих частот по уровню развязки 20 дБ – 5,5%.

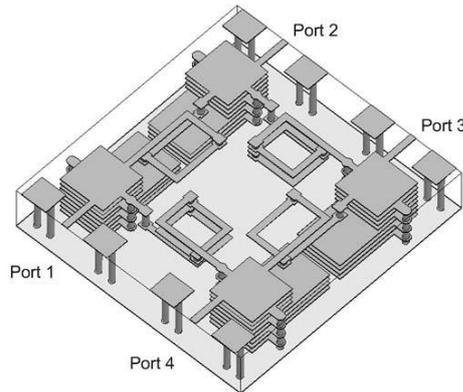


Рисунок 26 – Модель компактного моста [43]

В [44] предложен компактный мост, реализованный на многослойной подложке (рисунок 27). Последовательные емкости на печатной плате реализованы в виде параллельных пластин, находящихся друг под другом в разных слоях подложки. Индуктивности собраны в виде высокоомных отрезков. Соединение разных слоев подложки выполнялось за счет металлизированных переходных отверстий. Площадь устройства при центральной частоте 2,4 ГГц равна $8,7 \text{ мм} \times 4,5 \text{ мм} = 39,15 \text{ мм}^2$. В полосе частот 2,4–2,5 ГГц разность фаз выходных сигналов ШКМ находится в пределах $90^\circ \pm 5^\circ$, а дисбаланс между коэффициентами передачи не превышает $\pm 0,5 \text{ дБ}$.

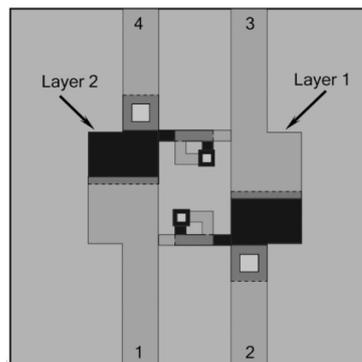


Рисунок 27 – Модель компактного моста [44]

В [45] габариты моста уменьшены при помощи использования сосредоточенных элементов и цепей с распределенными параметрами, расположенных на разных слоях подложки (рисунок 28). Дополнительно в схеме установлены конденсаторы переменной емкости для изменения центральной частоты рабочего диапазона в пределах 1,4–2,4 ГГц. Для каждой частоты диапазона ШКМ обладает полосой частот в 200 МГц, в которой дисбаланс между коэффициентами передачи не превышает 1 дБ.

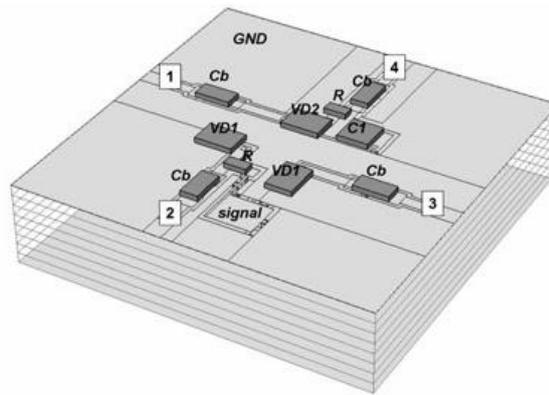


Рисунок 28 – Модель компактного моста [45]

Применение многослойных подложек позволяет комбинировать расположенные в различных слоях распределенные и сосредоточенные элементы, за счет чего достигается высокая степень миниатюризации ШКМ. Однако такая реализация устройств требует более сложного предварительного расчета и их моделирования. Стоимость изготовления таких устройств выше по сравнению с схемно-конструктивными реализациями мостов, у которых все элементы устройства находятся в одном проводящем слое. Поэтому реализация компактных устройств на однослойной подложке с применением Т- и П-образных схем длинных линий является самым оптимальным вариантом с точки зрения простоты и стоимости конечного устройства.

Основные сведения всех рассмотренных мостов приведены в таблице 1. Размеры устройств указаны без учета длин подводящих линий. Относительная полоса рабочих частот оценивалась по уровню коэффициента развязки, равному 20 дБ.

Таблица 1 – Сравнение методов миниатюризации мостов

Год	Ссылка	Центральная частота, ГГц	Уменьшение габаритов, %	Полоса%	Материал подложки	
					ε	h , мм
2010	[20]	2,45	98,5	11,5	FR4	
2016	[21]	1	-	10,85	–	
2020	[22]	1,8–4,36	-	7,3–14	–	
2015	[23]	1,385	-	31	FR4 $\varepsilon=4,4, h=0,813$	
2007	[29]	2	50	4	Rogers R04003, $\varepsilon=3,3, h=0,508$	
2005	[33]	2,4	55	9	FR4 $\varepsilon=4,7, h=0,8$	
2006	[34]	2	55	11	$\varepsilon=2,2, h=0,7874$	
2005	[35]	1	60	9	RT5880 $\varepsilon=2,2, h=1,57$	
2016	[24]	2,44	62,56	3,48	Rogers 4350 $\varepsilon=3,66, h=0,508$	
2005	[25]	2,4	63,9	8,3	Rogers RO4003 $\varepsilon=3,38, h=0,508$	
2006	[36]	2,4	71	4,2	FR4	
2007	[37]	2	72	10	$\varepsilon=2,1, h=0,508$	
2007	[26]	0,9	73	9,1	RO4003C $\varepsilon=3,38$	
2011	[30]	0,836	73,2	4,8	FR4 $\varepsilon=4,22, h=1,02$	
2009	[27]	0,9	74	12	$\varepsilon=10,2 h=0,635$	
2008	[28]	0,88	75,8	11,4	RT/duroid 5880 $\varepsilon=2,2, h=0,508$	
2007	[40]	2,4	76,8	10	Rogers R04003 $\varepsilon=3,38 h=0,508$	
2009	[39]	1	87.6	8	Taconic RF-35 $\varepsilon=3.5, h=0.508$	

2012	[41]	0,9	87,8	9,8	RO4003 $\varepsilon = 3,38$ $h = 0,508$
2007	[31]	2,4	88,9	2,1	Rogers R04003 $\varepsilon = 3,38$ $h = 0,508$
2012	[38]	0,9	91,5	10,4	$\varepsilon = 3,38$, $h = 0,203$
2010	[32]	0,9	92	3,2	RO4003 $\varepsilon = 3,38$ $h = 0,508$
2006	[42]	2,4	91	2,2	LTCC $\varepsilon = 7,8$, $h = 0,54$
2008	[43]	1,66	96	5,5	FerroA6 LTCC $\varepsilon = 5,9$, $h = 0,1$
2006	[45]	2,45	-	4,1	$\varepsilon = 10.2$
2009	[44]	1,4 – 2,4 ГГц	-	-	DuPont Green Tape™ 951

1.4 Методики проектирования компактных ШКМ

Параметры компактных шлейфных квадратурных мостов можно рассчитать с помощью различных методик. Рассмотрим наиболее часто встречаемые.

Изгиб отрезков МПЛ. Самым простым и быстрым способом миниатюризации ШКМ (рисунок 29), не требующим никаких математических вычислений, является изгиб четвертьволновых отрезков МПЛ с сохранением прежних электрических длин [24].

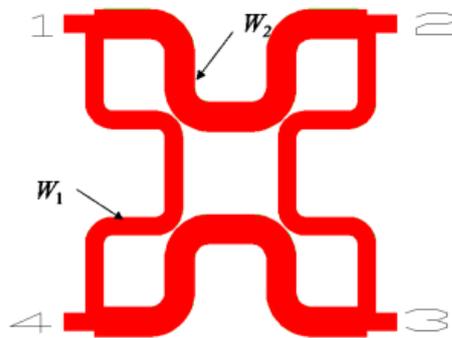


Рисунок 29 – Модель компактного моста [24]

Однако такой подход не позволяет добиться высокой степени миниатюризации моста из-за неэффективного использования значительной части площади устройства, заключенной между четвертьволновыми отрезками МПЛ.

Увеличение диэлектрической проницаемости подложки. Широко известен метод по уменьшению габаритов микрополосковых устройств, заключающийся в использовании СВЧ подложек с высокой диэлектрической проницаемостью. Поскольку длина волны в линии при использовании диэлектрика уменьшается в $\sqrt{\epsilon}$ раз, то, чем выше значение диэлектрической проницаемости, тем меньше габариты ШКМ [1].

Длина волны в линии $\lambda_{\text{д}}$ определяется по следующей формуле:

$$\lambda_{\text{д}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}}, \quad (8)$$

где $\lambda_0=c/f$ – длина волны в свободном пространстве; c – скорость света, м/с; f – частота, Гц.

Для определения эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{\text{эф}}$ может быть использована следующая формула:

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1/2}. \quad (9)$$

Применение такого способа миниатюризации не всегда возможно, например, по причине изначально зафиксированных параметров подложки, используемой для разработки устройства. Также площадь моста, заключенная между четвертьволновыми отрезками МПЛ, остается исходно не используемой, что ограничивает возможности миниатюризации мостов при таком подходе.

Инвертор. Согласно [7] четвертьволновый отрезок МПЛ – это один из самых простых инверторов. Помимо четвертьволновых отрезков свойствами инвертора может обладать ряд других цепей, обеспечивающих фазовый сдвиг $n90^\circ$ (где n – нечетное число), например, Т или П-образные схемы (рисунки 30, 31).

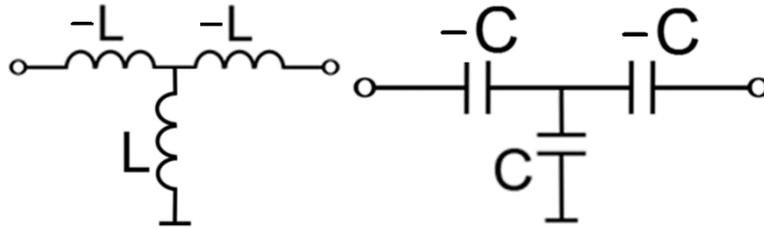


Рисунок 30 – Т-образные схемы инверторов

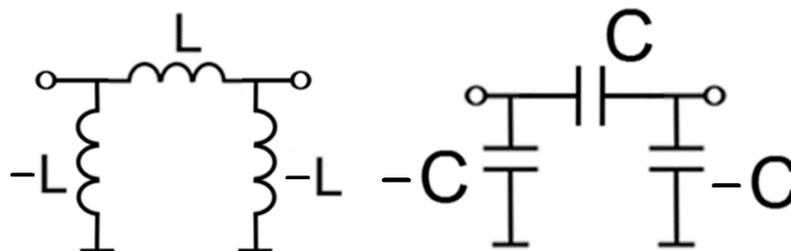


Рисунок 31 – П-образные схемы инверторов

Отрицательные индуктивности и емкости на входах и выходах инвертора могут быть реализованы на «нефостеровских» элементах, выполненных на

транзисторах, что приведет к усложнению конструкции ШКМ и увеличению его габаритов.

Фильтры. Расчет параметров фильтров нижних частот начинается с ФНЧ-прототипа. Справочные таблицы со значениями нормированных индуктивностей и емкостей фильтров-прототипов можно найти в работах [7, 46]. Для получения ФНЧ выполняется масштабирование номиналов элементов (денормирование элементов) фильтра одновременно по частоте и сопротивлению входа и выхода. При этом амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра остается без изменений. Денормирование для ФНЧ выполняется по формулам:

$$L = \frac{\alpha_i R}{\omega_{\text{ср}}}, \quad (10)$$

$$C = \frac{\alpha_i}{R\omega_{\text{ср}}}. \quad (11)$$

Фильтры нижних частот, реализованные на Т- и П-образных схемах можно использовать с равной эффективностью (рисунок 32). Элементы, показанные на схемах фильтров, нормируются таким образом, чтобы входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления равнялись единице ($R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = 1$), нормированная частота $\Omega = \omega/\omega_{\text{ср}} = 1$, α_n – нормированные значения индуктивностей и емкостей фильтра.

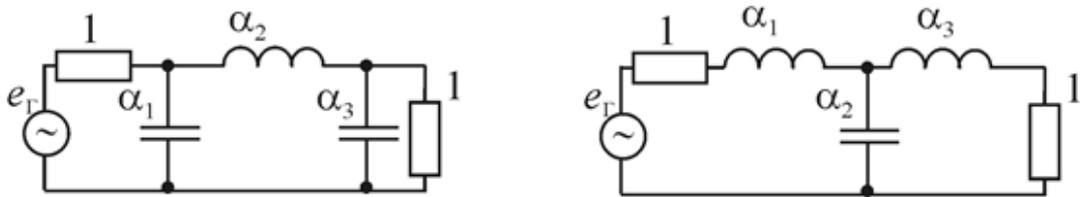


Рисунок 32 – П- и Т-образные схемы ФНЧ

В случае, если, например, требуется получить фазовые сдвиги $\pm 90^\circ$ на частоте 1000 МГц, необходимо денормировать элементы ФНЧ относительно частоты 1414 МГц, а ФВЧ – относительно частоты 707 МГц.

Двойные линии передачи. В [25] авторы работы предлагают использовать параллельные шлейфы (рисунок 33) с волновыми сопротивлениями Z_1 , Z_2 и электрическими длинами θ_1 и θ_2 вместо обычных четвертьволновых отрезков МПЛ.

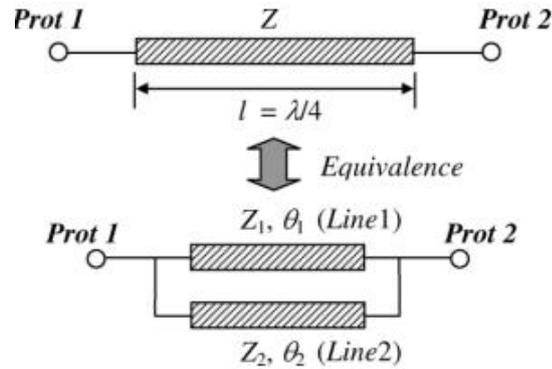


Рисунок 33 – Эквивалентная схема замещения четвертьволнового отрезка
сдвоенными линиями передачи

Рассчитать габариты шлейфов можно по следующим формулам:

$$Z_1 = Z \frac{\cos \theta_2 - \cos \theta_1}{\sin \theta_1 \cos \theta_2}, \quad (12)$$

$$Z_2 = -Z \frac{\cos \theta_2 - \cos \theta_1}{\cos \theta_1 \sin \theta_2}, \quad (13)$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{\operatorname{tg} \theta_2}{\operatorname{tg} \theta_1}. \quad (14)$$

Такой подход не позволяет добиться высокой степени миниатюризации ШКМ по причине неэффективного использования пространства внутри моста. Также усложняется процесс изготовления таких ШКМ из-за малого зазора между параллельными шлейфами.

Неоднородные линии передачи. В статье [47] исследована замена регулярных четвертьволновых отрезков МПЛ моста на неоднородные линии передачи с плавно изменяющейся шириной (рисунок 34). При этом длина неоднородных линий составляет менее $\lambda_{д}/4$, а их характеристики сопоставимы с характеристиками регулярных линий. Такая замена позволила уменьшить габариты ШКМ на 50% при рабочей частоте 2 ГГц.

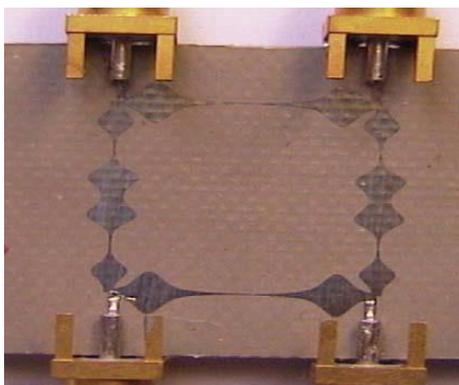


Рисунок 34 – Прототип компактного ШКМ [47]

Данная методика не позволяет добиться высокой степени миниатюризации моста из-за неэффективного использования значительной части площади устройства, заключенной внутри устройства.

Фрактальные структуры. Фрактальные структуры – это структуры самоподобных фрагментов. Авторы в работе [48] исследовали возможность замены четвертьволновых отрезков, входящих в состав традиционных мостов, на фрактальные структуры (рисунок 35). Такая замена позволила уменьшить габариты моста на 75,3% при рабочей частоте 2,45 ГГц. При этом частотные характеристики находятся на сопоставимом уровне с характеристиками традиционной конструкции. Степень миниатюризации описанного способа уменьшения габаритов ШКМ зависит от выбора геометрии фрактальных структур и технологических возможностей при их изготовлении.

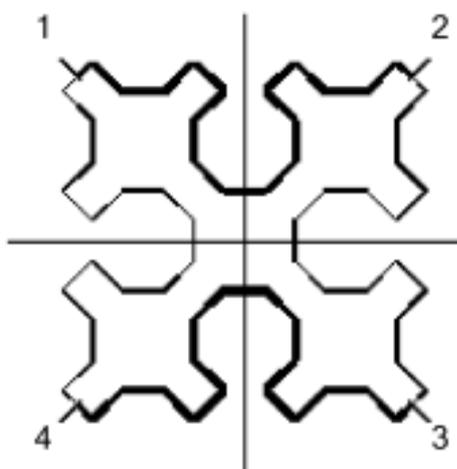


Рисунок 35 – Топология компактного моста, полученная с помощью фрактальных структур [48]

Недостатком применения фрактальных структур является необходимость в оптимизации их геометрии из-за появления взаимных связей между близко расположенными отрезками МПЛ.

Суммируя вышесказанное, можно выделить следующее: уменьшение габаритов ШКМ за счет увеличения диэлектрической проницаемости подложки, изгибов четвертьволновых отрезков, применения параллельных шлейфов и неоднородных линий передачи не позволяет добиться высокой степени миниатюризации мостов из-за неэффективного использования площади внутри устройства. Использование инверторов вместо четвертьволновых отрезков ШКМ усложняется тем, что требуется применение сложно реализуемых на практике отрицательных емкостей и индуктивностей. Введение фрактальных структур в состав ШКМ позволяет добиться высоких показателей в миниатюризации устройств при незначительных ухудшениях их частотных характеристик. Однако степень миниатюризации таких ШКМ будет зависеть от максимального, реализуемого на практике, порядка фрактальной структуры. Фильтры нижних частот позволяют добиваться высокой степени миниатюризации ШКМ, но при их расчете требуются справочные таблицы.

Для миниатюризации ШКМ лучше использовать Т- и/или П-образные звенья, поскольку в этом случае не требуются справочные таблицы при расчете номиналов LC -элементов; емкости и индуктивности на печатной плате могут быть реализованы в нестандартной форме с нужной технологической реализуемостью. Поскольку Т- и П-образные звенья также обладают фильтрующими свойствами, то их также можно рассматривать в качестве фильтров частот.

1.5 Выводы по первой главе

В первой главе был проведен анализ известных методик проектирования компактных устройств и конструкций ШКМ на их основе. Компактные мосты получены, в основном, заменой двух пар четвертьволновых отрезков фильтрами нижних частот, реализованными на комбинации сосредоточенных и/или распределенных элементов в виде Т- и/или П-образных звеньев. Значения волновых сопротивлений цепей с распределёнными параметрами, необходимых для реализации планарных компактных мостов, выбираются исходя из возможности реализовать их на практике.

Отрезок МПЛ с высоким волновым сопротивлением имеет малую ширину линии и в цепи эквивалентен индуктивности, а отрезки МПЛ с низким волновым сопротивлением соответствуют емкости и могут быть выполнены в виде различных структур. Емкости на печатной плате занимают бóльшую часть подложки и ограничивают возможности миниатюризации мостов. При этом малая ширина индуктивных отрезков МПЛ, а также малые значения зазоров между соседними элементами устройства повышают требования к точности их изготовления и ограничивают уровень допустимой мощности, подаваемой на вход компактного ШКМ, по сравнению с его классической реализацией. Также по результатам обзора конструкций мостов видно, что компактные устройства обладают более узкой полосой рабочих частот, по сравнению с традиционными конструкциями.

Большинство авторов опубликованных работ приводят лишь конкретные примеры реализации устройств и мало внимания уделяют описанию методик расчета параметров компактных ШКМ, что заметно усложняет работу инженеров, занимающихся разработкой подобных устройств. Также все рассмотренные миниатюрные ШКМ обладают только одним типом направленности и могут быть подключены без согласующих устройств к цепям лишь с одинаковыми значениями волновых сопротивлений.

2 СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ КОМПАКТНЫХ ШЛЕЙФНЫХ МОСТОВ

Применение современных систем автоматизированного проектирования радиотехнических средств (например, AWR Design Environment [49]) со встроенными средствами параметрического оптимизационного синтеза для получения миниатюрных конструкций ШКМ может создать у начинающего исследователя иллюзию отсутствия необходимости предварительного аналитического исследования свойств проектируемых объектов. Проведение оптимизационного синтеза подразумевает длительный итеративный поиск возможных реализаций компактного моста по заданному алгоритму, что требует наличия значительного объема вычислительных и временных ресурсов. Для их сокращения необходимо предварительно подобрать максимально близкое начальное приближение конструкции проектируемого устройства за счет теоретического расчета его основных параметров. Такое начальное приближение может быть получено за счет применения заранее выверенной методики проектирования таких устройств. Основные результаты, изложенные в главе, опубликованы в [50–70].

2.1. Фильтры нижних частот как инструмент миниатюризации мостов

Топология традиционного двухшлейфного направленного ответвителя представлена на рисунке 36. Для расчета параметров ответвителя требуется определить длину волны в линии λ_d на центральной частоте работы устройства и ширину линий передачи для заданных значений волновых сопротивлений отрезков ρ_1 и ρ_2 . Волновые сопротивления ρ_1 и ρ_2 четвертьволновых отрезков МПЛ рассчитываются с учетом желаемого коэффициента деления мощности k между выходными портами направленного ответвителя [71–72]:

$$\rho_1 = \rho_0 \sqrt{k}, \quad (15)$$

$$\rho_2 = \rho_0 \sqrt{\frac{k}{k+1}}, \quad (16)$$

$$k = \frac{P_3}{P_4}, \quad (17)$$

где P_3 , P_4 – мощности сигналов на выходах с номерами 3, 4; ρ_0 – волновое сопротивление подводящих линий. При равном делении входной мощности между выходами ответвителя коэффициент деления мощности $k = 1$. Тогда при волновых сопротивлениях подводящих линий ответвителя $\rho_0 = 50$ Ом, получаем $\rho_1 = 50$ Ом, а $\rho_2 = 35,35$ Ом.

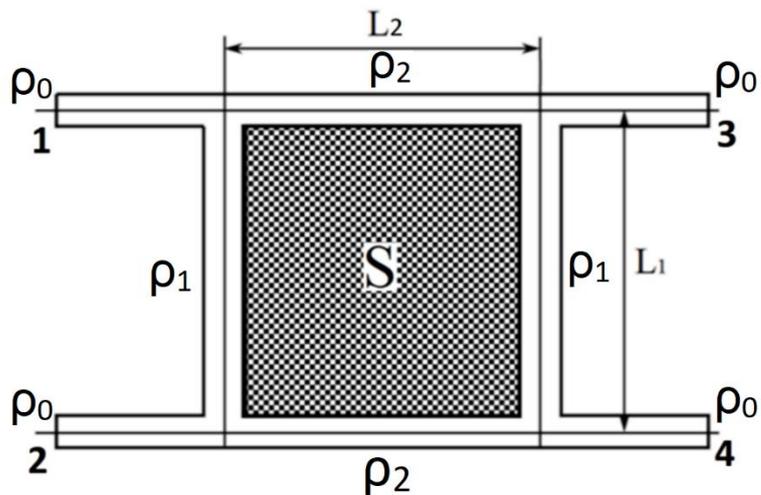


Рисунок 36 – Топология традиционного двухшлейфного моста

Для аналитического исследования направленных ответвителей потребуются следующие параметры [1–10]:

1. Коэффициент отражения S_{11} – коэффициент отражения по напряжению от первого входа (при подключении к остальным выходам согласованных нагрузок):

$$S_{11} = 20 \lg \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}}. \quad (18)$$

2. Коэффициент передачи S_{i1} (где $i = 2, 3, 4$ – номер выхода) – отношение напряжения на i -м выходе устройства к входному напряжению, дБ:

$$S_{i1} = 20 \lg \frac{U_{i\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}}. \quad (19)$$

3. Коэффициент связи C – отношение мощности, поступающей на вход ШКМ, к мощности ответвленной волны, дБ:

$$C = 10 \lg \frac{P_{\text{пад}}}{P_{\text{отв}}}. \quad (20)$$

4. Направленность N – отношение мощности ответвленной волны в заданном направлении к мощности волны, ответвленной в противоположном направлении, дБ:

$$N = 10 \lg \frac{P_{\text{отв,прям}}}{P_{\text{отв,обр}}}. \quad (21)$$

5. Развязка R – отношение мощности на входе устройства к мощности на выходе нерабочего канала, дБ:

$$R = 10 \lg \frac{P_{\text{пад}}}{P_{\text{отв,обр}}}. \quad (22)$$

6. Фазовые соотношения ШКМ – разность фаз выходных сигналов устройства (у идеального моста разность фаз равна 90°).

7. Амплитудные соотношения ШКМ – деление входной мощности между выходами устройства с требуемым отношением.

8. Рабочая полоса частот – полоса частот, определяемая по величине неравномерности (отклонение от номинальных значений) какого-то из параметров (фазовые соотношения, амплитудные соотношения), либо по заданному уровню коэффициентов развязки и отражения. Полоса рабочих частот стандартной конструкции двухшлейфного моста находится в пределах $\sim 10\%$.

Полосу рабочих частот ШКМ можно оценивать по-разному: полоса, в пределах которой разность фаз между выходными сигналами находится в некотором диапазоне, например $90^\circ \pm 5^\circ$; полоса, в которой коэффициенты передачи совпадают друг с другом по величине с погрешностью ± 1 дБ; полоса по уровню КСВ < 2 ; полоса по уровню коэффициента развязки 20 дБ. В нашем случае полоса рабочих частот для всех устройств будет оцениваться по последнему критерию, поскольку именно он чаще всего встречается в опубликованных работах. Использование такой оценки обеспечит удобство сравнения частотных характеристик разрабатываемых устройств с характеристиками существующих аналогов. В зависимости от направления отбираемой мощности направленные ответвители делятся на три типа [73]: сонаправленные (рисунок 37а), противонаправленные (рисунок 37б) и транснаправленные (рисунок 37в).

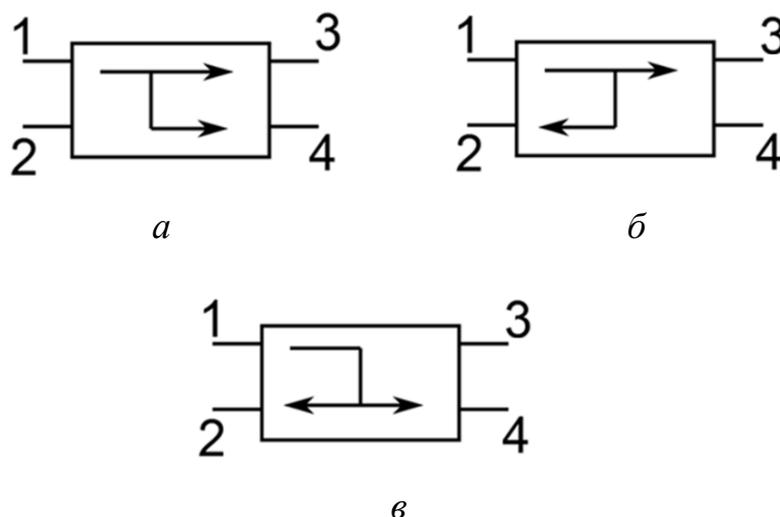


Рисунок 37 – Разновидности ответвителей: сонаправленный (а), противонаправленный (б), транснаправленный (в)

Как было отмечено ранее и как показано на рисунке 38, для уменьшения габаритных размеров ШКМ можно использовать замену отрезков МПЛ на Т- и П-образные звенья эквивалентных фильтров, обладающие такими же характеристиками, но имеющие при реализации меньшие размеры. На рисунке 38 присутствуют обозначения: ρ – волновое сопротивление МПЛ, θ – электрическая длина отрезка МПЛ, L – индуктивность, C – емкость эквивалентных фильтров.

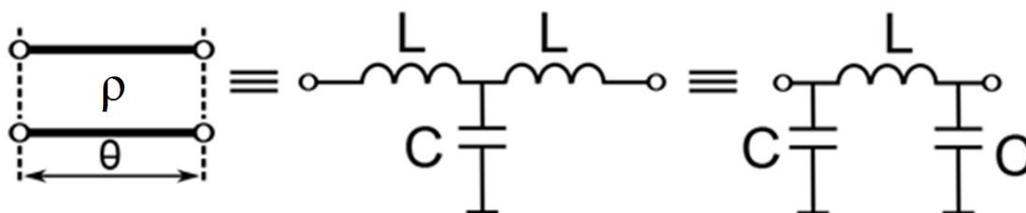


Рисунок 38 – Замещение отрезка длинной линии Т- или П-образными звеньями

Рассматриваемые звенья можно представить набором элементарных четырехполюсников, анализ которых удобно проводить с помощью матричного описания схем. При описании СВЧ устройств чаще всего применяются классические матрицы: матрица сопротивлений $[Z]$, матрица проводимостей $[Y]$, матрица гибридных параметров $[H]$, матрица передачи $[A]$. Такие матрицы связывают между собой токи и напряжения на зажимах многополюсника. Помимо классических матриц, используются волновые матрицы: матрица рассеяния $[S]$ и матрица передачи $[T]$. Они связывают между собой комплексные амплитуды падающих и отраженных волн в сечениях устройств. Каждая из матриц может быть преобразована в любую другую.

Основным достоинством классических и волновых матриц передачи является их свойство мультипликативности. Матрица передачи схемы, состоящей из каскадно подключенных четырехполюсников, получается перемножением матриц этих четырехполюсников. Матрица передачи $[A]$ связывает напряжения и токи четырехполюсника следующим образом [8, 9]:

$$\begin{aligned} U_1 &= a_{11}U_2 + a_{12}I_2, \\ I_1 &= a_{21}U_2 + a_{22}I_2, \end{aligned} \quad (23)$$

или при записи в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Матрицы передачи звеньев могут быть получены за счет декомпозиции четырехполюсников. Данный метод основан на разбиении исследуемого устройства на каскадно-соединённые базовые элементы, описываемые достаточно простыми матрицами передачи. На рисунке 39 показан пример декомпозиции Т-звена на базовые элементы – индуктивность I, емкость II и индуктивность III.

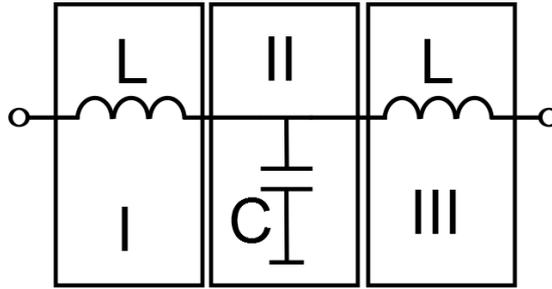


Рисунок 39 – Пример декомпозиции четырехполюсника

Для микрополосковой линии матрица $[A]$ представлена следующим выражением:

$$[A]_{\text{МПЛ}} = \begin{bmatrix} \cos \theta & j\rho \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{\rho} & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (25)$$

а для Т- и П-образных звеньев – выражениями [1]:

$$[A]_{\text{T}} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & 2j\omega L - j\omega^3 CL^2 \\ j\omega C & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix}, \quad (26)$$

$$[A]_{\text{П}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ 2j\omega C - j\omega^3 LC^2 & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Приравнивая друг другу элементы a_{12} матриц передачи МПЛ (25) и П-звена (27), получаем выражение для определения индуктивности звена на центральной частоте ω_0 :

$$j\omega L = j\rho \sin \theta \rightarrow L_{\text{П}} = \frac{\rho}{\omega_0} \sin \theta. \quad (28)$$

Аналогичным образом, приравнивания друг другу элементы a_{11} (25) и (27), получаем следующее выражение:

$$1 - \omega^2 LC = \cos \theta. \quad (29)$$

Подставив (28) в (29) и преобразовав его, получаем формулу для определения емкости П-звена на центральной частоте ω_0 :

$$C_{\text{П}} = \frac{1}{\omega_0 \rho} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}. \quad (30)$$

Аналогичным образом, получаем формулы для расчета номиналов индуктивности и емкости Т-образных звеньев на центральной частоте:

$$L_{\text{T}} = \frac{\rho}{\omega_0} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}, \quad (31)$$

$$C_{\text{T}} = \frac{1}{\omega_0 \rho} \sin \theta, \quad (32)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – центральная частота устройства.

Для расчета номиналов сосредоточенных LC -элементов достаточно знать рабочую частоту устройства, волновое сопротивление и электрическую длину отрезка. Поскольку номиналы LC -элементы должны быть положительными величинами, то необходимо выбирать значения $0 < \theta \leq 90^\circ$.

2.2. Методика расчета параметров компактных шлейфных квадратурных мостов

Опишем пример проектирования компактного двухшлейфного моста с центральной частотой 0,9 ГГц. Первоначально выбирается тип звеньев, используемых вместо четвертьволновых отрезков. Далее с помощью формул (28), (30)–(32) по известным значениям параметров ρ , ω_0 , θ определяются номиналы LC -элементов, входящих в состав Т-образных звеньев. Как видно из рисунка 38, данное звено начинается с последовательной индуктивности, что облегчает процесс проектирования компактного моста, т.к. в случае использования П-образных звеньев для большей степени миниатюризации требуется объединение крайних емкостей соседних звеньев в одну. При изменении объединенной емкости изменяются характеристики звеньев двух ветвей одновременно, что усложняет процесс настройки устройства. Поэтому в диссертационной работе для реализации компактных ШКМ использовались только Т-образные звенья.

Для проверки приведенных формул по расчету номиналов LC -элементов звеньев компактного моста, в программе Cadence AWR Design Environment был спроектирован ШКМ с центральной частотой 0,9 ГГц (рисунок 40). Рассчитанные номиналы LC -элементов звеньев, применяемых для миниатюризации моста, сведены в таблицу 2.

Таблица 2 – Рассчитанные номиналы LC элементов для Т-образных звеньев

Элементы (волновое сопротивление)	Номиналы элементов
L_1 (35,35 Ом)	6,25 нГн
C_1 (35,35 Ом)	5 пФ
L_2 (50 Ом)	8,85 нГн
C_2 (50 Ом)	3,54 пФ

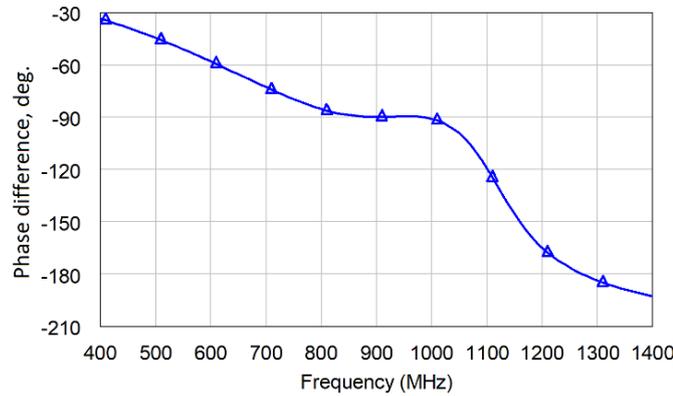


Рисунок 42 – Зависимость разности фаз выходных сигналов моста

Центральная частота ШКМ находится на частоте 0,9 ГГц. Коэффициенты передачи на центральной частоте имеют значения -3 дБ. Относительная полоса частот по уровню развязки 20 дБ равна 8,3% (75 МГц). Разность фаз выходных сигналов на центральной частоте соответствует 90° .

Согласно полученным результатам моделирования моста, предложенные формулы позволяют рассчитать параметры конструкции моста, необходимые для реализации требуемых частотных характеристик. Однако вместо одного звена, можно подключить несколько, что может положительно сказаться на частотных характеристиках проектируемого устройства из-за изменения наклона ФЧХ звена. При подключении нескольких однотипных Т-образных звеньев в расчетах необходимо учитывать пропорциональное сокращение их электрической длины. Так, например, при каскадном включении двух схем замещения их электрическая длина становится равной $\theta = 45^\circ$. Рассчитанные номиналы LC-элементов звеньев, применяемых для миниатюризации моста, сведены в таблицу 3. На рисунке 43 показана эквивалентная схема моста, построенная в AWR Design Environment, а на рисунке 44 – частотные характеристики ШКМ, полученные в результате ее анализа.

Таблица 3 – Рассчитанные номиналы LC-элементов

Элемент	Номиналы элементов
L_1 (35,35 Ом)	2,59 нГн
C_1 (35,35 Ом)	3,535 пФ
L_2 (50 Ом)	3,66 нГн
C_2 (50 Ом)	2,5 пФ

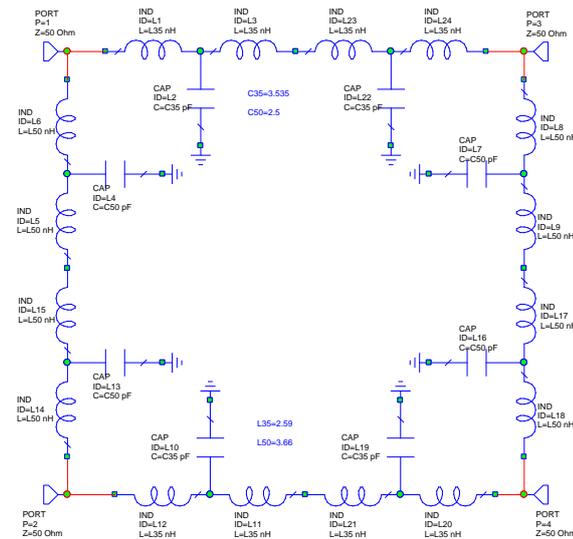
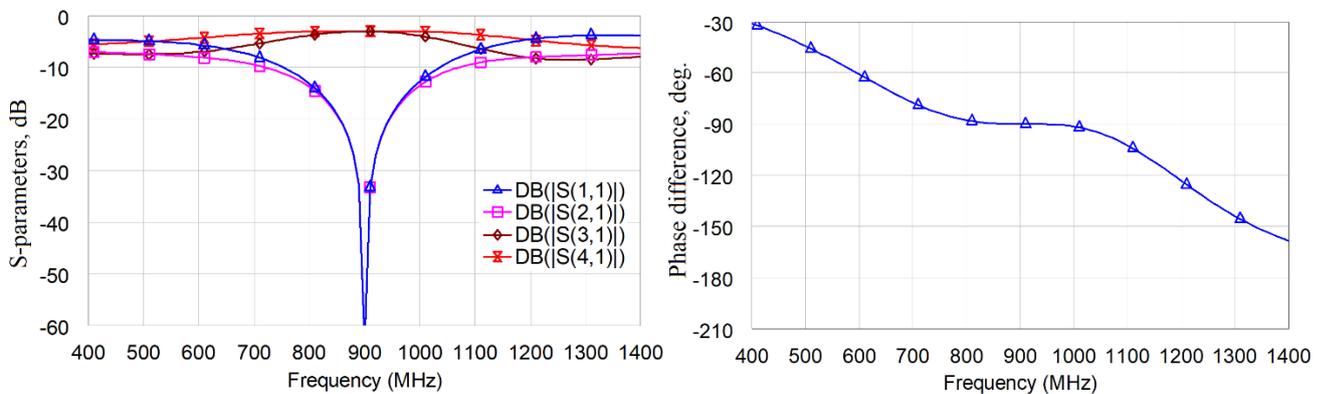


Рисунок 43 – Эквивалентная схема моста на сосредоточенных LC -элементах



a

б

Рисунок 44 – Частотные зависимости S -параметров (*a*) и разности фаз выходных сигналов (*б*) моста, полученные в программе AWR Design Environment

Центральная частота ШКМ находится на частоте 0,9 ГГц. Коэффициенты передачи на центральной частоте имеют значения -3 дБ. Относительная полоса частот по уровню развязки 20 дБ равна 10,2% (92 МГц). Разность фаз выходных сигналов на центральной частоте составляет 90° . За счет применения двух каскадно-подключенных идентичных звеньев удалось увеличить полосу рабочих частот в 1,2 раза: с 75 МГц (в случае одной Т-схемы) до 92 МГц. Это связано с тем, что совпадение электрической длины Т-образных звеньев и четвертьволновых отрезков обеспечивается в большей полосе частот. Однако подключение нескольких однотипных Т-образных звеньев приводит к

увеличению габаритов устройства. Поэтому для того, чтобы получить компактное устройство, необходимо использовать минимальное число элементов в схеме.

Стоит отметить, что преимуществом компактного моста на основе ФНЧ по сравнению с его традиционной реализацией, помимо массогабаритных показателей, является отсутствие паразитных полос рабочих частот. Для сравнения частотных характеристик ШКМ был спроектирован традиционный мост на частоту 0,9 ГГц. Модель этого моста, реализованная в программе Cadence AWR Design Environment, не учитывает паразитные связи между элементами устройства (рисунок 45). На рисунке 46 показаны графики S-параметров классического и компактного мостов.

Появление паразитных полос у традиционного моста с центральной частотой 0,9 ГГц на кратных частотах 2,7 и 4,5 ГГц, объясняется тем, что на четвертьволновых отрезках укладываются $n\lambda/4$ (где n – положительные нечетные числа), и на выходе 4 моста амплитуды волн, интерферируя, суммируются, а на выходе 2 – взаимно компенсируются. Отсутствие паразитных полос на более высоких частотах у компактного моста связано с тем, что применяемые Т- и П-образные звенья обладают фильтрующими свойствами.

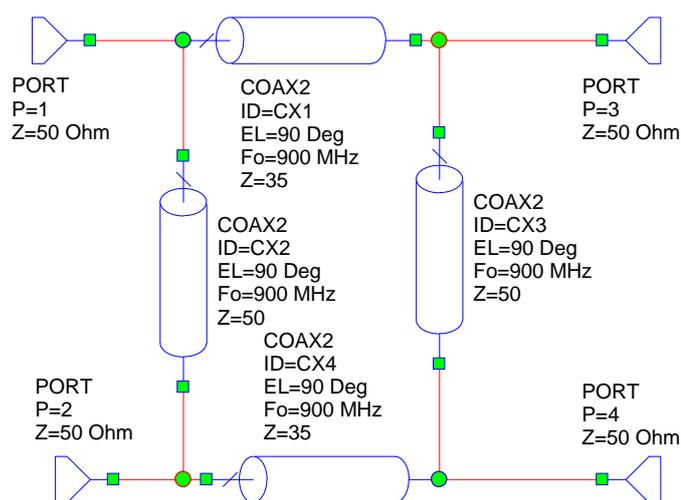
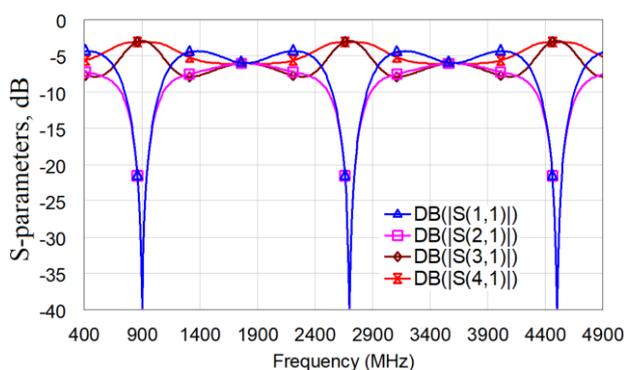
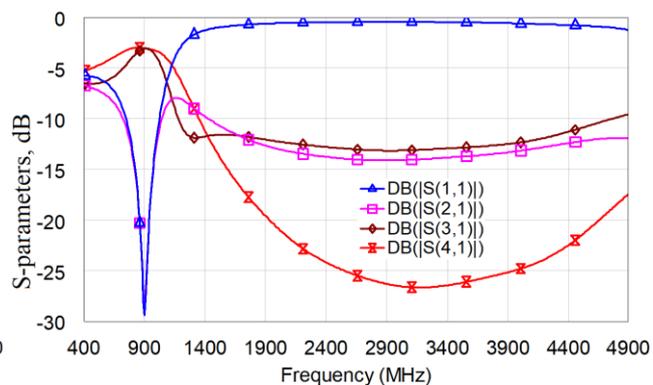


Рисунок 45 – Топология компактного моста



а



б

Рисунок 46 – S -параметры традиционного моста (а) и компактного моста (б) в зависимости от частоты, полученные в программе AWR Design Environment

В случае практической реализации планарных компактных мостов вместо сосредоточенных элементов устанавливаются элементы в микрополосковом исполнении. В таблице 4 представлены эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах и их реализация на элементах с распределенными параметрами [8].

Таблица 4 Представление сосредоточенных LC -элементов в виде элементов с распределенными параметрами

Цепь на сосредоточенных элементах	Элементы на распределенных параметрах	Формула перехода ($l < \lambda_L/8$)
		$L = \frac{\rho l}{f \lambda_L}$
		$C = \frac{l}{\rho f \lambda_L}$

Формулы перехода позволяют по известным номиналам LC -элементов рассчитать габариты реализующих их отрезков (w – ширина отрезков, l – длина отрезков). Значения волновых сопротивлений выбираются из соображений

конструктивной реализуемости МПЛ. Для примера, зададимся величиной волнового сопротивления индуктивных элементов L_1 и L_2 , например, 100 Ом. Для емкостных элементов C_1 и C_2 , например, 20 Ом. В таблице 5 представлены результаты расчета их габаритов для подложки FR4 [74] ($\epsilon = 4,4$, $\text{tg}\delta = 0,02$) толщиной $h = 1$ мм.

Таблица 5 – Расчет распределенных элементов для компактного моста

Элемент	Волновое сопротивление, Ом	Номиналы элементов	Ширина элементов w , мм	Длина элементов l , мм
L_1	100	8,85 нГн	0,4	15,4
C_1	20	3,54 пФ	6,9	10,96
L_2	100	6,25 нГн	0,4	10,9
C_2	20	5 пФ	6,9	15,63

Топология компактного ШКМ, получившегося после перехода от сосредоточенных элементов к распределенным, показана на рисунке 47. График зависимости S -параметров от частоты, рассчитанный в AWR Design Environment, показан на рисунке 48.

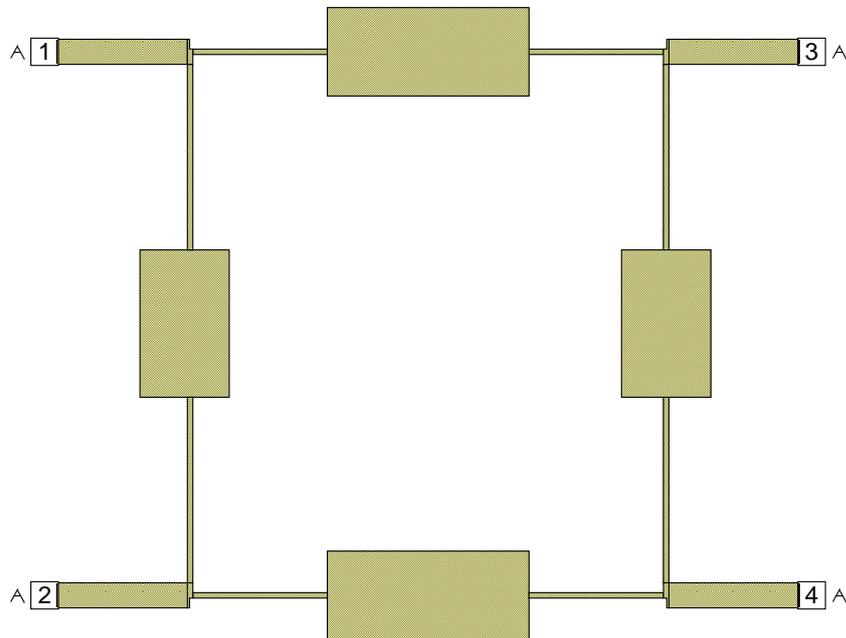


Рисунок 47 – Топология компактного моста

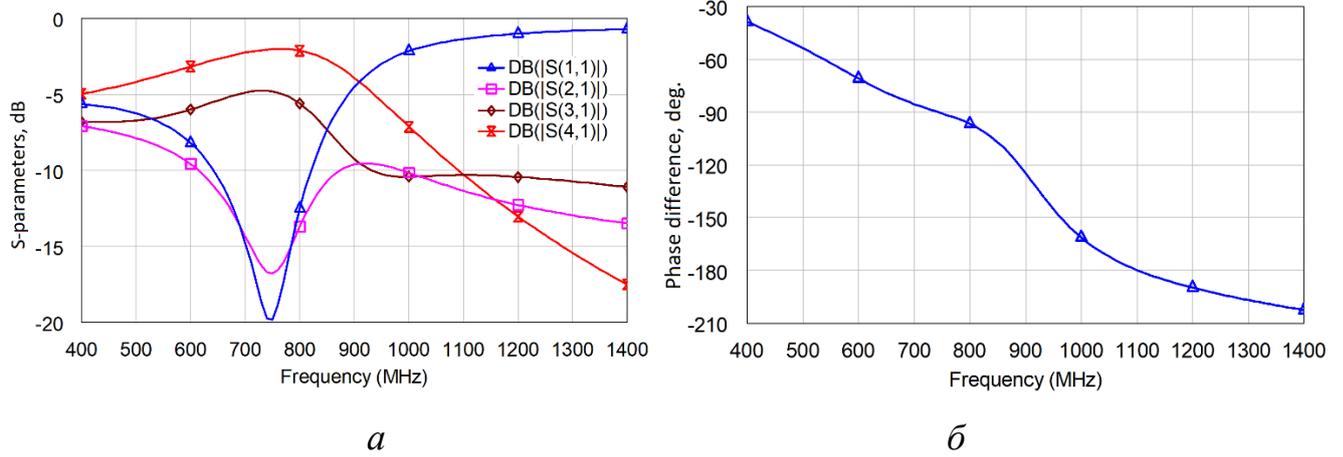


Рисунок 48 – Частотные зависимости S -параметров (а) и разности фаз выходных сигналов (б) моста, полученные в программе AWR Design Environment

Полученные характеристики показывают, что минимумы развязки и согласования спроектированного моста находятся на частоте 750 МГц вместо теоретически ожидаемой частоты 900 МГц. Помимо этого, присутствует значительный дисбаланс между коэффициентами передачи – более 2,5 дБ. Это связано с тем, что при расчете топологий LC -элементов не было учтено наличие паразитных емкостей: паразитных емкостей индуктивных элементов; емкостей в местах стыка линий разных волновых сопротивлений; краевых емкостей, возникающих на концах разомкнутых линий. Первые две паразитные емкости оказывают незначительное влияние на конечные характеристики устройства, в отличие от краевой. В связи с этим требуется выполнить уточненный расчет геометрии всех элементов с учетом краевых емкостей и произвести корректировку топологии компактного ШКМ. Величину краевых емкостей разомкнутых отрезков можно вычислить, используя следующее выражение [7]:

$$C_{\text{кр}} = \frac{33,36\sqrt{\varepsilon}}{\rho} \quad [\text{пФ/см}]. \quad (33)$$

Далее корректируется длина емкостного отрезка. Она укорачивается на величину Δl с учетом величины полученной емкости:

$$\Delta l = \frac{0,177w\varepsilon}{C_{\text{кр}}} \left(\frac{C_f}{\varepsilon} \right), \quad (34)$$

где w – ширина отрезка МПЛ в сантиметрах, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки, C_f/ϵ – величина, определяемая по графику, представленному в [7].

Топология компактного моста после процедуры корректировки его габаритов показана на рисунке 49. Частотные характеристики такого моста, построенные в AWR Design Environment, представлены на рисунке 50.

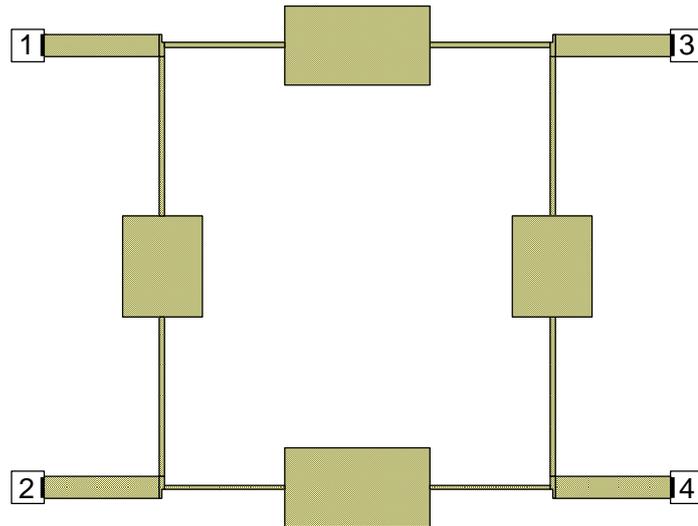


Рисунок 49 – Топология компактного моста после корректировки габаритов его элементов

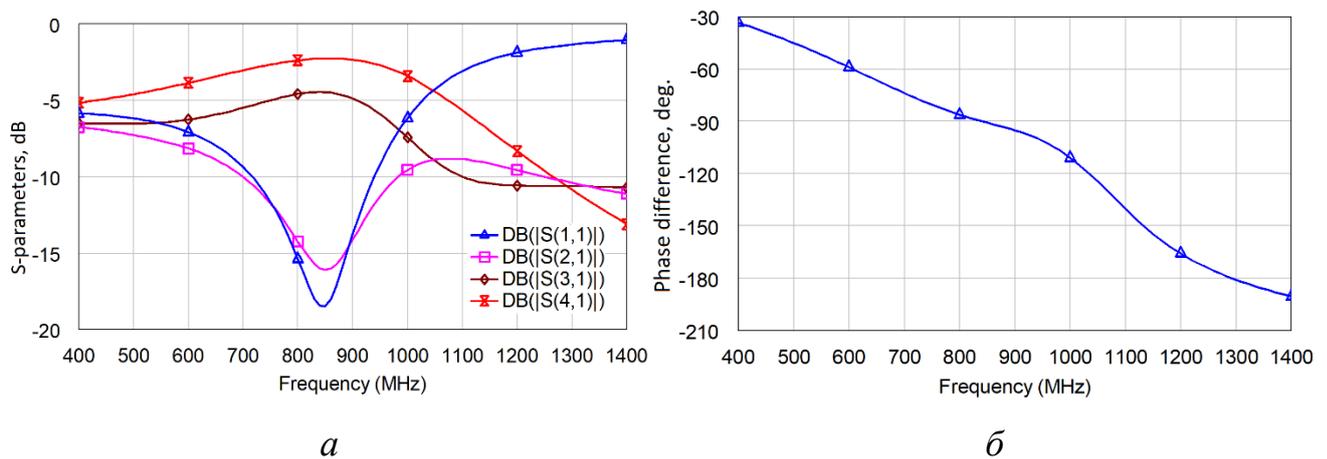


Рисунок 50 – Графики зависимостей S -параметров (a) и разности фаз выходных сигналов (b) моста от частоты, полученные в AWR Design Environment

Однако и в этом случае не были получены желаемые характеристики устройства. Поэтому описанный подход можно рассматривать лишь в качестве

инструмента для получения начального приближения топологии компактного моста. Для получения готовой конструкции устройства следует использовать оптимизацию, которую можно произвести вручную. Поскольку заменяющие звенья должны обладать такой же электрической длиной, как и заменяемый отрезок МПЛ, то следует проверить на какой частоте звенья обеспечивают нужный фазовый сдвиг 90° . В случае если он находится не на центральной частоте устройства, то необходимо изменять номиналы LC -элементов до получения нужных результатов. Как известно, при увеличении номиналов элементов частота уходит вниз, а при их уменьшении, наоборот, вверх.

На рисунке 51 представлена конечная топология компактного ШКМ, полученная после оптимизации разрабатываемого устройства (критериями оптимизации выступают: центральная частота, полоса частот, разность фаз выходных сигналов, баланс коэффициентов передачи). Поскольку цель – уменьшение размеров, рекомендуется изогнуть высокоомные отрезки с сохранением их прежней длины. Также для дополнительного уменьшения размеров можно изменять формы емкостных отрезков линий так, чтобы занять максимум внутреннего пространства топологии моста. При этом площадь низкоомных участков должна сохраниться неизменной.

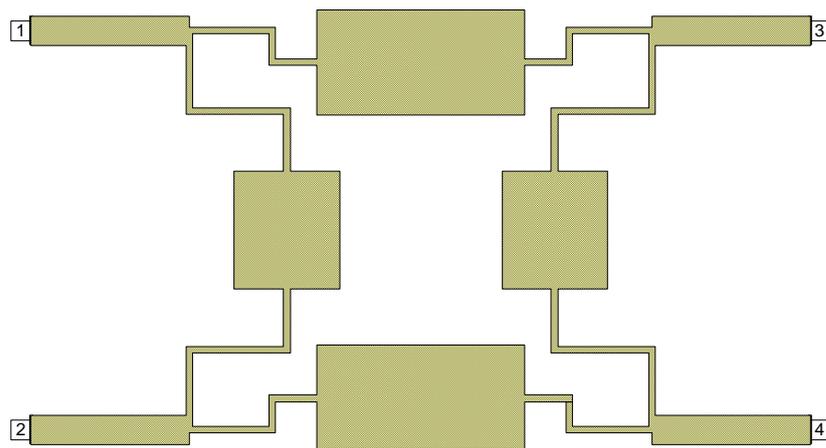


Рисунок 51 – Топология компактного моста

Площадь ШКМ, реализованного на четвертьволновых отрезках МПЛ с центральной частотой 0,9 ГГц на подложке FR4, имеет площадь 2520 мм^2 . За счет использования Т-образных звеньев удалось уменьшить площадь устройства до

величины $30,2 \text{ мм} \times 27,8 \text{ мм} = 839,6 \text{ мм}^2$. Степень миниатюризации моста составляет 66,7%. Частотные характеристики, полученные в AWR Design Environment, показаны на рисунке 52. Полоса частот ШКМ, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, равна 79,6 МГц (8,84%, по сравнению с полосой частот традиционной конструкции – 10,5%). При этом на центральной частоте 0,9 ГГц, разность фаз выходных сигналов устройства составляет $90,2^\circ$, а дисбаланс между коэффициентами передачи не превышает 0,05 дБ.

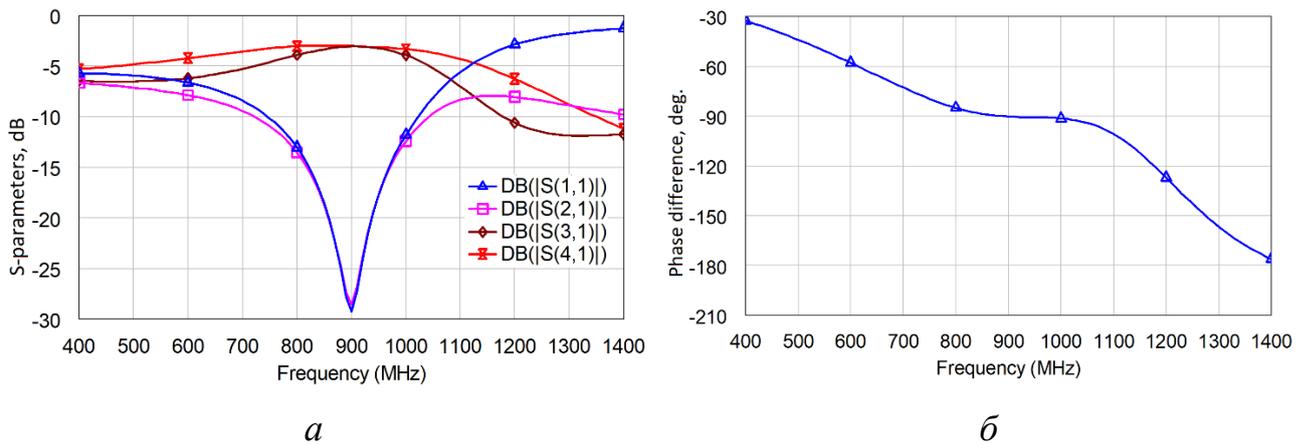


Рисунок 52 – S -параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) моста в зависимости от частоты, полученные в программе AWR Design Environment

Уменьшение полосы рабочих частот при миниатюризации ШКМ связано с тем, что наклон фазо-частотных характеристик (ФЧХ) схем звеньев оказывается большим, чем наклон ФЧХ заменяемых отрезков МПЛ. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) четвертьволновых отрезков также отличаются от АЧХ звеньев, используемых для замещения. При этом спад АЧХ фильтров обеспечивает отсутствие паразитных полос рабочих частот компактных ШКМ на более высоких частотах. На рисунке 53 показаны топологии четвертьволнового отрезка МПЛ и Т-звена. В качестве подложки использован FR4 ($\epsilon = 4,4$, $\text{tg} \delta = 0,02$) толщиной $h = 1 \text{ мм}$. Топология Т-звена состоит из сегментов с высокими и низкими значениями волновых сопротивлений, которые выбраны таким образом, чтобы общий фазовый сдвиг на центральной рабочей частоте составлял 90° . Т-звено получилось на 36% короче, чем эквивалентный отрезок МПЛ.

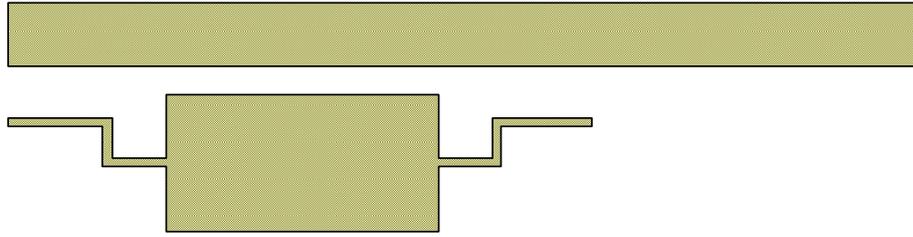


Рисунок 53 – Топологии четвертьволнового отрезка МПЛ и Т-звена

В качестве примера на рисунке 54 приведены графики S -параметров четвертьволнового отрезка МПЛ и Т-звена, обеспечивающих одинаковый фазовый сдвиг 90° на частоте 0,9 ГГц, а на рисунке 55 приведены их ФЧХ.

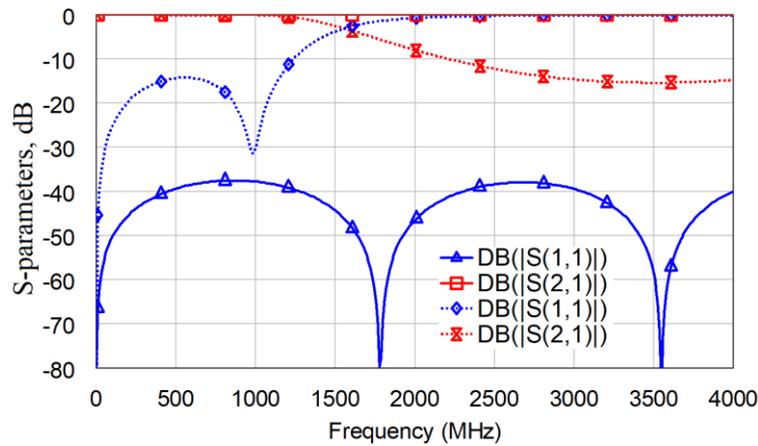


Рисунок 54 – Сравнение АЧХ четвертьволнового отрезка МПЛ (сплошная линия) и Т-звена (пунктирная линия)

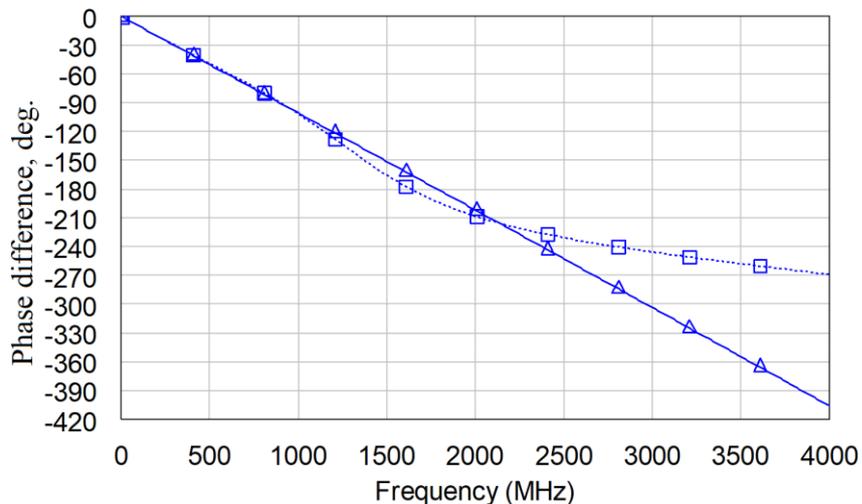


Рисунок 55 – Сравнение ФЧХ четвертьволнового отрезка (сплошная линия) и Т-звена (пунктирная линия)

Фазо-частотные характеристики отрезка МПЛ и звена практически совпадают до частот около 1,4 ГГц. Ошибка установки фазового сдвига в 10% накапливается только на частоте 1,6 ГГц. Поэтому можно считать, что на нижних частотах отрезок МПЛ и звено эквивалентны.

Таким образом, предложена методика миниатюризации микрополосковых ШКМ с использованием Т-образных звеньев. Методика заключается в замене участков МПЛ на звенья, дающие одинаковые фазовые сдвиги сигналов на центральной частоте и в ее окрестностях, но имеющие меньшую длину. Описанную методику можно использовать для миниатюризации не только ШКМ, но и для любых устройств, включающих в себя участки МПЛ, обеспечивающих нужный для функционирования устройства фазовый сдвиг. Суммируя вышесказанное, можно выделить следующие шаги в предложенной методике проектирования компактного моста при условии, что заданы центральная частота ω_0 , параметры подложки и волновые сопротивления ρ четвертьволновых отрезков ($\theta=90^\circ$) ШКМ:

1. При помощи формул (28), (30)–(32) по известным значениям параметров ρ , ω_0 , θ вычислить номиналы *LC*-элементов для требуемых Т- или П-образных звеньев, используемых вместо четвертьволновых отрезков.
2. Выполнить переход от расчётных сосредоточенных *LC*-элементов к элементам с распределенными параметрами, используя приведенные формулы в таблице 4 для планарных *LC*-элементов.
3. С использованием средств электродинамического моделирования выполнить коррекцию габаритов элементов компактного моста для минимизации влияния паразитных связей и неоднородностей в нем, сказывающихся на конечных характеристиках устройства.

2.3 Анализ взаимного влияния мостов и иных СВЧ устройств при близком их расположении

Миниатюризация радиотехнических систем предполагает более плотное расположение составляющих их устройств. При этом вследствие того, что электромагнитное поле МПЛ концентрируется не только в пространстве между проводником и экраном, но и за его пределами, между близко расположенными элементами соседних устройств может возникать связь по полю.

Связь тем сильнее, чем меньше величина зазора между проводниками и чем больше длина отрезка, на котором проводники взаимодействуют между собой. Взаимные наводки между близко расположенными устройствами могут приводить к ухудшению частотных характеристик последних (например, рассогласованию, смещению рабочей частоты, увеличению потерь и др.). Поэтому при проектировании компактных микрополосковых ШКМ важно оценить уровень их возможного влияния на окружающие блоки радиотехнической системы. Поскольку расчет электромагнитного поля проектируемых устройств достаточно сложно выполнить, для этих целей была использована программа HFSS, в которой были смоделированы конструкции ШКМ с центральными частотами 1 ГГц. В качестве подложки использован FR4 ($\epsilon = 4,4$, $\text{tg}\delta = 0,02$) толщиной $h = 1$ мм. Полученные распределения напряженностей электрического и магнитного полей (НЭП и НМП) в проектируемых ШКМ, показаны на рисунках 56–59.

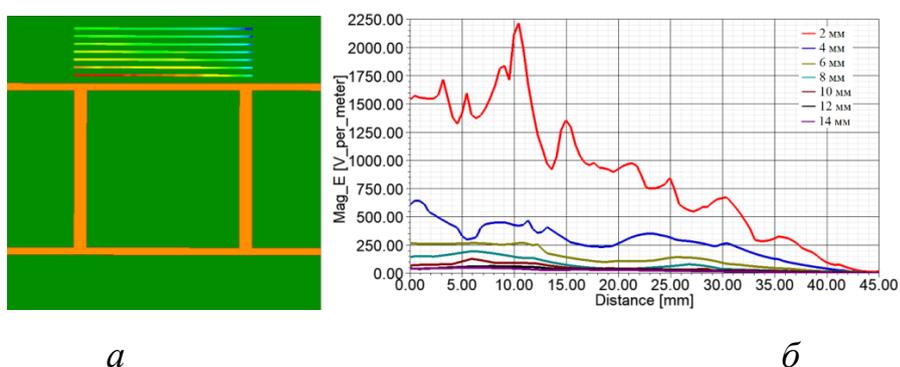


Рисунок 56 – Распределение НЭП при удалении от топологии ШКМ, полученное в программе HFSS: топология моста (а), величина поля (б)

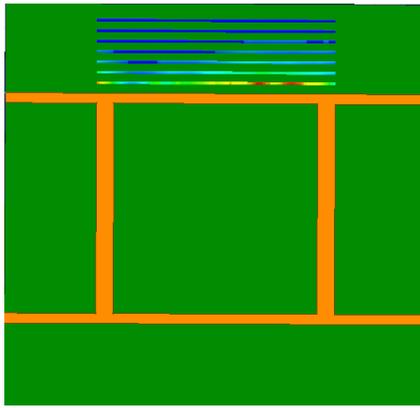
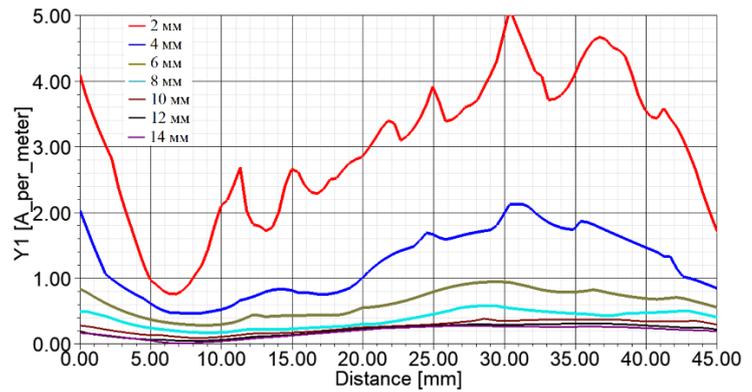
*a**б*

Рисунок 57 – Распределение НМП при удалении от топологии ШКМ, полученное в программе HFSS: топология моста (*a*), величина поля (*б*)

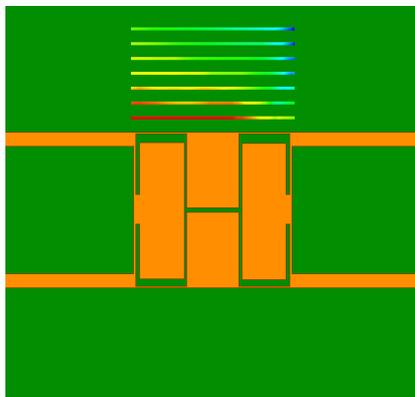
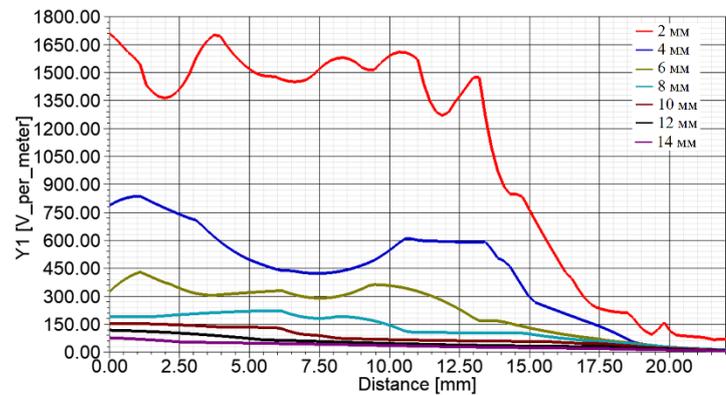
*a**б*

Рисунок 58 – Распределение НЭП при удалении от топологии компактного ШКМ, полученное в программе HFSS: топология моста (*a*), величина поля (*б*)

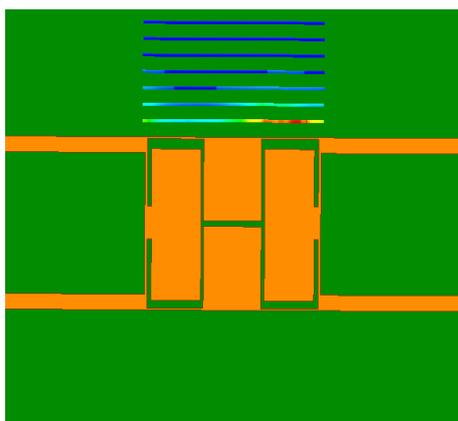
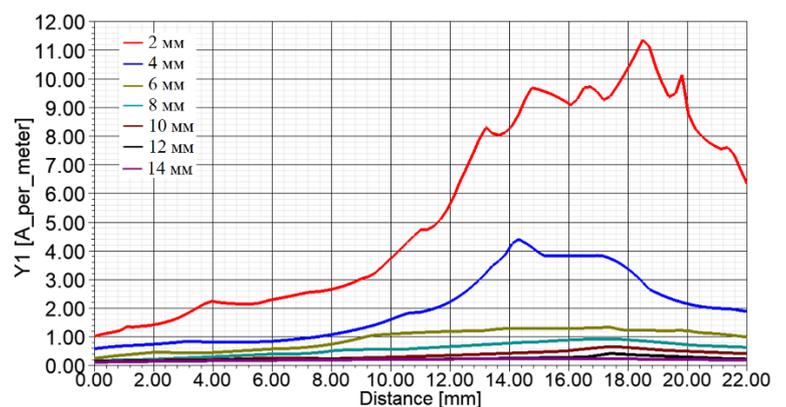
*a**б*

Рисунок 59 – Распределение НМП при удалении от топологии компактного ШКМ, полученное в программе HFSS: топология моста (*a*), величина поля (*б*)

Согласно полученным результатам можно сделать вывод, что уровни напряженности магнитного полей традиционного и компактного мостов имеют примерно одинаковые значения, но у последнего уровни выше при удалении от устройства. Поэтому при разработке компактных устройств, следует учитывать, что зазор между их проводниками и проводниками соседних конструкций должен быть увеличен с учётом изменения амплитуды поля в соответствии с графиками на рисунках 58 и 59. В каждом конкретном случае характер изменения поля устройства можно оценить в программе Ansys HFSS.

2.4 Анализ факторов, ограничивающих миниатюризацию мостов

В состав планарных компактных ШКМ входят Т-образные звенья, индуктивность которых, как правило, реализуется в виде высокоомных отрезков линий передачи, емкость – в виде различных структур (набор шлейфов холостого хода, двух смежных проводников, встречно-штыревые структуры и др.). При этом для большей степени миниатюризации, элементы фильтров стараются расположить как можно ближе друг к другу. Это накладывает определенные ограничения на уровень мощности, подаваемой на устройство. Поэтому важно оценить предельную мощность устройства при его различных схемно-конструктивных реализациях, поскольку при превышении этого значения может наступить пробой.

Параметры подложки. Известно, что для каждого конкретного случая параметры диэлектрической подложки проектируемого устройства (толщина, относительная диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь, тип металлизации, теплостойкость и другие) выбираются индивидуально исходя из величины вносимых потерь и показателя теплостойкости. Одним из важных параметров при выборе подложки служит величина диэлектрических потерь, для оценки которой используется $\operatorname{tg}\delta$. Данная величина определяется удельной проводимостью и диэлектрической проницаемостью на заданной частоте и определяет величину мощности, рассеиваемую в виде тепла в диэлектрике при прохождении сигнала по линии передачи.

Известно, что погонные потери в МПЛ складываются из диэлектрических потерь α_d , потерь в металле α_m и потерь на излучение $\alpha_{и}$ (данными потерями пренебрегаем, т.к. они незначительны по сравнению с остальными двумя видами потерь). Для оценки потерь в МПЛ выполним расчет вносимых потерь, возникающих при прохождении сигнала вдоль линии передачи с помощью формул, приведенных в [75, 76].

При проектировании радиотехнических устройств следует учитывать, что из-за скин-эффекта уменьшается сечение проводника и высокочастотный ток

концентрируется в проводящем слое δ_c (скин-слое) [77, 78]. Толщина скин-слоя уменьшается с увеличением рабочей частоты, что приводит к росту поверхностного сопротивления и, как следствие, росту потерь в проводнике. Поэтому для начала выполним расчет толщины скин-слоя.

1. Определяем толщину скин-слоя δ_c для центральной частоты устройства 1 ГГц (где $\sigma = 5,8 \times 10^7$ См/м – проводимость меди, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ – магнитная постоянная) [75]:

$$\delta_c = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu_0}} = \sqrt{\frac{2}{5,8 \cdot 10^7 \cdot 6,28 \cdot 0,9 \cdot 10^9 \cdot 12,56 \cdot 10^{-7}}} = 2,2 \text{ мкм.} \quad (35)$$

2. Поверхностное сопротивление МПЛ R_{Π} :

$$R_{\Pi} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} = \frac{1}{\sigma \delta_c} = \frac{1}{5,8 \cdot 10^7 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 0,00784 \text{ Ом.} \quad (36)$$

3. Погонные потери в металле α_m , выраженные в децибелах на единицу длины, для 50-омной МПЛ на подложке FR4 (ширина такой линии w составляет 1,9 мм):

$$\alpha_m = \frac{8,68 R_{\Pi}}{\rho w} = \frac{8,68 \cdot 0,00784}{50 \cdot 1,9} = 0,716 \text{ дБ/м.} \quad (37)$$

4. Погонные диэлектрические потери α_d , выраженные в децибелах на единицу длины, для 50-омной МПЛ [76] (где $\text{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; ε – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки; λ_0 – длина волны в свободном пространстве; $\varepsilon_{\text{эфф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость):

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} \frac{\varepsilon_{\text{эфф}} - 1}{\varepsilon - 1} \frac{\text{tg} \delta}{\lambda_0} = 2,98 \text{ дБ/м.} \quad (38)$$

5. Полные потери МПЛ, выраженные в децибелах на единицу длины:

$$\alpha_{\Pi} = (\alpha_m + \alpha_d) = (0,716 + 2,98) = 3,696 \text{ дБ/м.} \quad (39)$$

На рисунках 60–62 показаны значения погонных потерь в МПЛ, рассчитанные в соответствии с (37)–(39) для подложки FR4: $\varepsilon = 4,4$, $h = 1$ мм и $\text{tg}\delta=0,02$.

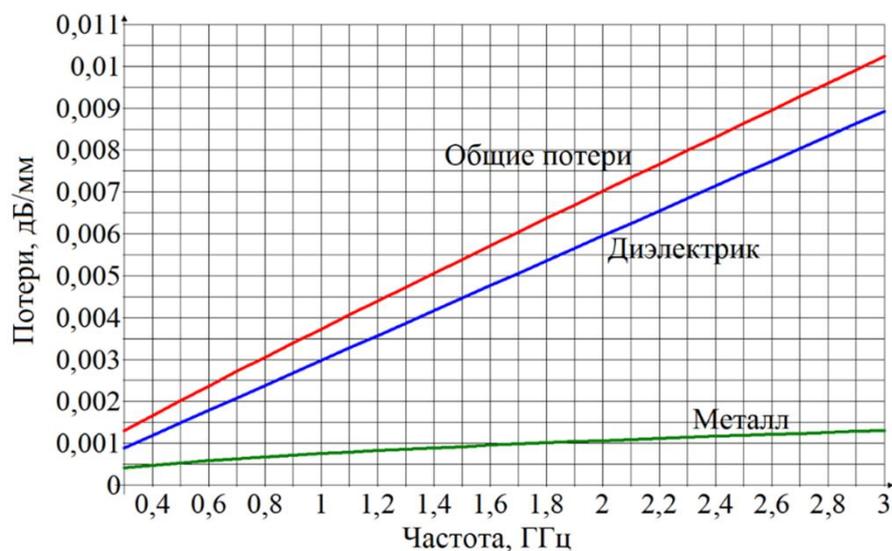


Рисунок 60 – Погонное затухание МПЛ с волновым сопротивлением 50 Ом

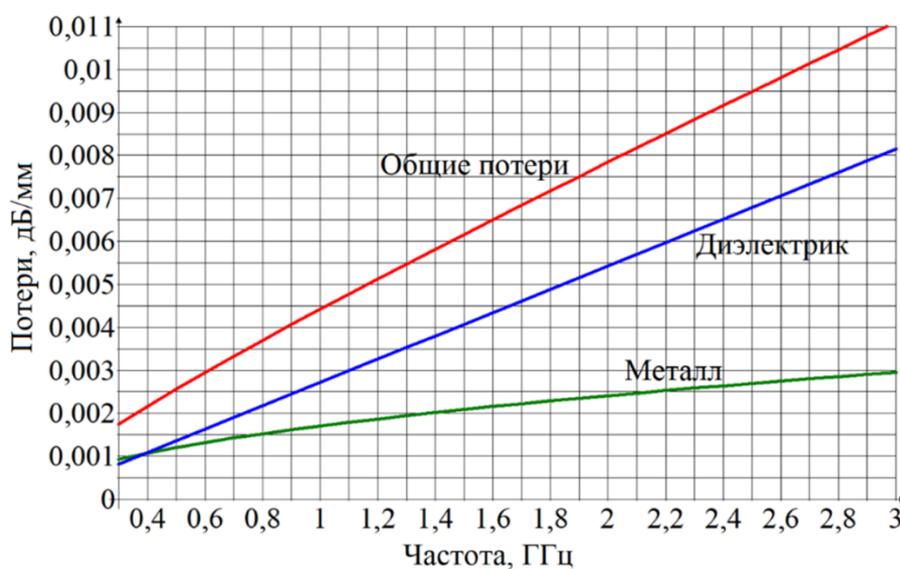


Рисунок – 61 Погонное затухание МПЛ с волновым сопротивлением 100 Ом

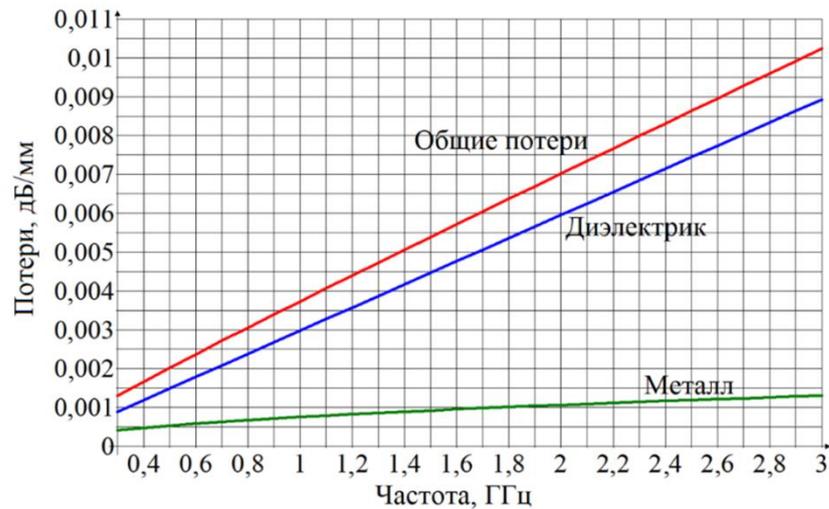


Рисунок – 62 Погонное затухание МПЛ с волновым сопротивлением 20 Ом

Видно, что погонные диэлектрические потери увеличиваются с уменьшением волнового сопротивления МПЛ, а погонные потери в металле наоборот, уменьшаются. Поскольку в составе компактных мостов присутствуют МПЛ с низким и высоким значениями волнового сопротивления, то погонные потери такого устройства будут заведомо выше, чем у ШКМ в традиционном исполнении.

Пробой. Поскольку мосты нередко должны пропускать через себя сигналы большой мощности, то при проектировании таких устройств следует использовать ширину, при которой не наступит перегрев проводника. Прирост температуры ΔT ($^{\circ}\text{C}$) микрополосковой линии передачи при протекании по ней сигнала определяется выражением [79, 80]:

$$\Delta T = \frac{P_L \cdot h}{l \cdot w \cdot K}, \quad (40)$$

где P_L – мощность, рассеиваемая по длине линии, Вт; h – толщина подложки, м; l – длина МПЛ, м; w – ширина МПЛ, м; K – коэффициент теплопроводности материала подложки, Вт/(м \cdot $^{\circ}\text{C}$).

Опишем расчет прироста температуры для микрополосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом. Теплопроводность FR4 составляет 0,27 Вт/(м \cdot $^{\circ}\text{C}$) [77]. Согласно (39) на рабочей частоте 1 ГГц, полные потери МПЛ составляют 3,696 дБ/м. При подаче 1 Вт на вход четвертьволнового отрезка МПЛ,

прирост температуры к уже имеющемуся нагреву проводника составит около $\Delta T = 1,65^\circ\text{C}$. Однако данная формула не позволяет учесть величину теплоотвода от диэлектрической подложки через металлизацию и остальную часть подложки, не задействованную в работе устройства. Поэтому для расчета тепла следует использовать современные специализированные программы по термоэлектрическому моделированию (например, от компании Ansys [81]), позволяющие рассчитать температуру в любой точке устройства с достаточной степенью точности. Тепловой пробой диэлектрика наблюдается в тех местах устройства, где обеспечиваются наихудшие условия теплоотвода от элементов в окружающую среду. Для улучшения условий отвода тепла от устройства можно использовать радиаторы и вентиляторы, но это приведет к увеличению его массогабаритных параметров.

В результате миниатюризации мостов уменьшается величина зазоров между соседними элементами устройства, что приводит к уменьшению допустимого уровня мощности, подаваемой на ШКМ. Поэтому при разработке компактного моста надо учитывать не только условия наступления не только теплового пробоя, но и электрического. Для определения предельной мощности, подаваемой на ШКМ, можно использовать HFSS позволяющий, вычислять электромагнитное поле в любой точке устройства, при различных уровнях мощности, подаваемых на его вход. Из-за малых зазоров между соседними элементами T-образных звеньев ШКМ, пробой в воздушном промежутке наступит раньше, чем в диэлектрической подложке, т.к. согласно [76] FR4 имеет диэлектрическую прочность 200 кВ/см, а у воздуха эта величина составляет 30 кВ/см. Путем постепенного увеличения мощности на входе моста в программе HFSS можно определить такую величину предельной мощности, при которой напряженность электрического поля в устройстве превышает 30 кВ/см, что будет означать наступление электрического пробоя. С использованием Ansoft HFSS было определено, что предельная мощность компактного ШКМ составляет 1 кВт (при минимальном зазоре 0,5 мм между соседними элементами устройства). Величина минимального значения напряжённости электрического поля $E_{пр}$ в однородном материале, при котором

наступает пробой, зависит от зазора между близко расположенными элементами и определяется с помощью формулы:

$$E_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр}}}{S}, \quad (41)$$

где $U_{\text{пр}}$ – пробивное напряжение, В; S – зазор между проводниками, м.

На практике при проектировании устройств рекомендуется закладывать в разрабатываемое устройство необходимый запас прочности. Величину допустимой мощности в линии обычно принимают равной 25-30% от предельной мощности, вызывающей пробой в режиме чисто бегущей волны [1]. Поэтому допустимая мощность для компактного моста составляет 250 Вт.

2.5. Выводы по второй главе

В данной главе описана методика проектирования компактных ШКМ на фильтрах нижних частот, реализованных на Т-образных звеньях, которые обладают характеристиками, эквивалентными характеристикам четвертьволновых отрезков МПЛ, но имеют меньшие геометрические размеры.

При помощи теории цепей были выведены формулы для расчета номиналов емкостей и индуктивностей Т-образных звеньев, используемых в эквивалентной схеме разрабатываемых устройств. Использование данных формул позволяет при том же значении волнового сопротивления сохранить электрические длины применяемых звеньев при сокращении их физической длины. Габариты звеньев в микрополосковом исполнении также можно вычислить с помощью аналитических формул. Такой подход позволяет почти не прибегать к использованию специализированных программных продуктов, что сокращает время и объем вычислительных ресурсов на разработку компактных конструкций. Проведена верификация предлагаемого метода с помощью моделирования в программе электродинамического анализа.

Более плотное расположение элементов ШКМ приводит к уменьшению допустимого уровня мощности. Близкое расположение элементов друг к другу затрудняет процесс теплоотвода, в отличие от традиционной конструкции, у которой есть значительная площадь внутри устройства для отвода тепла. Также малые зазоры между элементами уменьшают электрическую прочность диэлектрика. Повысить уровень допустимой мощности возможно за счет увеличения зазоров между элементами устройства. Однако это противоречит идее миниатюризации. Поэтому при миниатюризации мостов необходимо искать компромисс между габаритами и полосой рабочих частот, между габаритами и уровнем допустимой мощности. При разработке компактного ШКМ следует определиться, на что делается акцент при конструировании устройства.

3 ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИИ В СОЗДАНИИ НОВЫХ КВАДРАТУРНЫХ МОСТОВ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Предлагаемая методика миниатюризации позволяет уменьшить площадь, занимаемую проектируемыми микрополосковыми устройствами на печатной плате. Однако в результате такой миниатюризации происходит уменьшение полосы развязки и согласования ШКМ. Поэтому важно найти схемно-конструктивную реализацию компактного моста, позволяющую разрешить противоречия между полосой рабочих частот и габаритами устройства. Разрабатывается и исследуется конструкция компактного моста, полученная путем замены только одной пары четвертьволновых отрезков с идентичными значениями волновых сопротивлений на Т-образные звенья.

Также важно исследовать допустимые пределы уменьшения размеров микрополосковых ШКМ. На примере конструкции двухшлейфного моста, в программе Cadence AWR Design Environment были спроектированы компактные устройства, реализованные на Т-образных звеньях. Иллюстрируется, что Т-звенья с индуктивными элементами в виде высокоомных отрезков и емкостными элементами в виде низкоомных отрезков позволяют достичь уменьшения размеров ШКМ на уровне ~80–90% в зависимости от параметров подложки и рабочей частоты устройства.

Предложены и исследованы оригинальные конструкции ШКМ: мост, сочетающий в себе два типа направленности (сонаправленный и противонаправленный); мост с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий передачи. В отдельных случаях (например, в диаграммообразующих схемах) может потребоваться возможность переключения типа направленности ШКМ в одной полосе частот. Для этого в составе моста используются фильтры верхних и нижних частот (реализованные на Т-образных звеньях) вместо исключительно фильтров нижних частот.

В случае применения ФНЧ с разными сопротивлениями входа и выхода при разработке ШКМ удастся получать мосты с разными волновыми сопротивлениями подводящих линий, что позволяет улучшить условия согласования устройства с последующим трактом. Основные результаты, изложенные в главе, опубликованы в [50–51, 55, 82–96].

3.1 Исследование допустимых пределов уменьшения размеров ШКМ

Для определения теоретического предела миниатюризации двухшлейфного моста на примере его конструкции, настроенной на центральную частоту 1 ГГц, в программе Cadence AWR Design Environment были спроектированы устройства с постепенным повышением степени миниатюризации (уровень допустимой мощности при этом не учитывался). В качестве подложки всех конструкций использован диэлектрик FR4 ($\epsilon = 4,4$, $\text{tg}\delta = 0,02$) толщиной $h = 1$ мм.

На рисунке 63 показаны лишь три последних топологии компактных ШКМ с различной степенью миниатюризации: ~70% (№1), ~75% (№2) и ~80% (№3). Первоначально была получена топология компактного моста №1 (рисунок 63а). Затем за счет уменьшения длины высокоомных отрезков МПЛ моста №1 (уменьшена их индуктивность) и компенсации такого изменения увеличением емкости низкоомных отрезков, реализуемым за счет увеличения их размеров, удалось получить топологию моста №2 (рисунок 63б). Топология моста №3 получается аналогичным образом (рисунок 63в).

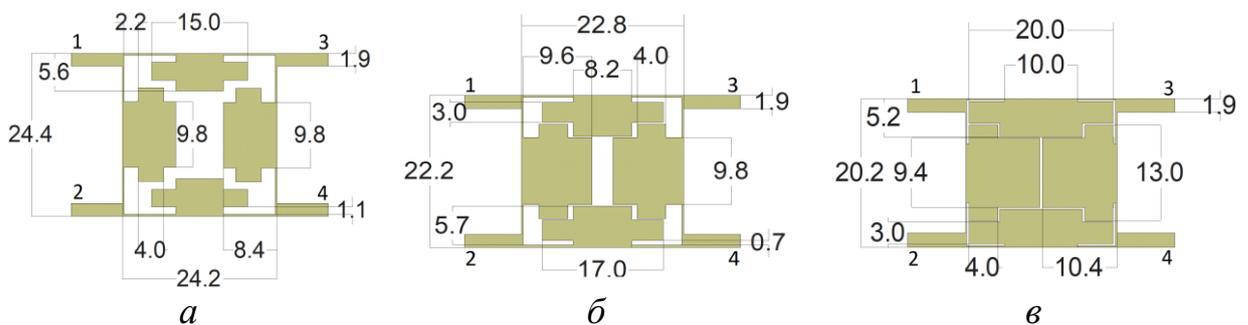


Рисунок 63 – Топологии компактных ШКМ с разной степенью миниатюризации, полученные в AWR Design Environment: 71% (а), 75% (б) и 79% (в)

В конструкции компактного моста №3, показанного на рисунке 63в, емкостные элементы Т-образных звеньев занимают всё свободное пространство внутри устройства, и дальнейшее повышение степени миниатюризации возможно, например, за счет уменьшения габаритов применяемых конденсаторов или использования многослойной подложки.

Фотографии изготовленных устройств показаны на рисунке 64. Частотные зависимости S -параметров и разности фаз разработанных устройств, измеренные при помощи векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA24 [97], показаны на рисунках 65–67. Для сравнения результатов моделирования и натуральных экспериментов, все результаты сведены в таблицу 6.

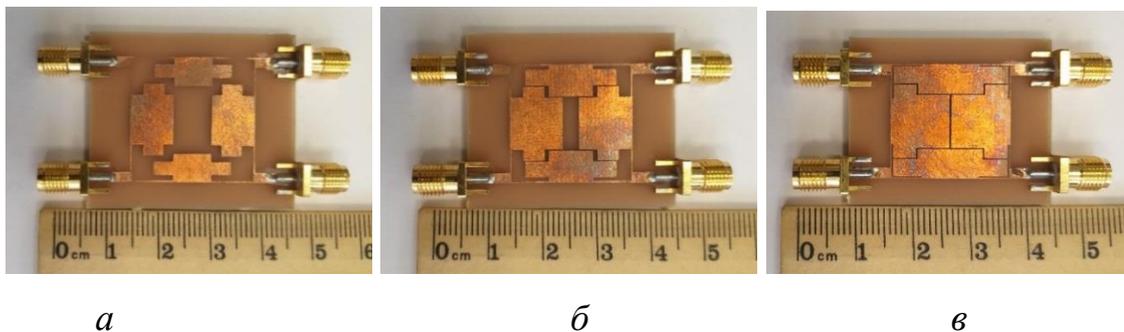


Рисунок 64 – Фотографии компактных ШКМ, площади которых по отношению к традиционной конструкции уменьшены на: 71% (а), 75% (б) и 79% (в)

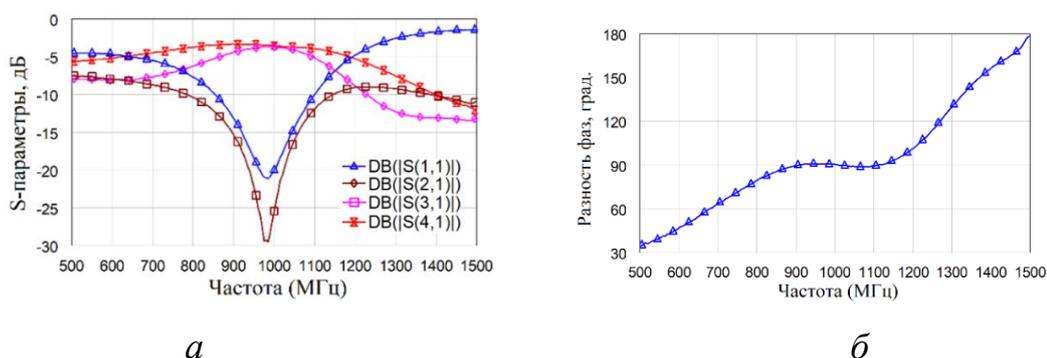


Рисунок 65 – Результаты натурального эксперимента для моста №1: график S -параметров (а), разность фаз выходных сигналов (б)

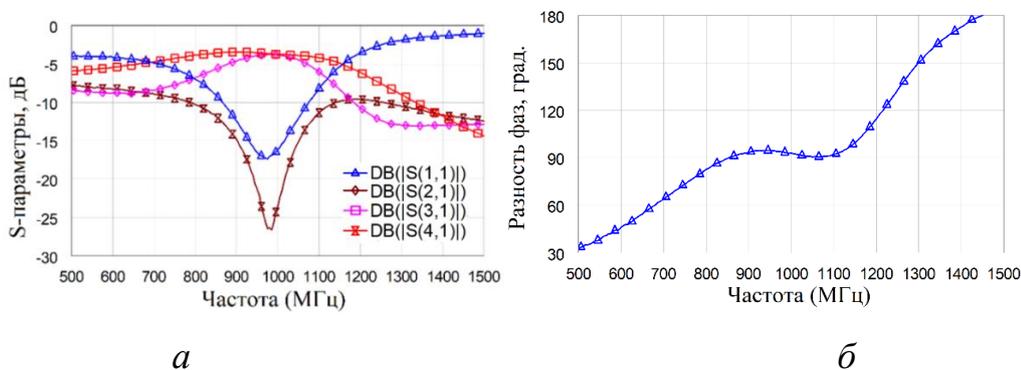


Рисунок 66 – Результаты натурального эксперимента для моста №2: график S -параметров (а), разность фаз выходных сигналов (б)

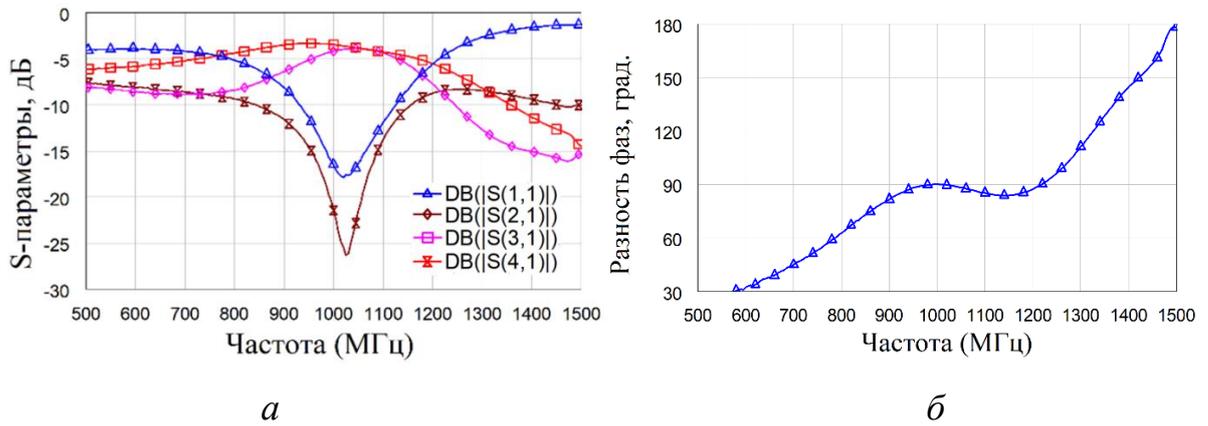


Рисунок 67 – Результаты натурального эксперимента для моста №3: график S -параметров (а), разность фаз выходных сигналов (б)

Таблица 6 – Сравнение результатов электродинамического моделирования и экспериментальных измерений компактных ШКМ

Дизайн	Полоса частот по уровню развязки 20 дБ, МГц	Разность фаз, °	Площадь, мм ²	Степень миниатюризации, %
Традиционный мост	112	90	2057	—
Модель моста №1	90	89,9	590,5	71,3
Прототип №1	85	90,2		
Модель моста №2	80	90	506,2	75,4
Прототип №2	74	92,8		
Модель моста №3	76	89,7	424,2	79,4
Прототип №3	66	90,1		

Сравнивая результаты в таблице 6, получаем, что чем выше степень миниатюризации, тем уже полоса рабочих частот моста. Площадь, занимаемая ШКМ на печатной плате, была уменьшена на 71% (№1), 75% (№2) и 79% (№3) при соответствующем уменьшении полосы рабочих частот на 24% (№1), 34% (№2) и 41% (№3) относительно полосы частот традиционного ШКМ.

На рисунке 68 показан график, демонстрирующий, как связаны габариты и полоса рабочих частот компактных ШКМ при различной степени миниатюризации. Емкостные элементы, входящие в состав мостов, реализованы двумя способами: плоскопараллельный конденсатор и набор шлейфов холостого хода. С повышением степени миниатюризации происходит сокращение полосы рабочих частот, и получаемые характеристики будут все больше отличаться от характеристик традиционной конструкции. В случае использования других параметров подложки и рабочих частот ШКМ будут получены аналогичные по виду графики.

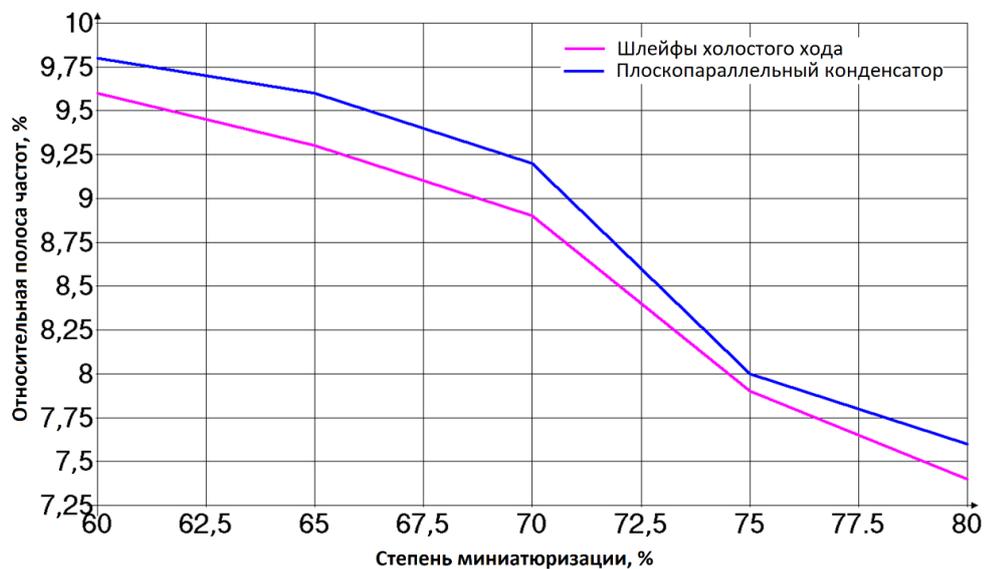


Рисунок 68 –График зависимости полосы частот компактных мостов при различной степени миниатюризации

ШКМ №3 имеет предельно допустимое уменьшение габаритных размеров при расположении элементов в одном проводящем слое. Однако при изменении параметров подложки или рабочей частоты устройства, этот показатель может изменяться. Поэтому были спроектированы компактные ШКМ, реализованные на разных диэлектрических подложках (рисунок 69): ФАФ4Д ($h = 1$ мм, $\varepsilon = 2,5$ и $\text{tg}\delta = 0,001$), Arlon 28N ($h = 1$ мм, $\varepsilon = 3,38$ и $\text{tg}\delta = 0,001$), FR4 ($h = 1$ мм, $\varepsilon = 4,4$ и $\text{tg}\delta = 0,02$), ФЛАН 5,2 ($h = 1$ мм, $\varepsilon = 5,2$ и $\text{tg}\delta = 0,0015$), Arlon AD600 ($h = 1$ мм, $\varepsilon = 6,15$ и $\text{tg}\delta = 0,003$). Поскольку величина $\text{tg}\delta$ у каждой подложки своя, то поэтому было взято среднее значение $\text{tg}\delta = 0,005$ для всех рассматриваемых

подложек. В таблице 7 представлены сведения о предельной степени миниатюризации каждого смоделированного моста.

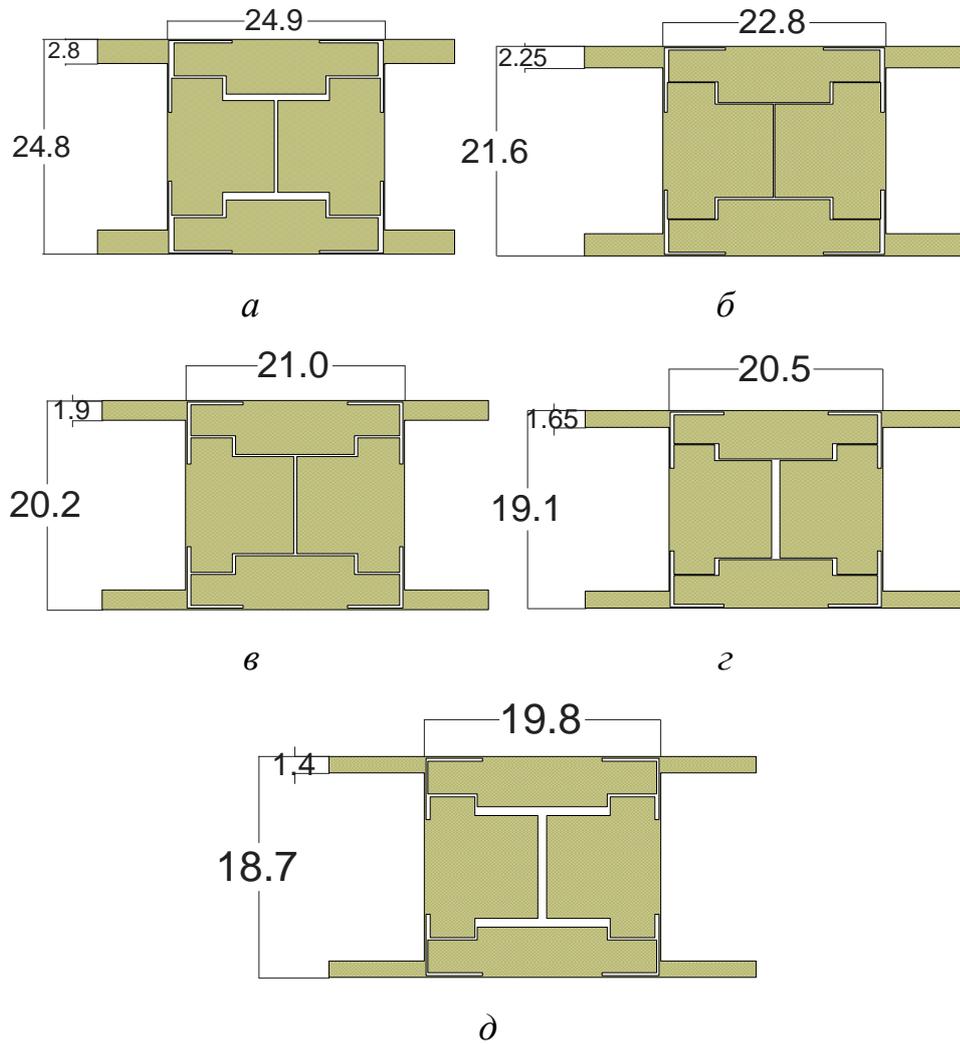


Рисунок 69 – Топологии компактных ШКМ: ФАФ4Д (а), Arlon 28N (б), FR4 (в), ФЛАН 5,2 (г), Arlon AD600 (д)

Таблица 7 – Сравнение пределов уменьшения размеров ШКМ, реализованных на подложках с разной диэлектрической проницаемостью

Подложка	Полоса частот, %	Степень миниатюризации, %
ФАФ4Д	6,3	81,8
Arlon 28N	7,3	81,1
FR4	7,6	79,5
ФЛАН 5,2	7,2	77,6
Arlon AD600	6,5	76

На примере конструкции компактного моста, реализованного на подложке ФАФ4Д (обладающего наибольшей степенью миниатюризации), было проведено исследование по влиянию толщины подложки на степень миниатюризации. Для этого были спроектированы компактные ШКМ, реализованные на подложке ФАФ4Д с разной толщиной: $h = 0,5$ мм, $h = 1$ мм, $h = 1,5$ мм (рисунок 70). В таблице 8 представлены результаты такого исследования.

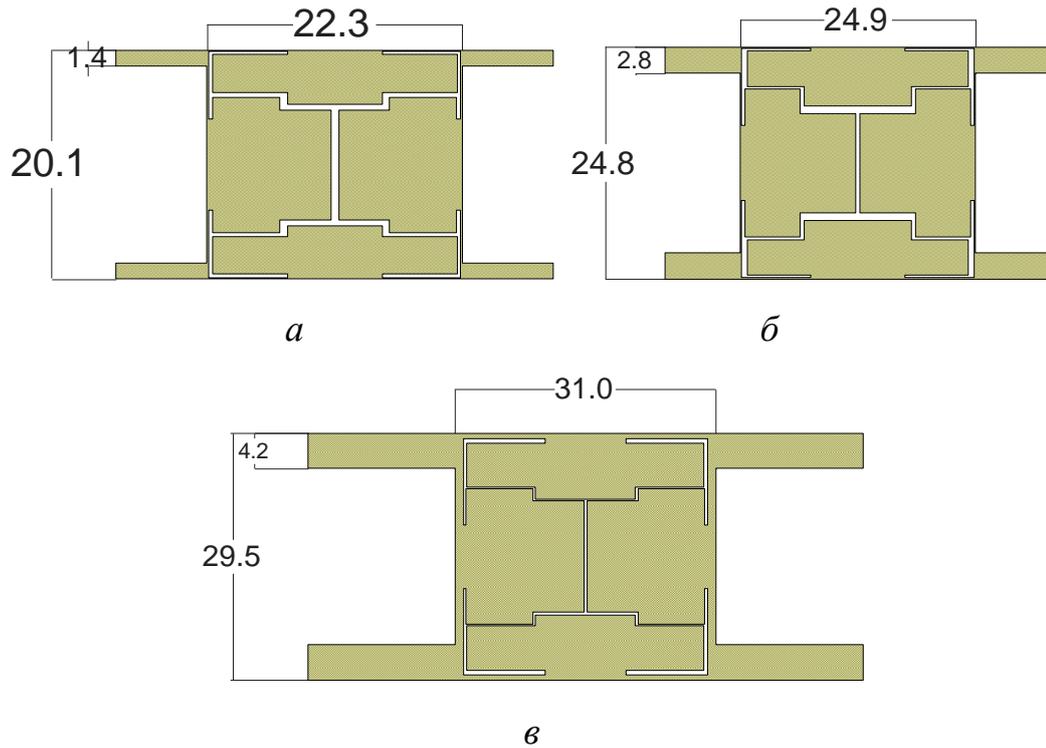


Рисунок 70 – Топологии компактных ШКМ с разной толщиной подложки:
0,5 мм (а), 1 мм (б), 1,5 мм (в)

Таблица 8 – Сравнение пределов уменьшения размеров ШКМ с разной толщиной подложки

Толщина подложки, мм	Полоса частот, %	Степень миниатюризации, %
0,5	6,2	85
1	6,3	81,8
1,5	6,2	75,5

На примере конструкции компактного моста, реализованного на подложке ФАФ4Д ($\varepsilon = 2,5$ и $h = 0,5$ мм), было проведено исследование по влиянию

центральной частоты устройства на степень миниатюризации. Для этого были спроектированы компактные ШКМ с разными рабочими частотами: $f = 0,5$ ГГц, $f = 1$ ГГц, $f = 1,5$ ГГц (рисунок 71). В таблице 9 представлены результаты такого исследования.

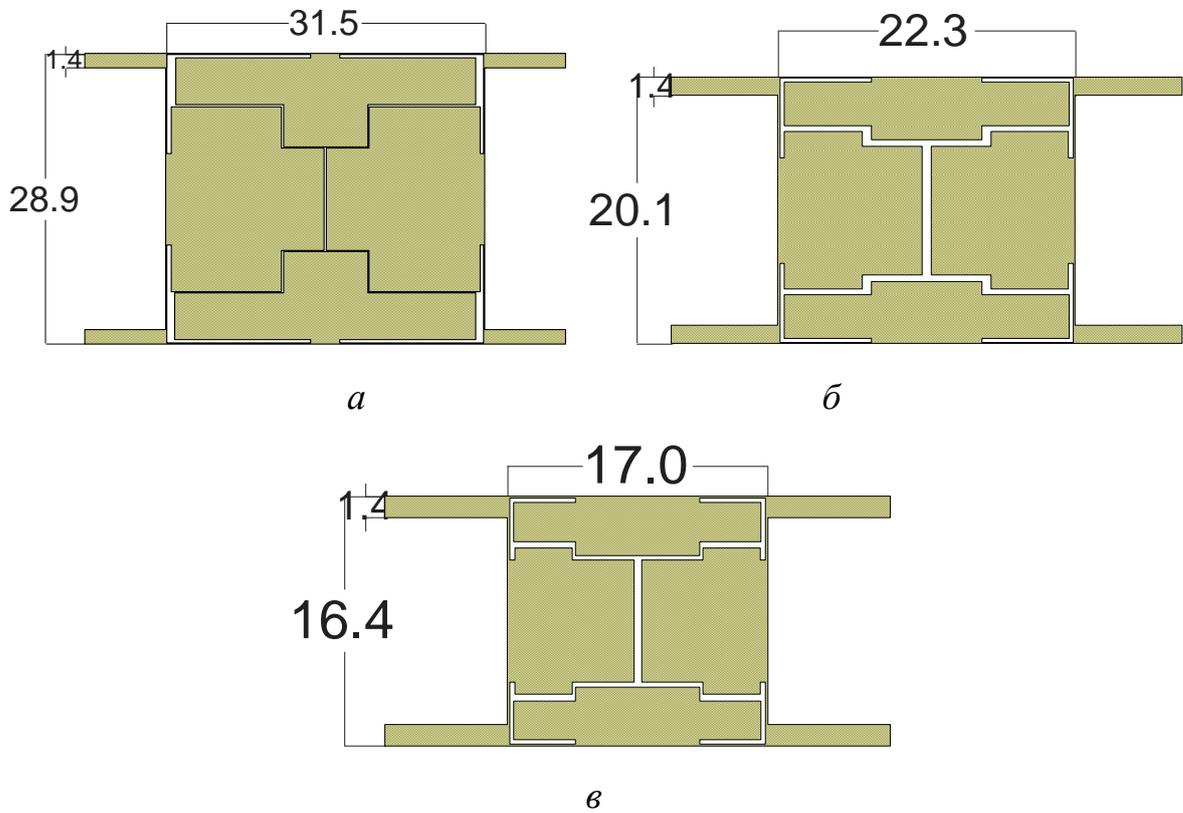


Рисунок 71 – Топологии компактных ШКМ с разной рабочей частотой:
0,5 ГГц (а), 1 ГГц (б), 1,5 ГГц (в)

Таблица 9 – Сравнение пределов уменьшения размеров ШКМ с разными рабочими частотами

Частота, ГГц	Полоса частот, %	Степень миниатюризации, %
0,5 ГГц	6,4	92,2
1 ГГц	6,2	85
1,5 ГГц	7,1	80,1

Предельная степень миниатюризации ШКМ зависит от параметров подложки и рабочей частоты устройства. Чем меньше диэлектрическая

проницаемость материала и толщина подложки, тем выше степень миниатюризации устройства. При уменьшении рабочей частоты устройства также будет увеличиваться степень миниатюризации ШКМ. Это связано с тем, что при уменьшении рабочей частоты и диэлектрической проницаемости используемой подложки для реализации ШКМ, происходит увеличение его габаритных размеров, а соответственно и неиспользуемой площади, заключенной между четвертьволновыми отрезками.

Площадь внутри устройства активно используется при миниатюризации ШКМ для расположения внутри неё элементов Т- или П-образных звеньев. Поэтому чем больше эта площадь, тем больше возможностей подобрать необходимую геометрию элементов и повысить степень миниатюризации моста. Уменьшение толщины подложки позволяет получить требуемый номинал конденсатора за счет меньшей площади. Из рисунков 69, 70, 71 видно, что бóльшую часть площади устройства занимают плоскопараллельные конденсаторы. Поэтому дальнейшее уменьшение размеров моста логично проводить за счет уменьшения их размеров. Также следует отметить, что при повышении степени миниатюризации присутствуют ограничения, связанные с технологичностью устройства. Предельная ширина МПЛ и величина зазора между проводниками выбирается с учетом класса точности (существует семь классов точности изготовления печатных плат согласно ГОСТ Р 53429-2009 [98]) и доступных средств технологического оснащения.

3.2 Компромиссное решение между уменьшением размеров и ухудшением частотных характеристик моста

С использованием методики, описанной в разделе 2.2, была получена конструкция компактного ШКМ [82], собранного на подложке из диэлектрика Arlon 28N [79] ($\epsilon = 3,38$, $\text{tg}\delta = 0,001$) толщиной $h = 0,762$ мм. Топология компактного моста с центральной частотой 0,9 ГГц, полученная в программе Cadence AWR Design Environment, показана на рисунке 72. Площадь такого ШКМ составляет $19,8 \text{ мм} \times 20,8 \text{ мм} = 411,84 \text{ мм}^2$. Площадь традиционного моста, спроектированного для такой же центральной частоты и на такой же диэлектрической подложке, равна $2985,3 \text{ мм}^2$. Без учета длин подводящих линий площадь компактного ШКМ на 86,2% меньше, чем площадь традиционной конструкции. Графики зависимостей S -параметров от частоты показаны на рисунке 73. Полоса рабочих частот моста, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, равна 71,5 МГц (7,94%). Дисбаланс между коэффициентами передачи на центральной частоте составляет 0,2 дБ, а разность фаз выходных сигналов – 90° .

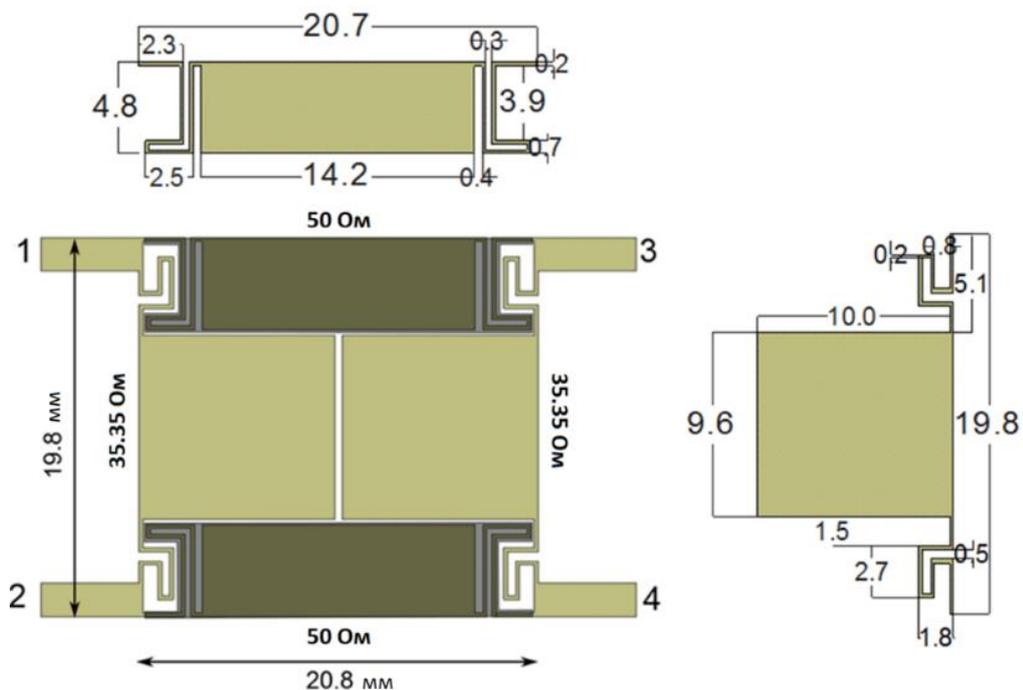


Рисунок 72 – Модель компактного ШКМ, полученная в AWR Design Environment

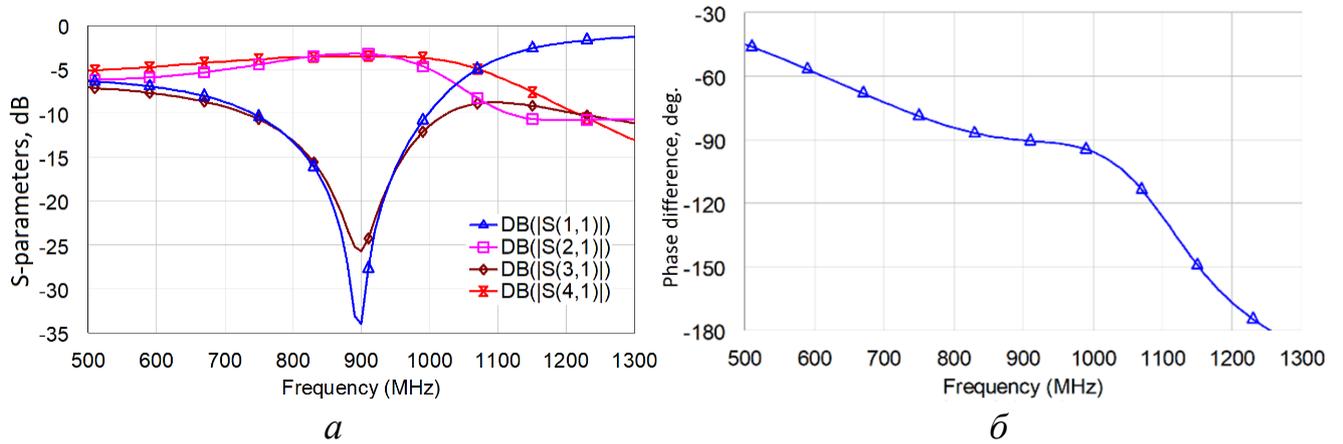


Рисунок 73 – Графики зависимостей S -параметров (a) и разности фаз выходных сигналов (b) моста от частоты, полученные в AWR Design Environment

В случае необходимости увеличения полосы рабочих частот ШКМ можно использовать, например, каскадное подключение двух однотипных звеньев [51], метод каскадирования [72, 99], установку дополнительных согласующих шлейфов к подводящим линиям ШКМ [100–102]. Рассмотрим способ расширения полосы частот за счет увеличения числа шлейфов в конструкции моста (метод каскадирования) [72]. Топология традиционного трехшлейфного моста, показанная на рисунке 74, состоит из двух 35-омных (Z_1) микрополосковых линий, соединяемых между собой центральным 35-омным шлейфом (Z_1) и двумя 120-омными шлейфами (Z_2) на расстоянии четверти длины волны друг от друга слева и права относительно центрального. Все линии имеют длину, равную $L = \lambda_{\text{д}}/4$.

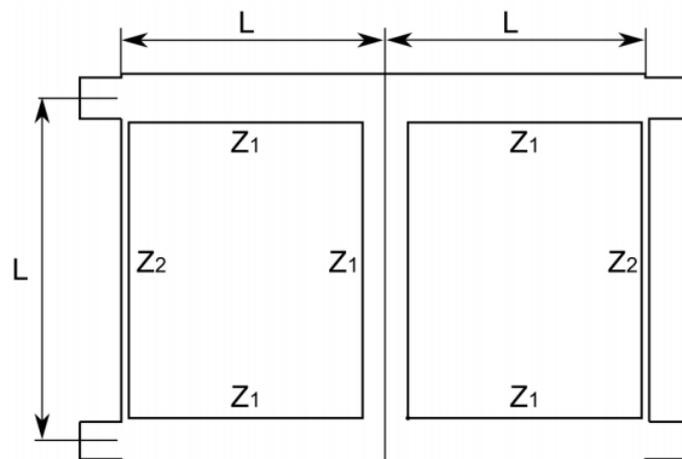


Рисунок 74 – Топология трехшлейфного моста

Весь процесс миниатюризации моста основан на принципе, который описан в разделе 2.2. В качестве подложки выступает Arlon 28N ($\epsilon = 3,38$, $\text{tg}\delta = 0,001$) толщиной 0,762 мм. Четвертьволновые отрезки с волновыми сопротивлениями 35 Ом заменяются на Т-образные звенья, а четвертьволновые высокоомные шлейфы изгибаются зигзагом с сохранением их прежней длины.

Окончательная конструкция компактного трехшлейфного моста и результаты численного моделирования представлены на рисунках 75 и 76. Площадь компактного моста составляет $52,7 \text{ мм} \times 23,7 \text{ мм} = 1249 \text{ мм}^2$. Полоса рабочих частот по уровню развязки 20 дБ такой конструкции равна 241,2 МГц, что в 3,37 раза больше полосы моста, показанного на рисунке 72. Однако площадь трехшлейфного моста в 3 раза больше площади компактного двухшлейфного моста.

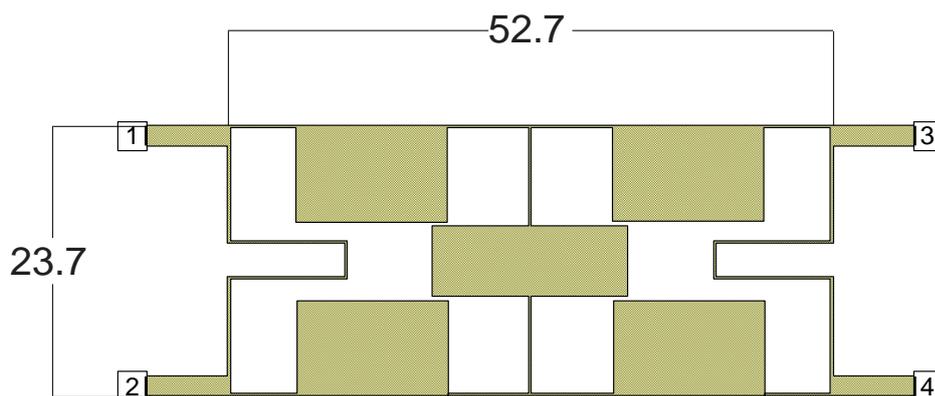


Рисунок 75 – Топология компактного трехшлейфного моста

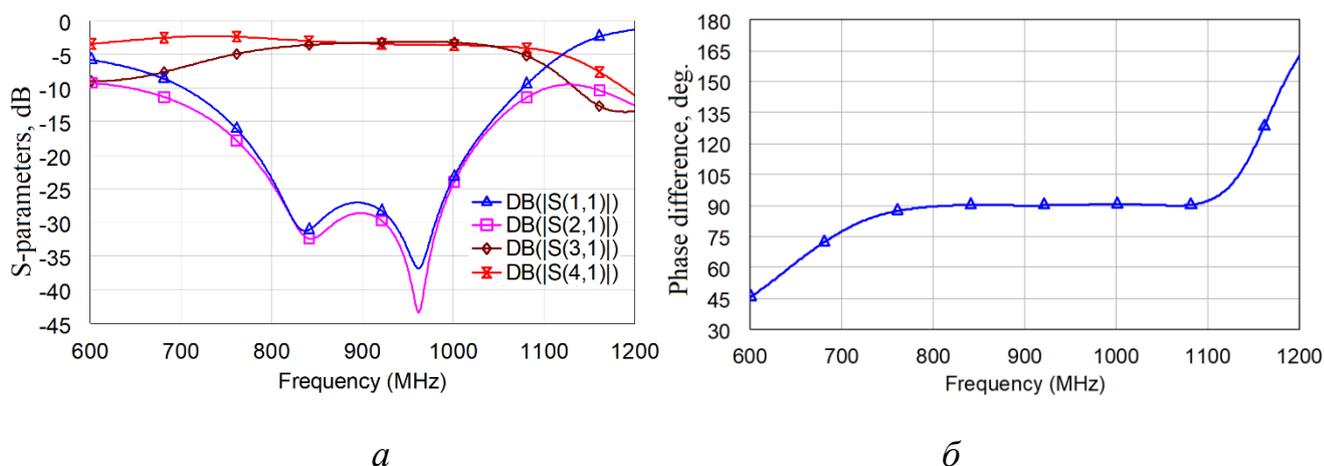


Рисунок 76 – Графики зависимостей S -параметров (а) и разности фаз выходных сигналов (б) моста от частоты, полученные в AWR Design Environment

Рассмотренный подход в реализации моста позволяет расширить полосу частот устройства. Однако недостатком такого подхода является то, что вместе с расширением полосы происходит увеличение габаритов устройства.

Вместо замены всех четвертьволновых отрезков МПЛ на звенья с эквивалентными частотными характеристиками была исследована конструкция, у которой заменены лишь два идентичных отрезка МПЛ на Т-образные звенья. Топология такого устройства с центральной частотой 0,9 ГГц показана на рисунке 77. В качестве подложки выступает Arlon 28N ($\epsilon = 3,38$, $\text{tg}\delta = 0,001$) толщиной 0,762 мм. Графики зависимостей S -параметров и разности фаз выходных сигналов от частоты показаны на рисунке 78.

Получившаяся топология компактного моста имеет некоторые преимущества по сравнению с мостом, представленным на рисунке 72, у которого все четвертьволновые отрезки заменены на Т-образные звенья: уменьшение количества этапов проектирования устройства; почти не происходит ухудшения частотных характеристик.

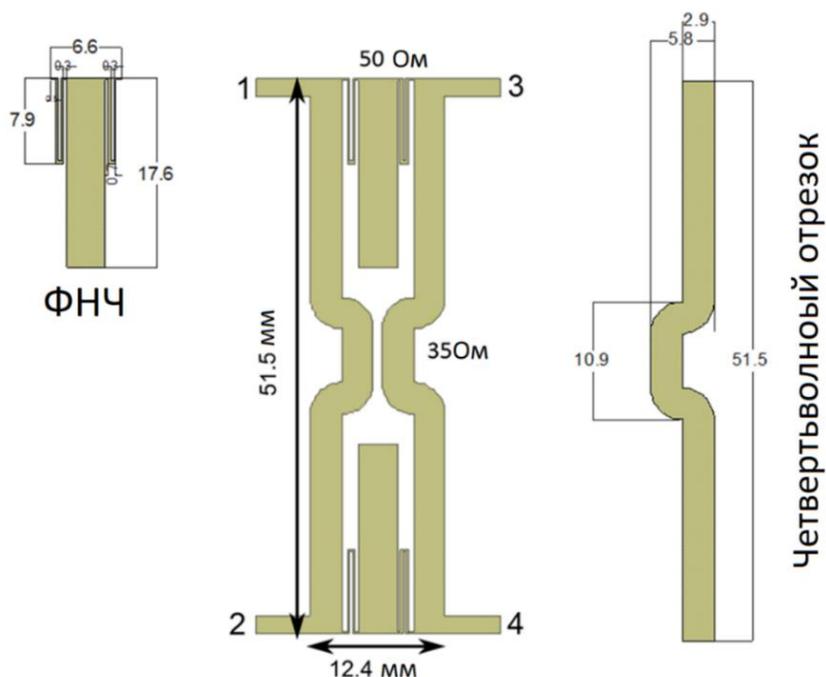


Рисунок 77 – Модель компактного ШКМ

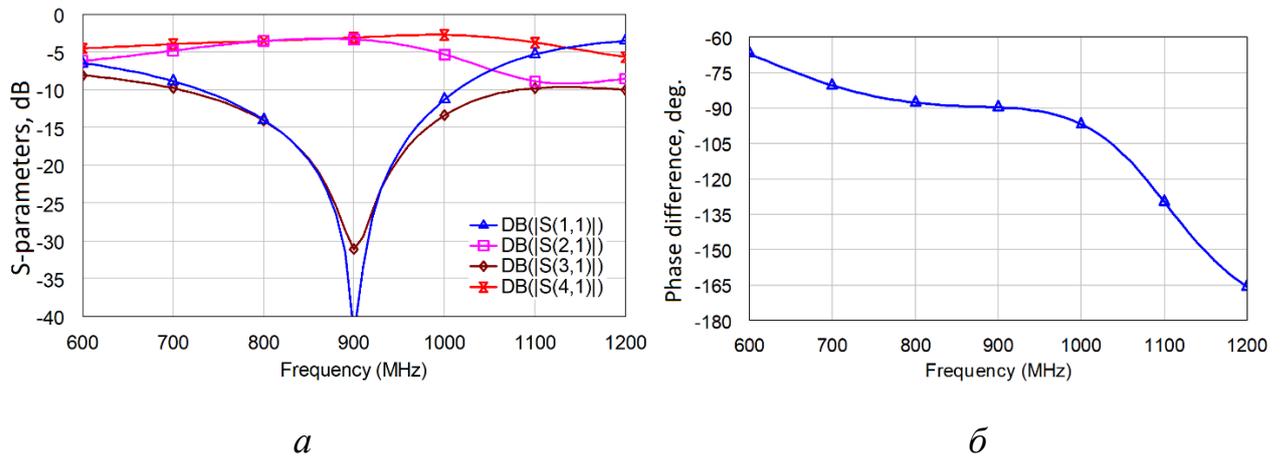


Рисунок 78 – Зависимости S -параметров (а) и разности фаз выходных сигналов (б) моста от частоты, полученные в программе AWR Design Environment

Площадь рассматриваемого устройства составляет $51,5 \text{ мм} \times 12,4 \text{ мм} = 638,6 \text{ мм}^2$. Без учета длин подводящих линий это на 78,6% меньше, чем площадь традиционного устройства. Полоса рабочих частот моста, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, равна 90,9 МГц (10,1%). Дисбаланс между коэффициентами передачи на центральной частоте составляет 0,1 дБ, а разность фаз выходных сигналов – 90° .

Прототип предлагаемого ШКМ показан на рисунке 79а. Частотные характеристики моста, измеренные при помощи векторного анализатора цепей ZVA24, выпускаемого фирмой Rohde & Schwarz, представлены на рисунках 79б и 80. ШКМ работает в полосе частот, оцениваемой по уровню развязки 20 дБ, 92 МГц (10,2%), что на 5,2 МГц (0,6%) уже диапазона частот традиционной конструкции. На центральной частоте 0,9 ГГц дисбаланс между коэффициентами передачи составляет $\pm 0,3$ дБ, а разность фаз выходных сигналов устройства – 90° . Таким образом, согласно полученным результатам ШКМ, представленный на рисунке 77, имеет в 1,55 раз больше площадь и в 1,3 раза шире полосу рабочих частот по сравнению с площадью и полосой моста, показанного на рисунке 72.

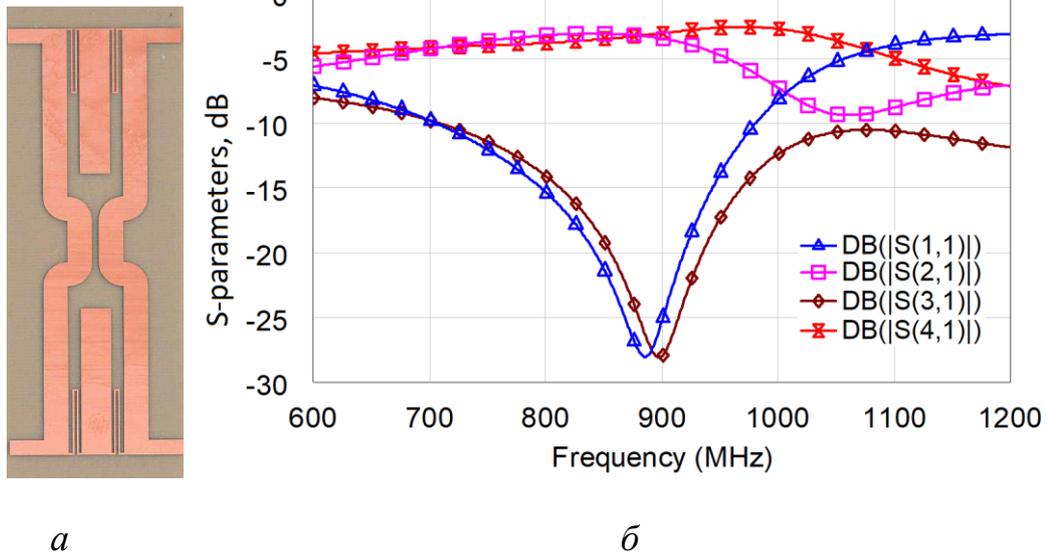


Рисунок 79 – Макет компактного моста (а) и график его S -параметров от частоты (б)

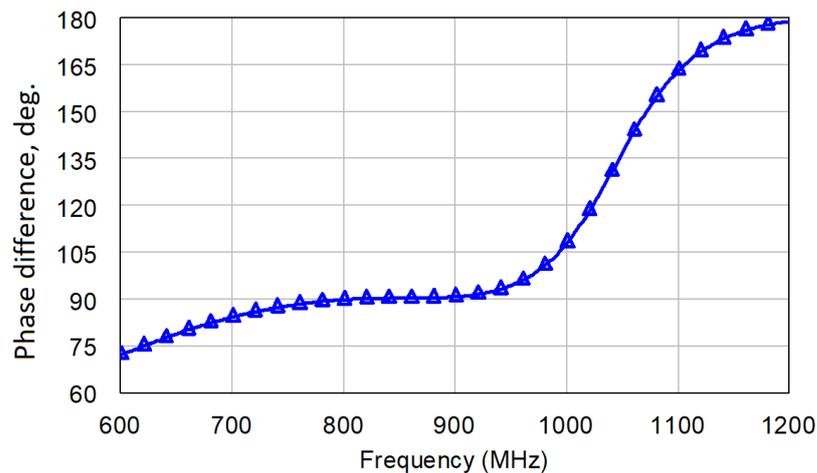


Рисунок 80 – График разности фаз выходных сигналов моста

Также был проведен сравнительный анализ предлагаемого способа миниатюризации моста (замена одной пары четвертьволновых отрезков на Т-образные звенья) с аналогами [24, 30, 32, 35, 82, 103–105]. Для этого на подложке диэлектрика Arlon 28N ($\epsilon = 3,38$, $\text{tg}\delta = 0,001$) толщиной $h = 0,762$ мм были смоделированы в AWR Design Environment и затем изготовлены конструкции ШКМ для работы на частоте, равной 0,9 ГГц. Измерения частотных характеристик изготовленных прототипов выполнялись с использованием векторного анализатора цепей ZVA24, выпускаемого фирмой Rohde & Schwarz.

Фотографии прототипов компактных ШКМ без установленных СВЧ разъемов и приведенных к одному масштабу представлены на рисунке 81. Отсутствие разъемов позволяет наглядно оценить размеры устройств. В таблице 10 приведены основные характеристики разработанных автором устройств: степень миниатюризации; рабочая полоса частот (Δf), оцениваемая по уровню развязки 20 дБ; разность фаз выходных сигналов ($\Delta\phi$), степень миниатюризации (ΔS) и дисбаланс между коэффициентами передачи (ΔS_i) на центральной частоте 0,9 ГГц. Степень миниатюризации рассмотренных мостов находится в диапазоне 56–91,5%. Относительные полосы рабочих частот устройств по уровню 20 дБ коэффициента развязки находятся в диапазоне 0,4–10,8%. С ростом степени миниатюризации происходит сужение рабочей полосы.

Сравнение компактных ШКМ удобнее выполнять через следующее расчетное соотношение:

$$a_1\Delta f + a_2\Delta S = b, \quad (42)$$

где a_1 , a_2 – весовые коэффициенты, значения которых находятся в диапазоне от 0 до 1 и выбираются в зависимости от того, чему отдается приоритет: габаритам моста или полосе его рабочих частот. Сумма весовых коэффициентов $a_1+a_2=1$; b – параметр, определяющий компромисс между габаритами и полосой частот ШКМ. Установим, что при миниатюризации мостов важно добиваться минимального уменьшения полосы рабочих частот, поэтому коэффициенты имеют следующие значения $a_1=0,9$ и $a_2=0,1$. Необходимо стараться максимизировать значение b , поскольку в этом случае будем получать наибольшую степень миниатюризации ШКМ при минимальном ухудшении его частотных характеристик (достигать наилучшего соотношения габаритов и полосы частот).

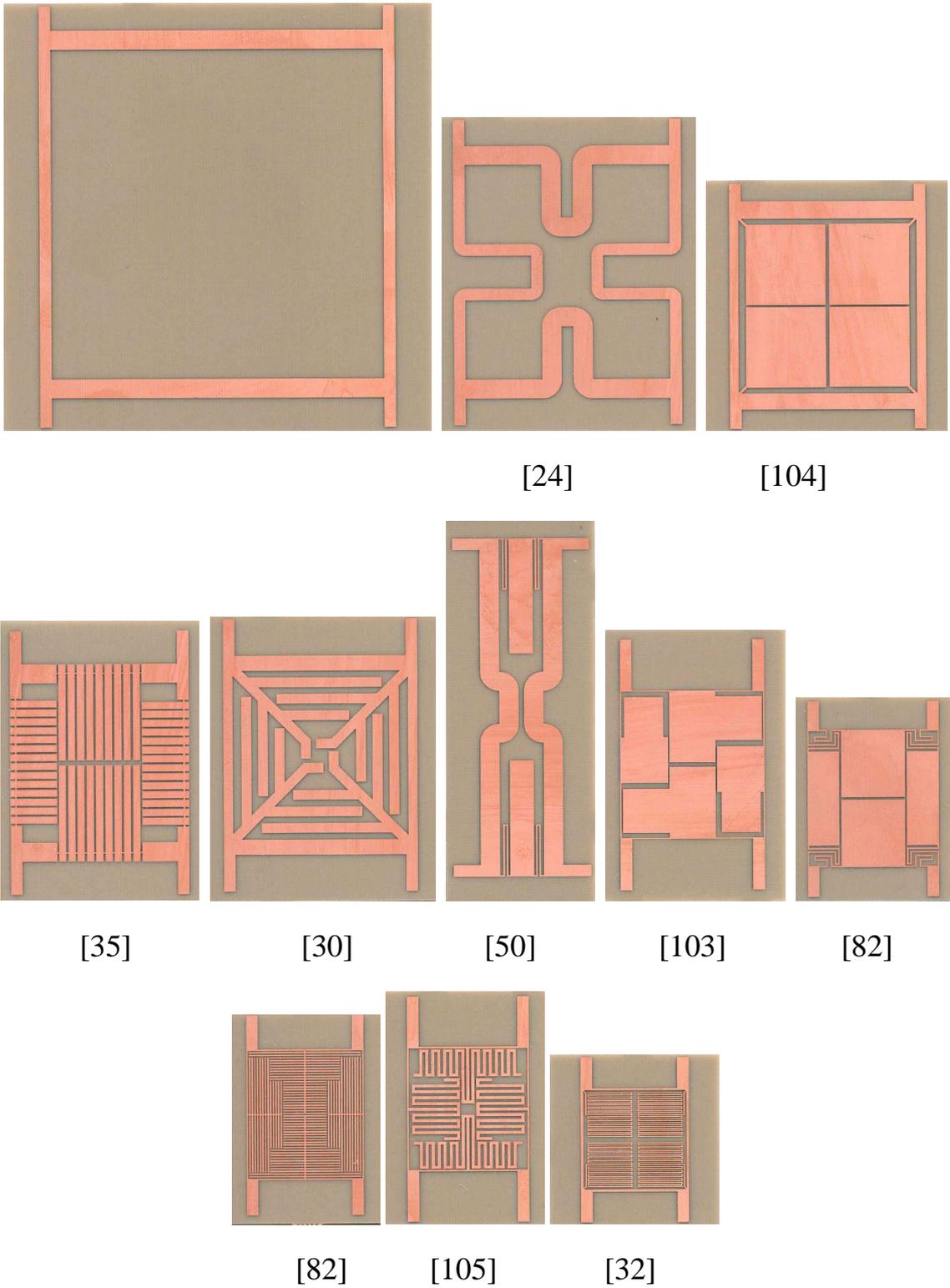


Рисунок 81 – Сравнение компактных ШКМ

Таблица 10 – Сравнение компактных ШКМ

Конструкция	$\Delta S, \%$	$\Delta f, \%$	$b, ^\circ$	$\Delta S_i, \text{дБ}$	$\Delta \varphi, ^\circ$
Традиционный мост	-	10,8	-	0,05	90
[24]	56	10,8	15,32	0,05	90
[104]	69	8	14,1	0,1	89,5
[35]	70	7,1	13,39	0,12	89,2
[30]	70,35	3,6	10,27	0,2	92,4
[50]	78,6	10,2	17,04	0,3	89,9
[103]	83,8	7,1	14,77	0,3	88,3
[82]	86,2	7,8	15,64	0,2	89,7
[82]	88,2	5,6	13,86	0,15	89,5
[105]	88,42	3,4	11,9	0,2	88,7
[32]	91,5	0,4	9,5	0,45	86,6

Предложенное схемно-конструктивное решение [50] с заменой только одной пары четвертьволновых отрезков на Т-образные звенья при степени миниатюризации в 78,6% имеет относительную полосу рабочих частот, лишь на 0,6% меньшую, чем полоса частот традиционной конструкции. Также данный ШКМ имеет наибольшее значение параметра $b = 10,2$ среди устройств с высокой степенью миниатюризации. Поэтому можно сказать, что такой вариант реализации компактных ШКМ обладает компромиссным решением между габаритами устройства и шириной его полосы частот.

3.3. Мост с переключаемым типом направленности

На рисунке 82 показана эквивалентная схема двухшлейфного моста, построенного на фильтрах нижних частот, реализованных на Т-образных звеньях. Такая схема ШКМ обеспечивает сонаправленное, либо транснаправленное деление мощности в зависимости от номиналов выбранных элементов.

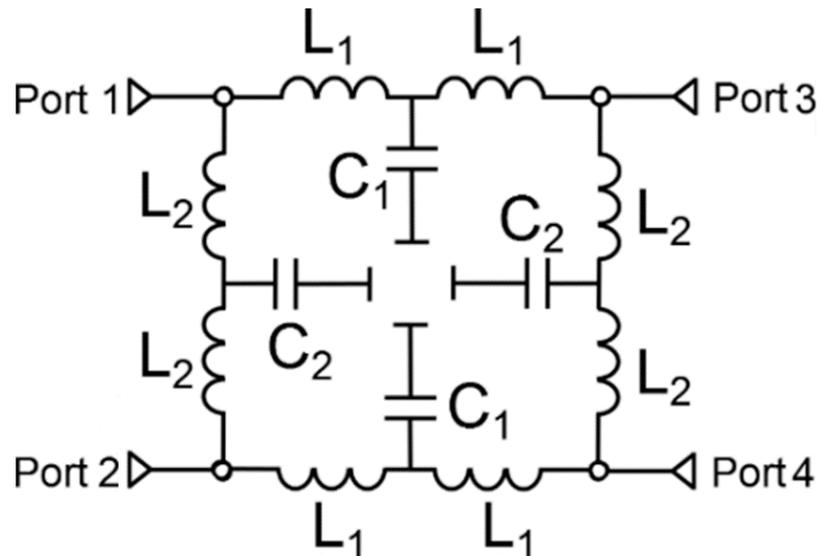


Рисунок 82 – Эквивалентная схема шлейфного квадратурного моста с сонаправленным/транснаправленным типом направленности

Сигнал (например, с рабочей частотой 1 ГГц), поступающий на вход 1 (рисунок 82), через ФНЧ ($L_1C_1L_1$ и $L_2C_2L_2$) в случае сонаправленного типа направленности делится между выходами 3 и 4 (между 2 и 4 в случае транснаправленного типа направленности) с разностью фаз 90 градусов. Вход 2 (3) оказывается электрически развязанным. Из-за симметрии устройства аналогичное рассуждение справедливо при подаче питания на другие входы.

Однако замена одного ФНЧ ($L_1C_1L_1$) на фильтр верхних частот (ФВЧ) ($C_3L_3C_3$) позволяет изменить тип направленности с сонаправленного/транснаправленного на противонаправленный (рисунок 82). Это достигается за счет того, что ФВЧ обладает фазовым сдвигом на 180° больше, чем ФНЧ на той же рабочей частоте [46, 106–107]. При подаче сигнала на вход 1

(рисунок 83), он через ФВЧ и ФНЧ делится между выходами 2 и 3 с разностью фаз 0 градусов. Вход 4 оказывается электрически развязанным.

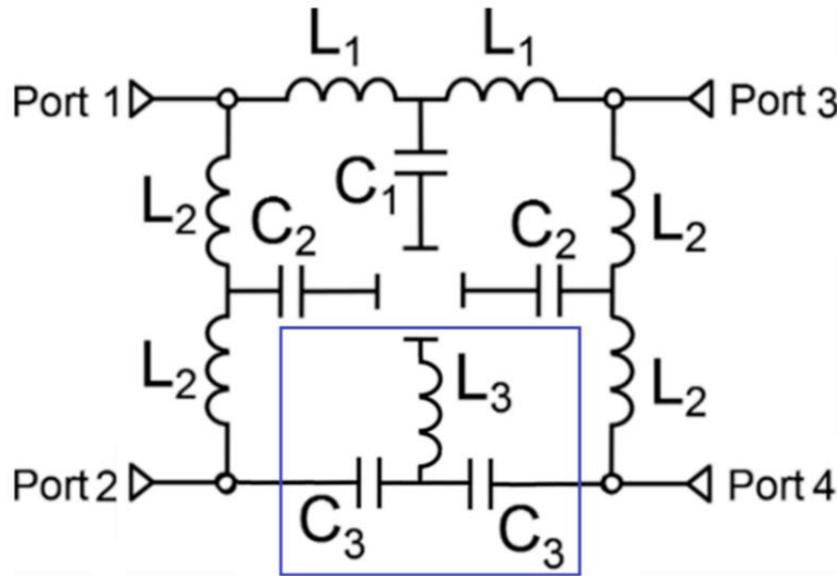


Рисунок 83 – Эквивалентная схема шлейфного квадратурного моста с противонаправленным типом направленности

Принцип дуальности позволяет получать фильтры верхних частот из фильтров нижних частот за счет замены индуктивности на емкости, емкости на индуктивности. Получившиеся в результате такой замены Т- и П-образные звенья, показаны на рисунке 84.

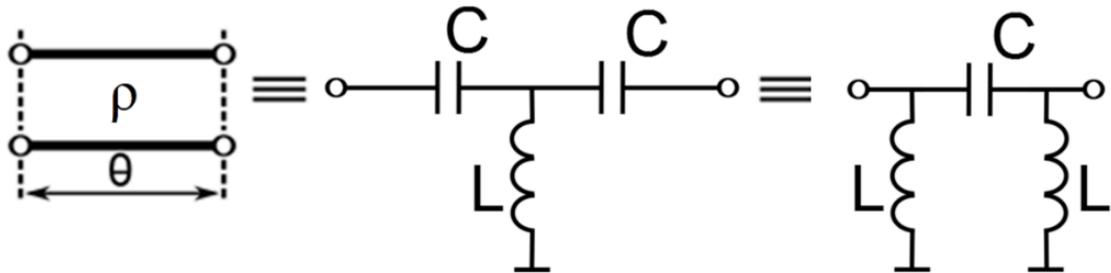


Рисунок 84 – Замещение отрезка длинной линии Т- или П-образными звеньями

Аналогичным образом, как и для фильтров нижних частот, за счет приравнивания друг другу элементов матриц передачи МПЛ и фильтров верхних частот, получаем выражения для определения индуктивностей и емкостей звеньев:

$$L_{\Pi} = \frac{\rho}{\omega_0} \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}, \quad (43)$$

$$C_{\Pi} = \frac{1}{\omega_0 \rho \sin \theta} \quad (44)$$

$$L_{\Gamma} = \frac{\rho}{\omega_0 \sin \theta} \quad (45)$$

$$C_{\Gamma} = \frac{1}{\omega_0 \rho} \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} \quad (46)$$

На примере конструкции компактного моста на рисунке 77 в программе AWR Design Environment была спроектирована конструкция ШКМ с изменённым типом направленности. Для того, чтобы изменить тип направленности моста на противонаправленный, как было отмечено ранее, достаточно в одном из каналов заменить ФНЧ на ФВЧ. Такой фильтр реализован на сосредоточенных LC -элементах ($L=3,8$ нГн, $C = 1,6$ пФ). Топология рассматриваемого ШКМ представлена на рисунке 85а.

Площадь, занимаемая этим мостом, составляет $638,6 \text{ мм}^2$. Графики частотных характеристик показаны на рисунке 85б, 86. Полоса рабочих частот моста, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, обеспечивается в диапазоне частот 700–1255 МГц. Однако дисбаланс между коэффициентами передачи не превышает 1 дБ до частоты 1100 МГц. Таким образом, полоса рабочих частот будет равна 400 МГц (44,4%). Дисбаланс между коэффициентами передачи на центральной частоте составляет $4,3 \pm 0,15$ дБ, а разность фаз выходных сигналов – 1° . Общий уровень согласования уменьшился, и на центральной частоте устройства коэффициент отражения равен –6 дБ. Такое ухудшение согласования ШКМ связано с АЧХ фильтра верхних частот. Требуемый фазовый сдвиг ФВЧ обеспечивается на частоте ниже частоты среза, где сигнал еще не пропускается фильтром.

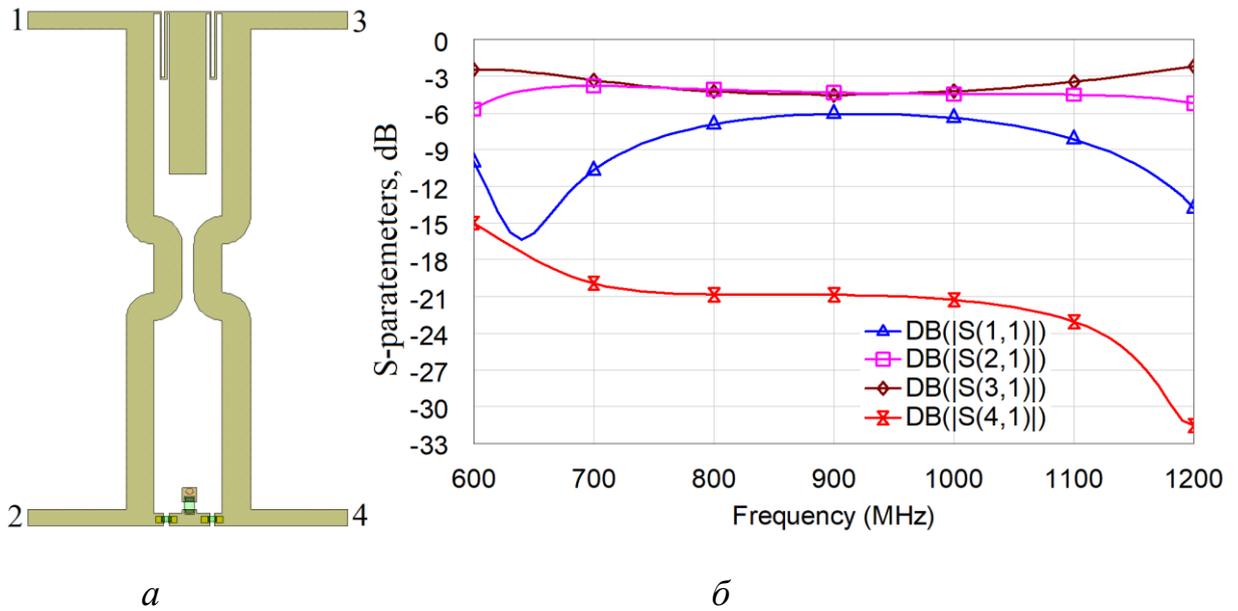


Рисунок 85 – Модель компактного ШКМ (а) и график его S -параметров от частоты (б)

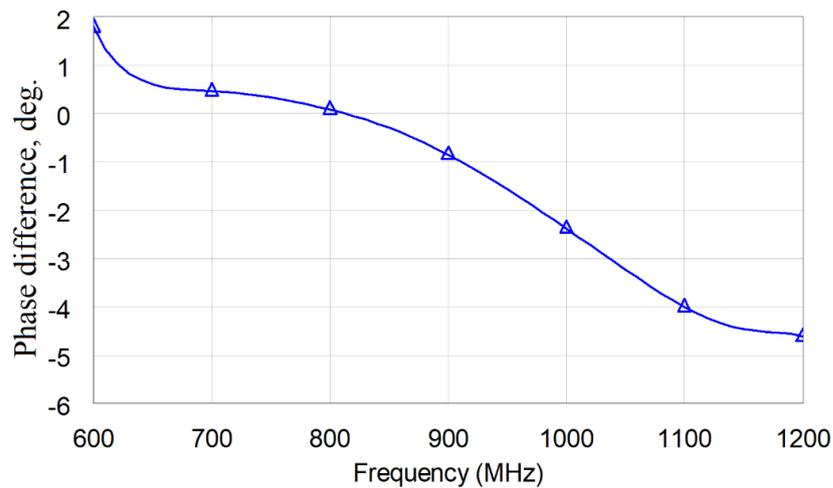


Рисунок 86 – График разности фаз выходных сигналов ШКМ

Для реализации возможности переключения между двумя типами направленности, были установлены $p-i-n$ -диоды, позволяющие по принципу работы фазовращателей коммутируемой линии подключать либо ФНЧ, либо ФВЧ. Топология такого ШКМ представлена на рисунке 87а. Графики частотных характеристик показаны на рисунке 87б, 88, где сплошными линиями показаны графики для сонаправленного типа направленности, а пунктирными для противонаправленного.

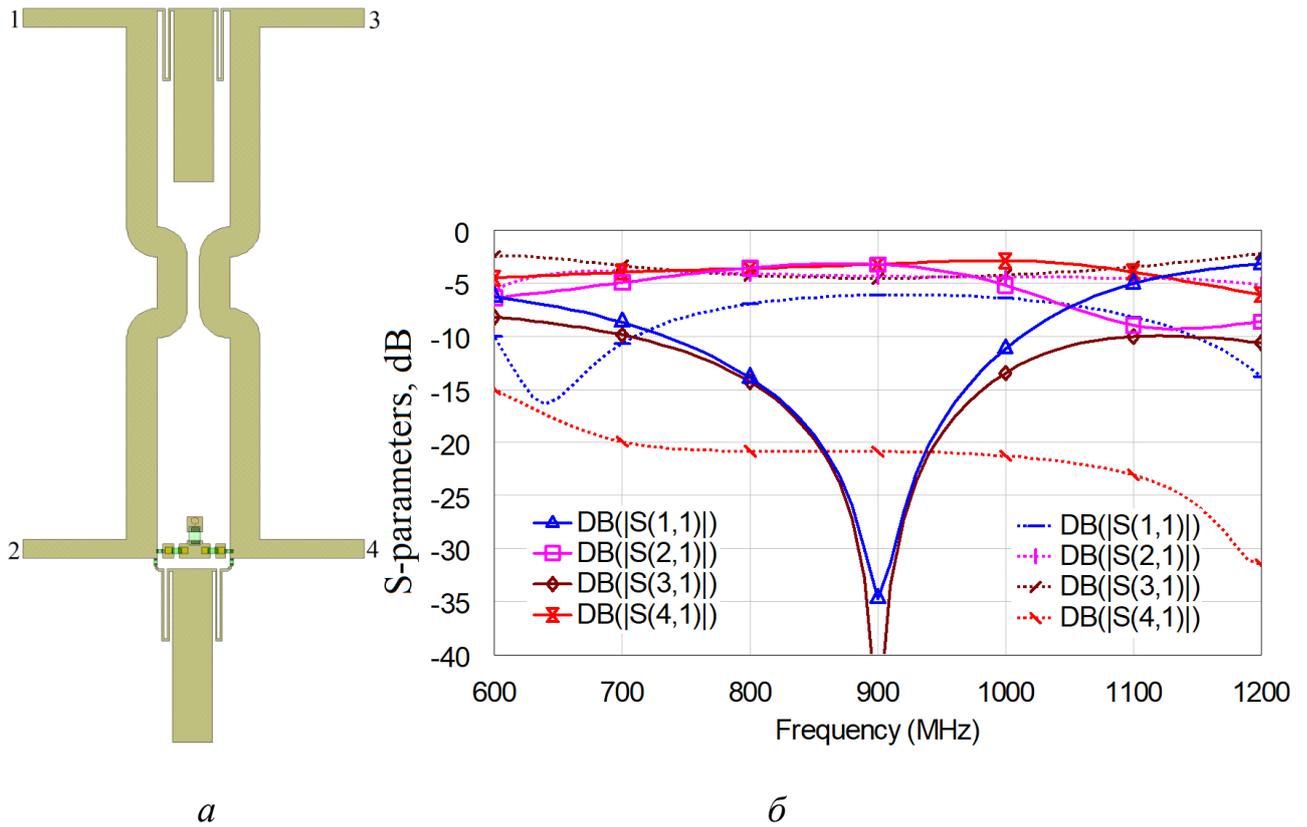


Рисунок 87 – Модель коммутируемого компактного ШКМ (а) и график его S-параметров от частоты (б)

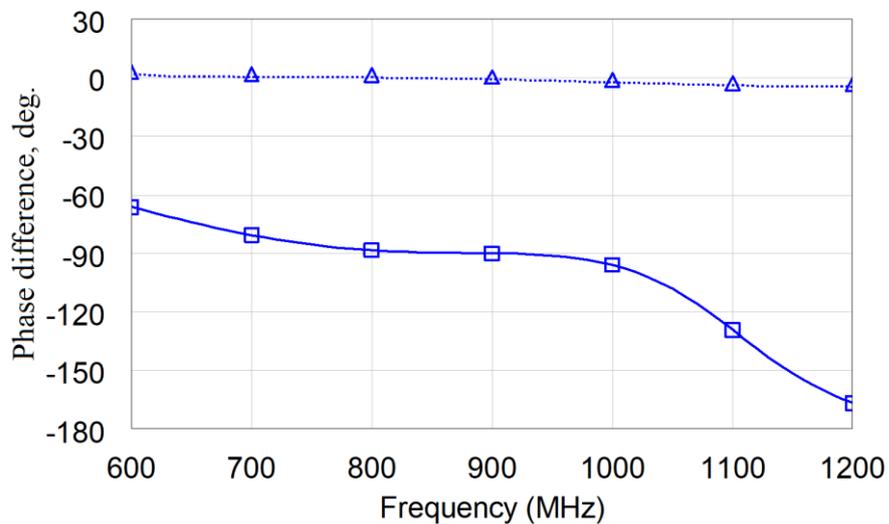


Рисунок 88 – График разности фаз выходных сигналов ШКМ (сплошными линиями $\Delta\varphi_{43} = \arg(S_{41}/S_{31})$, а пунктирными $\Delta\varphi_{32} = \arg(S_{31}/S_{21})$)

За счет подключения одного из фильтров достигается либо сонаправленный, либо противонаправленный тип направленности моста (рисунки 87б, 88). Площадь, занимаемая этим ШКМ, составляет $71,2 \times 12,8 =$

911,36 мм². Предлагаемая конструкция моста может заменять два ШКМ с разными типами направленности, подключаемых через переключатель.

Полоса рабочих частот моста с сонаправленным типом направленности, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, равна 90,9 МГц (10,1%), а разность фаз выходных сигналов на центральной частоте 0,9 ГГц равна 90°. При замене ФНЧ на ФВЧ получаем мост с противонаправленным типом направленности. Полоса рабочих частот моста с противонаправленным типом направленности, оцениваемая по уровню развязки 20 дБ, равна 400 МГц (44,4%), а разность фаз выходных сигналов на центральной частоте 0,9 ГГц равна -1°. Однако при этом уменьшается уровень мощности на выходе моста из-за его рассогласования.

При изготовлении прототипа следует обратить внимание, что возможное расхождение в результатах моделирования и данных натурального эксперимента будет связано с тем, что в составе прототипа могут быть установлены сосредоточенные элементы (используемые для реализации фильтра верхних частот), у которых номиналы индуктивностей и емкостей будут отличаться от номиналов сосредоточенных *LC*-элементов, применяемых в программе при проектировании устройства.

Для повышения точности получаемых частотных характеристик ШКМ с переключаемыми типами направленности возможно использовать высокоточные (прецизионные) элементы. Однако использование таких элементов приведет к увеличению стоимости разрабатываемого устройства.

3.4. Мост с различающимися сопротивлениями входа и выхода

Нередкой является необходимость суммирования в общей нагрузке мощности от двух источников, работающих на одной и той же частоте. ШКМ позволяет выполнять суммирование мощности с устранением взаимного влияния между источниками. На рисунке 89 представлена схема сложения, реализованная на ШКМ. Принцип работы такой схемы заключается в том, что сигналы (например, с рабочей частотой 1 ГГц), поступающие на входы под номерами 1 и 2 (рисунок 89), должны обладать одинаковыми амплитудами и быть сдвинуты по фазе на 90° . Это позволит передать всю энергию на выход моста под номером 3, при этом на выходе под номером 4 мощность будет отсутствовать. Изменения амплитуды или фазы входных сигналов будет приводить к частичному поступлению энергии в поглощающую нагрузку.

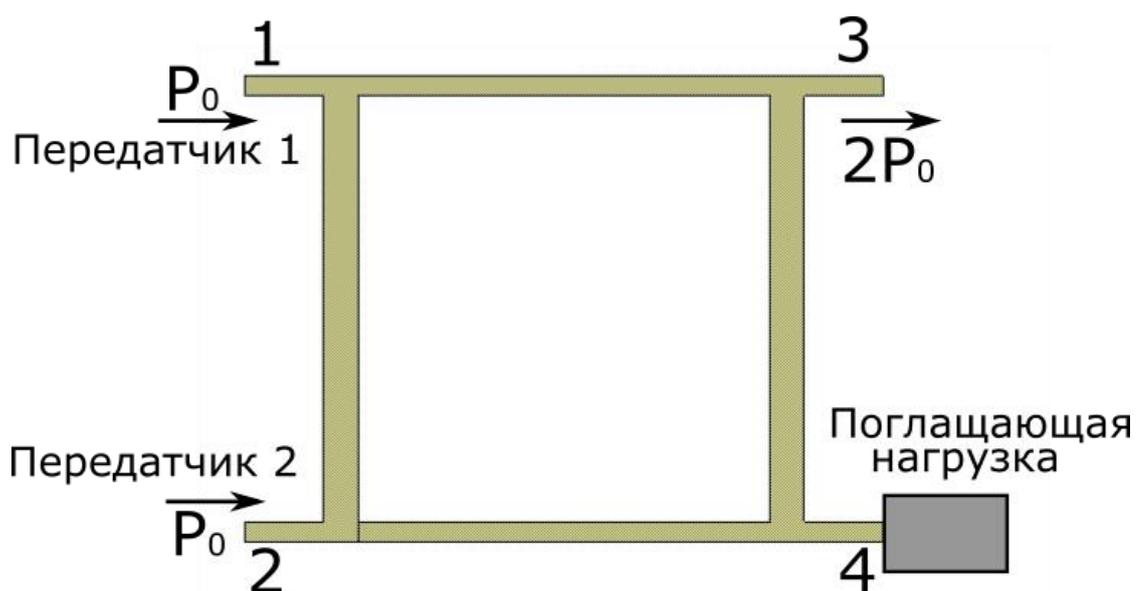


Рисунок 89 – Схема сумматора мощности на основе ШКМ

Сегодня на рынке можно встретить разнообразное контрольно-измерительное оборудование, позволяющее выполнять широкий спектр измерений с высокой точностью. Векторные анализаторы цепей выпускаются с двумя видами измерительных трактов 50 и 75 Ом. Сопротивление тракта — это важный параметр с точки зрения согласования, т.к. при подключении двух

трактов с различными сопротивлениями появляется отражённая волна в месте их соединения.

Подводящие линии мостов могут подключаться к устройствам, входное сопротивление которых отличается от 50 Ом. В связи с этим может быть полезна разработка схемно-топологической реализации, содержащей порты с различающимися сопротивлениями. Это позволит использовать такой ШКМ в составе радиоэлектронных систем без дополнительных согласующих устройств.

Самыми распространёнными серийно выпускаемыми кабелями являются кабели с волновыми сопротивлениями 75 Ом и 50 Ом. Кабель 50 Ом используется в разных областях радиоэлектроники, т.к. позволяет передавать сигналы с высоким уровнем мощности. В телевидении широко используются кабели 75 Ом, что связано с его малыми погонными потерями и невысокой стоимостью.

Существует проблема, заключающаяся в том, что при наличии измерительного оборудования с измерительными трактами 50 Ом подключение 75 Ом кабелей без согласующих устройств невозможно (при условии недопустимости потери мощности при рассогласовании) и, наоборот, при наличии измерительного оборудования с измерительными трактами 75 Ом подключение 50 Ом кабелей без согласующих устройств невозможно. Поэтому разработка ШКМ с разными волновыми сопротивлениями подводящих линий является актуальной задачей, поскольку это позволит суммировать мощности от двух источников с коаксиальными кабелями 75 Ом либо 50 Ом, а также подключать к измерительному оборудованию (например, векторному анализатору цепей), у которого измерительные тракты имеют сопротивления 50 Ом либо 75 Ом.

Согласно [1] мост является симметричным устройством и имеет две плоскости симметрии (вертикальную и горизонтальную), что используется для его анализа методом синфазного и противофазного возбуждения. Наличие двух плоскостей симметрии у ШКМ может быть использовано для расчета его конструкции с разными волновыми сопротивлениями подводящих линий. В этом

случае удастся разделить конструкцию устройства на несколько частей, каждая из которых может быть объединена с такими же частями других мостов.

На рисунке 90 показана схема компактного ШКМ, у которого два порта имеют значения волновых сопротивлений по 50 Ом (1 и 2 порты), а другие два – по 75 Ом (3 и 4 порты). В нашем случае конструкция устройства получена за счет объединения половин от двух мостов с 50-омными подводными линиями и 75-омными подводными линиями. Значения всех волновых сопротивлений получены с помощью формул (15)–(17) и приведены в таблице 11. Стоит отметить, что при таком объединении двух схем происходит рассогласование в местах подключения отрезков с разными волновыми сопротивлениями 50 и 75 Ом. Вместо этих отрезков можно использовать, например, оптимальный Чебышевский фильтр с сопротивлениями входов и выходов 50 и 75 Ом соответственно [46, 106–107].

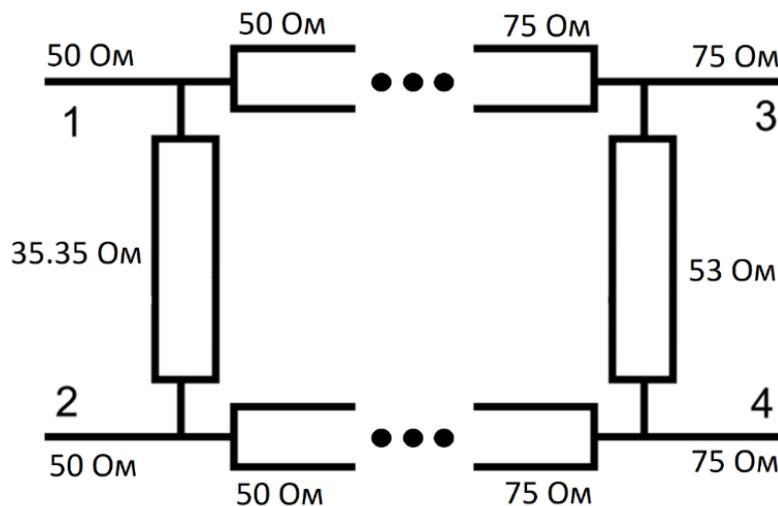


Рисунок 90 – Схема ШКМ с разными значениями волновых сопротивлений подводных линий

Таблица 11 – Волновые сопротивления ШКМ при разных значениях волновых сопротивлений подводных линий

Входное сопротивление, ρ_0 Ом	Z_1 , Ом	Z_2 , Ом
50	50	35,35
75	75	53

Спроектированный в AWR Design Environment микрополосковый ШКМ (настроенный на центральную частоту 1 ГГц) с разными волновыми сопротивлениями подводящих линий, показан на рисунке 91. В качестве подложки используется FR4 ($\epsilon = 4,4$, $\text{tg}\delta = 0,02$) толщиной $h = 1$ мм. Частотные характеристики устройства представлены на рисунке 92.

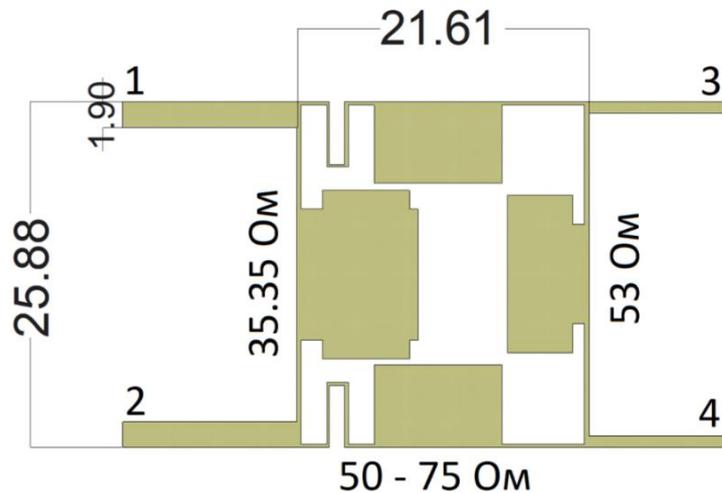


Рисунок 91 – Топология моста с волновыми сопротивлениями входов/выходов 50 и 75 Ом

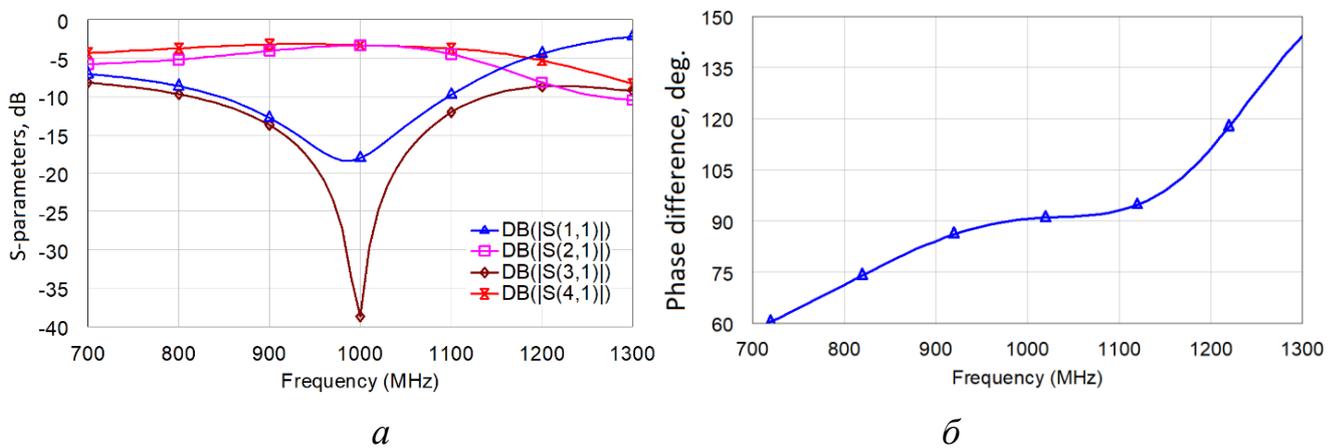


Рисунок 92 – Графики частотных зависимостей: S -параметров (*a*), разности фаз выходных сигналов (*б*) моста, полученные в AWR Design Environment

Предлагаемое конструктивное решение позволило получить оригинальную конструкцию компактного ШКМ с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий. Площадь устройства составляет $25,88 \times 21,61 = 559,27$ мм², что на 70% меньше, чем площадь традиционной конструкции. Относительная

рабочая полоса частот по уровню 20 дБ коэффициента развязки достигает 8,3%. Разность фаз выходных сигналов моста на центральной частоте составляет 90,5°. Коэффициенты передачи имеют значения $-3,3 \pm 0,15$ дБ на центральной частоте 1 ГГц.

Аналогичным образом был спроектирован компактный ШКМ, у которого два порта имеют значения волновых сопротивлений по 50 Ом (1 и 2 порты), а другие два – по 25 Ом (3 и 4 порты). Топология моста, настроенного на центральную частоту 1 ГГц, полученная в AWR Design Environment, показана на рисунке 93. Частотные характеристики устройства представлены на рисунке 94.

Применение ШКМ с разными сопротивлениями подводящих линий позволяет упростить задачу согласования ШКМ с транзисторным услителем в схемах усилительных каскадов т.к. уменьшается разница между согласуемыми сопротивлениями. Полностью решить задачу согласования не удастся, т.к. входное сопротивление усилителей составляет единицы Ом, а в отрезках МПЛ при таких волновых сопротивлениях присутствуют волны более высоких порядков, которые забирают на себя часть полезной мощности и приводят к искажению сигнала. С помощью встроенного инструмента TXLine в программе Cadence AWR Design Environment определили, что для подложки FR4 ($\epsilon = 4.4$, $\text{tg}\delta = 0.02$, $h = 1$ мм) и центральной частоты 1 ГГц минимально возможная величина волнового сопротивления, которую можно реализовать составляет 10 Ом ($w = 15,6$ мм).

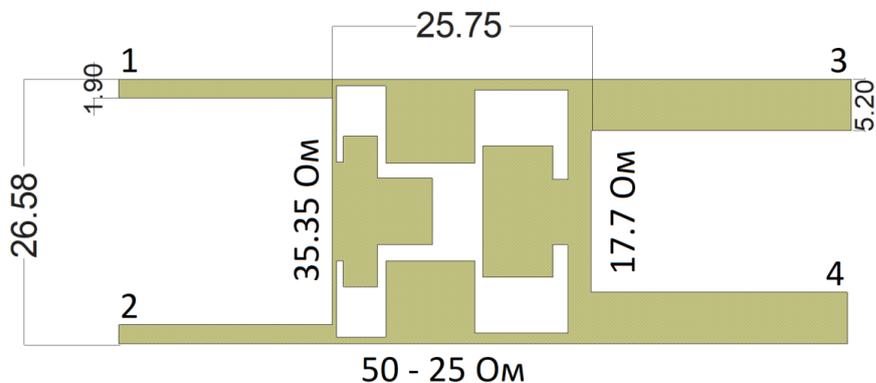


Рисунок 93 — Топология моста с волновыми сопротивлениями входов/выходов 50 и 25 Ом

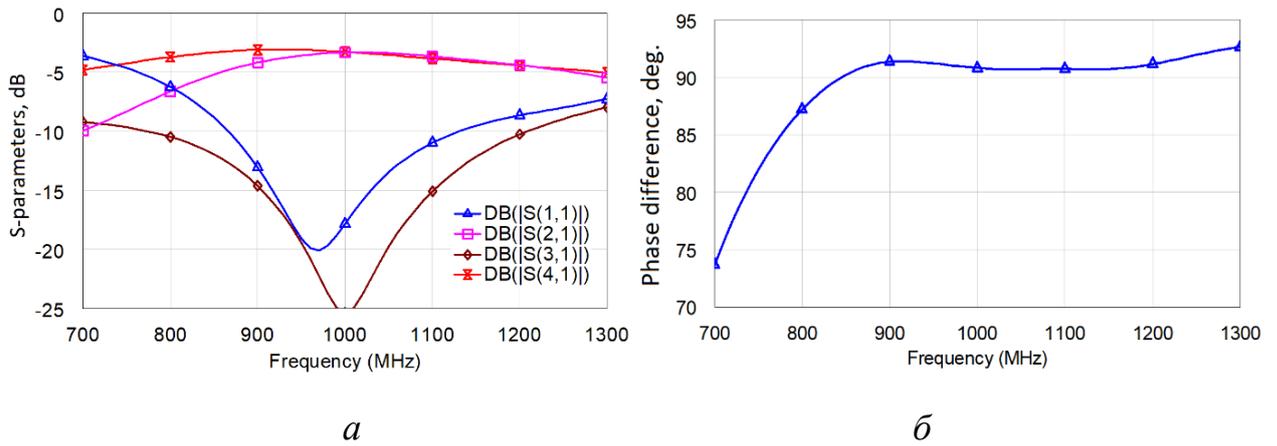


Рисунок 94 — Графики частотных зависимостей: S -параметров (а), разности фаз выходных сигналов (б) моста, полученные в AWR Design Environment

Площадь устройства составляет $26,58 \times 25,75 = 684,435 \text{ мм}^2$, что на 72,9% меньше, чем площадь традиционной конструкции. Относительная полоса рабочих частот по уровню 20 дБ коэффициента развязки достигает 9,45%. Разность фаз выходных сигналов моста на центральной частоте составляет $90,8^\circ$. Коэффициенты передачи имеют значения $-3,3 \pm 0,25$ дБ на центральной частоте 1 ГГц.

За счет использования двух плоскостей симметрии можно проектировать ШКМ, у которых изменено волновое сопротивление лишь у одной подводящей линии. На рисунке 95 показана схема такого моста, у которого три порта имеют значения волновых сопротивлений по 50 Ом (1, 2 и 4 порты), а оставшийся – 75 Ом (3 порт). Вместо отрезков с разными волновыми сопротивлениями 50 и 75 Ом и 53 и 75 Ом устанавливаются фильтры с такими же сопротивлениями входов и выходов.

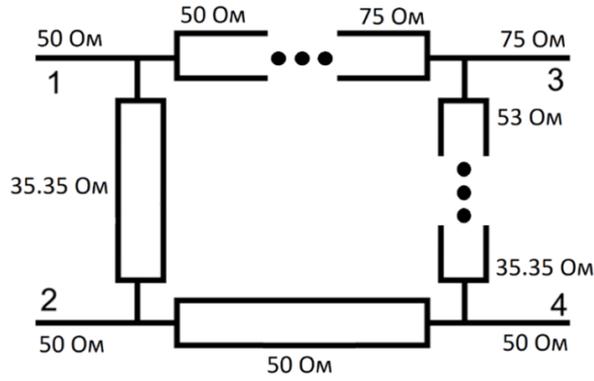


Рисунок 95 –Схема ШКМ с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий

Топология компактного моста, настроенного на центральную частоту 1 ГГц, полученная в AWR Design Environment, показана на рисунке 96. Частотные характеристики устройства представлены на рисунке 97.

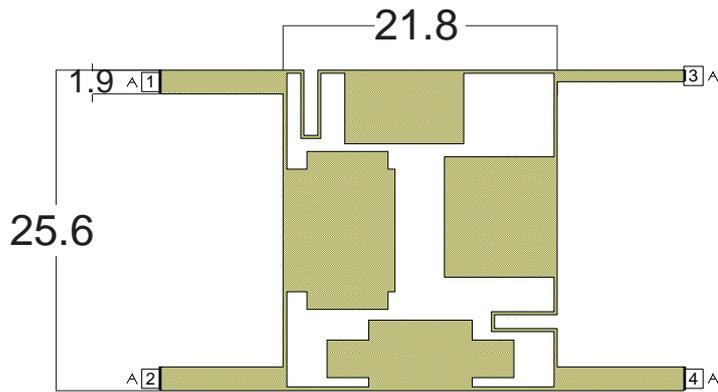


Рисунок 96 — Топология моста с волновыми сопротивлениями входов/выходов 50 и 75 Ом

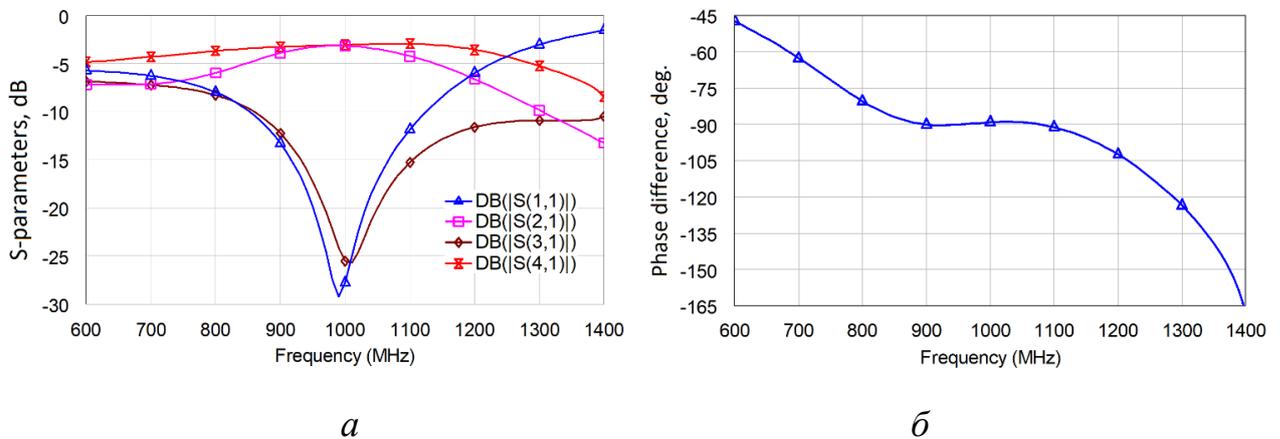


Рисунок 97 — Графики частотных зависимостей: S -параметров (а), разности фаз выходных сигналов (б) моста, полученные в AWR Design Environment

При такой реализации ШКМ можно подавать сигналы на его входы под номерами 3 и 4, от двух источников с разными волновыми сопротивлениями. Площадь устройства составляет $25,6 \times 21,8 = 558,1 \text{ мм}^2$, что на 70% меньше, чем площадь традиционной конструкции. Относительная полоса рабочих частот по уровню 20 дБ коэффициента развязки достигает 8,3%. Разность фаз выходных сигналов ШКМ на центральной частоте составляет 90° . Коэффициенты передачи имеют значения $-3,2 \pm 0,05$ дБ на центральной частоте 1 ГГц.

3.5. Выводы по третьей главе

Физическая реализация компактного моста обладает особенностями, которые необходимо учитывать при проектировании таких устройств. Так, для достижения наибольшей степени миниатюризации ШКМ необходимо использовать линии передачи с более высоким значением волнового сопротивления и уменьшать зазоры между элементами звеньев. Однако с повышением степени миниатюризации происходит сокращение полосы рабочих частот, и получаемые характеристики все больше отличаются от характеристик традиционной конструкции.

На основе предложенной методики разработаны компактные шлейфные квадратурные мосты, у которых были определены предельные степени миниатюризации. Так, у двухшлейфного моста с центральной частотой 0,5 ГГц, выполненного на диэлектрической подложке ФАФ4Д с толщиной 1 мм, предельная степень миниатюризации достигает 92,2%. Предельная степень миниатюризации ШКМ зависит от параметров подложки и рабочей частоты устройства. Чем ниже диэлектрическая проницаемость материала и меньше толщина подложки, тем выше степень миниатюризации устройства. При уменьшении рабочей частоты устройства также увеличивается степень миниатюризации ШКМ.

Предложен оригинальный схемно-конструктивный подход в реализации компактного ШКМ, который основан на замене только одной пары четвертьволновых отрезков на Т-звенья, что является компромиссным решением между уменьшением габаритных размеров и ухудшением частотных характеристик устройства.

Получена конструкция ШКМ с переключаемым типом направленности, которая получена за счет того, что вместо исключительно фильтров нижних частот в состав моста добавлен ФВЧ. Переключение между ФНЧ и добавленным ФВЧ осуществляется за счет использования p - i - n -диодов, позволяющих подключать или отключать необходимый фильтр по принципу работы

фазовращателей коммутируемой линии. Подключение отрезков и фильтров с одинаковой электрической длиной $\theta = 90^\circ$ обеспечивает сонаправленный тип направленности моста. Переключение ФНЧ на ФВЧ, приводит к появлению отрезка с электрической длиной $\theta = 270^\circ$, что позволяет изменить тип направленности с сонаправленного на противонаправленный. Такая конструкция ШКМ может использоваться, например, в системах, требующих изменения направления передачи мощности между каналами.

Представлены и рассмотрены топологии ШКМ с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий: 50 и 75 Ом, 50 и 25 Ом. Такие конструкции мостов получены за счет объединения двух половин от ШКМ. Первая половина берется от моста со значениями волнового сопротивления подводящих линий 50 Ом, а вторая половина – от моста со значениями волнового сопротивления подводящих линий 75 Ом. Конструкция ШКМ со значениями волновых сопротивлений подводящих линий 50 и 25 Ом получена аналогичным образом. Миниатюризация выполнялась за счет замены отрезков с разными значениями волновых сопротивлений на ФНЧ с разными сопротивлениями входа и выхода, а оставшиеся отрезки – на ФНЧ с одинаковыми сопротивлениями. Такие конструкции выгодно использовать для установки между двух СВЧ трактов с разными сопротивлениями, поскольку в этом случае отсутствует необходимость в согласующих цепях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Выполнен анализ существующих конструкций компактных мостов и методик их проектирования, подтверждающий актуальность работы. Конструкции устройств получены в основном заменой двух пар четвертьволновых отрезков на фильтры нижних частот, реализованные на комбинации сосредоточенных и/или распределенных элементов в виде Т- и/или П-образных звеньев.

2. Разработана методика проектирования компактных шлейфных квадратурных мостов с применением комбинации сосредоточенных и/или распределенных элементов в виде Т-образных звеньев. Предложенный подход позволяет выполнять проектирование топологии миниатюрных (в разы занимающих меньшие площади) ШКМ по заданным техническим характеристикам с использованием доступных диэлектрических подложек. Описанную методику можно использовать для миниатюризации не только ШКМ, но и для любых устройств, включающих в себя участки МПЛ, обеспечивающих нужный для функционирования устройства фазовый сдвиг.

3. Получены выражения для расчета погонных емкостей и индуктивностей, используемых в эквивалентной схеме разрабатываемых устройств. Данные выражения учитывают сохранение электрической длины применяемой структуры при сокращении её физической длины с сохранением необходимого входного сопротивления.

4. Предложен и исследован схемно-конструктивный способ реализации компактного квадратурного моста за счет замены только одной пары четвертьволновых отрезков на Т-образные звенья. Получена топология планарного ШКМ с площадью, на 78,6% меньшей по сравнению с площадью традиционной конструкции, при этом удалось получить частотные характеристики с наименьшим ухудшением по сравнению с известными конструкциями. Такой вариант реализации компактных ШКМ обладает

компромиссным решением между габаритами устройства и шириной его полосы рабочих частот.

5. Впервые исследованы допустимые пределы миниатюризации ШКМ. Показано, что Т-образные звенья с индуктивными элементами в виде высокоомных отрезков и емкостными элементами в виде низкоомных отрезков позволяют уменьшить площади микрополосковых устройств на ~80–90% с уменьшением полосы развязки и согласования не более, чем на ~30–40%. Показано, что наибольшую степень миниатюризации удастся достичь при использовании тонких подложек с небольшой диэлектрической проницаемостью.

6. Разработана конструкция двухшлейфного моста с возможностью переключения типа направленности с сонаправленного на противонаправленный, и наоборот. Этого удалось добиться за счет того, что вместо исключительно ФНЧ в состав моста добавлен ФВЧ.

7. Разработаны топологии компактных ШКМ с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий (50 и 75 Ом, 50 и 25 Ом). Такие конструкции мостов получены за счет объединения двух половин от мостов с одинаковыми значениями волновых сопротивлений подводящих линий и применение ФНЧ с разными сопротивлениями входа и выхода. Такой вариант реализации компактного ШКМ упрощает процесс его согласования с последующим трактом.

8. Изложенные в работе подходы миниатюризации применимы и в более высокочастотных диапазонах с учетом технологических возможностей изготовления устройств.

9. Полученные результаты способствуют развитию теории и техники проектирования компактных мостовых устройств УВЧ диапазона.

Рекомендации по итогам диссертационного исследования. Описанную методику уменьшения габаритных размеров ШКМ, основанную на замене четвертьволновых отрезков микрополосковой линии передачи фильтрами нижних или верхних частот, реализованных по Т- и/или П-образным схемам, можно применять для расчета любых других устройств, имеющих в своем составе резонансные отрезки линии передачи, например, фазовращатель, мост Уилкинсона и кольцевой мост. В случае если требуется получить компактный ШКМ с возможностью небольшого ухудшения частотных характеристик по сравнению с традиционной конструкцией, то следует использовать предложенное схемно-конструктивное решение, в котором выполняется замена только одной пары четвертьволновых отрезков на фильтры нижних частот. Описанный подход в реализации компактных мостов с применением фильтров нижних частот с разными сопротивлениями входа и выхода, позволяют спроектировать ШКМ с произвольными значениями волновых сопротивлений подводящих линий, что позволит суммировать мощности от двух источников с коаксиальными кабелями 75 Ом либо 50 Ом.

Перспективы развития темы исследования. В качестве дальнейших направлений исследования автор рассматривает: создание программного продукта, позволяющего по заданным исходным данным (параметры подложки, центральная частота, волновые сопротивления отрезков и др.) синтезировать топологии компактных ШКМ для дальнейшего электродинамического анализа; проведение исследований миниатюрных мостов на предмет улучшения их характеристик, например, расширение полосы частот за счет поиска схемно-конструктивных решений, позволяющих это сделать; улучшение технологичности топологий компактных мостов, например, за счет замены высокоомных отрезков на навесные элементы; расширение функциональных возможностей ШКМ с уменьшенными габаритными размерами – возможность плавного изменения рабочей частоты в широких пределах, управление величиной ответвляемой мощности и разностью фаз сигналов в выходных каналах и др.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.

КСВ – коэффициент стоячей волны.

МПЛ – микрополосковая линия передачи.

ППФ – полосно-пропускающий фильтр.

СВЧ – сверхвысокие частоты.

УВЧ – ультравысокие частоты.

ФВЧ – фильтр верхних частот.

ФНЧ – фильтр нижних частот.

ФЧХ – фазо-частотная характеристика.

ШКМ – шлейфный квадратурный мост.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] **Сазонов, Д. М.** Устройства СВЧ / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. – М. : Высшая школа, 1981. – 295 с. – Текст : непосредственный.
- [2] **Малорацкий, Л. Г.** Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. – М. : Сов. радио, 1972. – 232 с. – Текст : непосредственный.
- [3] **Кац, Б. М.** Делители мощности СВЧ / Б. М. Кац, В. П. Мещанов, В. В. Карамзина. – ЦНИИ Электроника, 1988. – 36 с. – Текст : непосредственный.
- [4] **Гвоздев, В. И.** Объемные интегральные схемы СВЧ / В. И. Гвоздев, Е. И. Нефедов. – М. : Наука, 1985. – 256 с. – Текст : непосредственный.
- [5] **Фельдштейн, А. Л.** Справочник по элементам полосковой техники / А. Л. Фельдштейн. – М. : Связь, 1979. – 336 с. – Текст : непосредственный.
- [6] **Зелях, Э. В.** Миниатюрные устройства УВЧ и ОВЧ диапазонов на отрезках линий / Э. В. Зелях, А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В.С. Брилон. – М. : Радио и связь, 1989. – 112 с. – Текст : непосредственный.
- [7] **Маттей, Д. Л.** Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М. : Связь, 1971. – 440 с. – Текст : непосредственный.
- [8] **Фуско, В.** СВЧ-цепи. Анализ и автоматическое проектирование / В. Фуско. – М. : Радио и связь, 1990. – 288 с. – Текст : непосредственный.
- [9] **Альтман, Дж. Л.** Устройства сверхвысоких частот / Дж. Л. Альтман. – М. : Мир, 1968. – 487 с. – Текст : непосредственный.

- [10] **Модель, З. И.** Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / З. И. Модель. – М. : Сов. радио, 1980. – 296 с. – Текст : непосредственный.
- [11] **Кузовкин, И. Н.** Миниатюрные СВЧ устройства деления-суммирования мощности (Обзор) / И. Н. Кузовкин, А. С. Петров. – Текст : непосредственный // Успехи современной радиоэлектроники. – № 12. – 2004.– С. 12-46.
- [12] **Печурин, В. А.** Делители-сумматоры мощности СВЧ диапазона / В. А. Печурин, А. С. Петров. – Текст : непосредственный // Успехи современной радиоэлектроники. – № 2. – 2010.– С. 5-42.
- [13] **Бессонов, Л. А.** Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – М. : Высшая школа, 1996. – 638 с. – Текст : непосредственный.
- [14] **Лебедев, И. В.** Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. – М. : Высшая школа, 1970. – 439 с. – Текст : непосредственный.
- [15] **Харкевич, А. А.** Теоретические основы радиосвязи / А. А. Лебедев. – М. : ГИТТЛ, 1957. – 347 с. – Текст : непосредственный.
- [16] **Атабеков, Г. И.** Теоретические основы электротехники / Г. И. Атабеков, С. Д. Купалян, А. Б. Тимофеев, С.С. Хухриков. – М. : Энергия, 1979. – 432 с. – Текст : непосредственный.
- [17] **Зевеке, Г. В.** Основы теории цепей / Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. – М. : Энергия, 1975. – 752 с. – Текст : непосредственный.

- [18] **Ионкин, П. А.** Теоретические основы электротехники / П. А. Ионкин. – М. : Высшая школа, 1976. – 544 с. – Текст : непосредственный.
- [19] **Чавчанидзе, Г. Д.** Длинные линии. Основные положения и решения: учебное пособие / Г. Д. Чавчанидзе, А. А. Артемов. – М. : РУТ (МИИТ), 2019. – 66 с. – Текст : непосредственный.
- [20] **Jian-An Hou.** Design of Compact 90 and 180 Couplers With Harmonic Suppression Using Lumped-Element Bandstop Resonators / Hou Jian-An and Wang Yeong-Her. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58, No. 11. – Pp. 2932-2939. – DOI : 10.1109/TMTT.2010.2078950 (дата обращения: 10.05.2021).
- [21] **Mina Wahib.** A Miniaturized Lumped Element Directional Coupler with Parasitics Compensation / Wahib Mina and A. P. Freundorfer. – Текст : электронный // IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). – 2016. – DOI : 10.1109/ISCAS.2016.7539071 (дата обращения: 10.05.2021).
- [22] **Xiangguan Tan.** Design of a Simultaneous Frequency- and Power-Dividing Ratio-Reconfigurable Quadrature Coupler With Simple Tuning Approach / Tan Xiangguan, Sun Jiaying and Lin Feng. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2020. – Vol. 67, No. 12. – Pp. 5510-5519. – DOI : 10.1109/TCSI.2020.3010823 (дата обращения: 10.05.2021).
- [23] **Singh Abinash Kumar.** Design of a Simultaneous Frequency- and Power-Dividing Ratio-Reconfigurable Quadrature Coupler With Simple Tuning Approach / Abinash Kumar Singh, Joydeb Mandal and Mrinal Kanti Mandal. – Текст :

электронный // International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP). – 2015. – DOI : 10.1109/TCSI.2020.3010823 (дата обращения: 10.05.2021).

[24] **Kong Weidong.** Miniaturization Design of 3dB Directional Coupler Applied to Balanced Power Amplifier in WLAN System / Weidong Kong, Peng Li, Meng Chang and Guohui Yang. – Текст : электронный // IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT). – 2016. – DOI : 10.1109/ICEICT.2016.7879770 (дата обращения: 10.05.2021).

[25] **Tang Ching-Wen.** Miniaturization of Microstrip Branch-Line Coupler With Dual Transmission Lines / Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen and Chih-Hung Tsai. – Текст : электронный // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2008. – Vol. 18, No. 3. – Pp. 185-187. – DOI : 10.1109/LMWC.2008.916798 (дата обращения: 10.05.2021).

[26] **Wang Chao-Wei.** A New Planar Artificial Transmission Line and Its Applications to a Miniaturized Butler Matrix / Chao-Wei Wang, Tzyh-Ghuang Ma and Chang-Fa Yang. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2007. – Vol. 55, No. 12. – Pp. 2792-2801. – DOI : 10.1109/TMTT.2007.909474 (дата обращения: 10.05.2021).

[27] **Faraji Tayeb.** Design and Analyze of a Highly Compact Directional Coupler Based on Microwave Planar Circuit / Tayeb Faraji, Mehdi Nosrati, Alireza Hazeri and Sajad Boochani. – Текст : электронный // Asia Pacific Microwave Conference. – 2009. – DOI : 10.1109/APMC.2009.5385242 (дата обращения: 10.05.2021).

[28] **He-Xiu Xu.** Compact Design of Branch-line Coupler Based on CRLH TL Combined With Fractal Shaped Geometry / Xu He-Xiu, Wang Guang-Ming and Zhang Chen-Xin. – Текст : электронный // International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – 2010. – DOI : 10.1109/ICMMT.2010.5524760 (дата обращения: 10.05.2021).

[29] **Chang Wei-Lun.** Design of Compact Branch-Line Coupler with Coupled Resonators / Wei-Lun Chang, Ting-Yi Huang, Tze-Min Shen, Bo-Chun Chen and Ruey-Beei Wu. – Текст : электронный // Asia-Pacific Microwave Conference. – 2007. – DOI : 10.1109/APMC.2007.4555113 (дата обращения: 10.05.2021).

[30] **Tsai Kai-Yu.** A Miniaturized 3 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression / Kai-Yu Tsai, Hao-Shun Yang, Jau-Horng Chen and Yi-Jan Emery Chen. – Текст : электронный // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21, No. 10. – Pp. 537-539. – DOI : 10.1109/LMWC.2011.2164901 (дата обращения: 10.05.2021).

[31] **Tang Ching-Wen.** Realization of Ultra-Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers With High-Impedance Open Stubs / Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen and Janne-Wha Wu. – Текст : электронный // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium. – 2007. – DOI : 10.1109/MWSYM.2007.380223 (дата обращения: 10.05.2021).

[32] **Wu Chi-Hsing.** A Compact Branch-Line Coupler Using π -Equivalent Shunt-Stub Based Artificial Transmission Lines / Chi-Hsing Wu and Chao-Hsiung Tseng. – Текст :

электронный // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference. – 2010 (дата обращения: 10.05.2021).

[33] **Liao Shry-Sann.** A novel compact-size branch-line coupler / Shry-Sann Liao, Pou-Tou Sun, Nien-Chung Chin and Jen-Tee Peng. – Текст : электронный // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2005. – Vol. 15, No. 9. – Pp. 588-590. – DOI : 10.1109/LMWC.2005.855378 (дата обращения: 10.05.2021).

[34] **Chang Kook Hyun.** Design of Various Compact Branch-Line Couplers by Using Artificial Transmission Lines / Kook Hyun Chang, Kyung Min Nam and Jeong Phill Kim. – Текст : электронный // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2006. – DOI : 10.1109/MWSYM.2006.249713 (дата обращения: 10.05.2021).

[35] **Sun Kae-Oh.** A Compact Branch-Line Coupler Using Discontinuous Microstrip Lines / Kae-Oh Sun, Sung-Jin Ho, Chih-Chuan Yen and D. van der Weide. – Текст : электронный // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2005. – Vol. 15, No. 8. – Pp. 519-520. – DOI : 10.1109/LMWC.2005.852789 (дата обращения: 10.05.2021).

[36] **Liao S.-S.** Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers Using the Quasi-Lumped Elements Approach With Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Structure / S.-S. Liao and J.-T. Peng. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, No. 9. – Pp. 3508-3514. – DOI : 10.1109/TMTT.2006.880650 (дата обращения: 10.05.2021).

[37] **Wang Jianpeng.** Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler With High Performance / Jianpeng Wang, Bing-Zhong Wang, Yong-Xin Guo, L. C. Ong and Shaoqiu Xiao. – Текст : электронный // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, No. 7. – Pp. 501-503. – DOI : 10.1109/LMWC.2007.899307 (дата обращения: 10.05.2021).

[38] **Chang Wei-Shin.** A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microwave Circuit Design / Wei-Shin Chang and Chi-Yang Chang. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol. 60, No. 11. – Pp. 3376-3383. – DOI : 10.1109/TMTT.2012.2216282 (дата обращения: 10.05.2021).

[39] **Koziel Slawomir.** Low-Cost Optimization of Compact Branch-Line Couplers and Its Application to Miniaturized Butler Matrix Design / Slawomir Koziel and Piotr Kurgan. – Текст : электронный // 44th European Microwave Conference. – 2014. – DOI : 10.1109/EuMC.2014.6986411 (дата обращения: 10.05.2021).

[40] **Tang Ching-Wen.** Realization of Ultra-Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers With High-Impedance Open Stubs / Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen and Janne-Wha Wu. – Текст : электронный // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium. – 2007. – DOI : 10.1109/MWSYM.2007.380223 (дата обращения: 10.05.2021).

[41] **Tseng Chao-Hsiung.** A Rigorous Design Methodology for Compact Planar Branch-Line and Rat-Race Couplers With Asymmetrical T-Structures / Chao-Hsiung Tseng and Chih-Lin Chang. – Текст : электронный // IEEE Transactions on

Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol. 60, No. 7. – Pp. 2085-2092. – DOI : 10.1109/TMTT.2012.2195019 (дата обращения: 10.05.2021).

[42] **Kuo Tsung-Nan.** A Compact LTCC Branch-Line Coupler Using Modified-T Equivalent-Circuit Model for Transmission Line / Tsung-Nan Kuo, Yo-Shen Lin, Chi-Hsueh Wang and Chun Hsiung Chen. – Текст : электронный // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2006. – Vol. 16, No. 2. – Pp. 90-92. – DOI : 10.1109/LMWC.2005.863194 (дата обращения: 10.05.2021).

[43] **Brzezina Greg.** A Miniature Lumped Element LTCC Quadrature Hybrid Coupler for GPS Applications / Greg Brzezina and Langis Roy. – Текст : электронный // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2008. – DOI : 10.1109/APS.2008.4619925 (дата обращения: 10.05.2021).

[44] **Kapitanova Polina V.** Multilayer thick-film technology as applied to design of microwave devices / Polina V. Kapitanova, Alexander V. Simine, Dmitry V. Kholodnyak and Irina B. Vendik. – Текст : электронный // Journal of the European Ceramic Society. – 2006. – Vol. 27, No. 8. – Pp. 2941-2944. – DOI : 10.1016/j.jeurceramsoc.2006.11.019 (дата обращения: 10.05.2021).

[45] **Kapitanova Polina V.** Tunable microwave devices based on left/right-handed transmission line sections in multilayer implementation / Polina Kapitanova, Dmitry Kholodnyak¹, Stefan Humbla, Ruben Perrone, Jens Mueller, Matthias a. Hein and Irina Vendik. – Текст : электронный // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2009. – Vol. 1, No. 4. – Pp. 323-329. – DOI : 10.1017/S175907870999033X (дата обращения: 10.05.2021).

- [46] **Ханзел, Г. Е.** Справочник по расчету фильтров / Г. Е. Ханзел. – М. : Сов. Радио, 1974. – 288 с. – Текст : непосредственный.
- [47] **Hosseini F.** Novel Compact Branch-Line Coupler Using NonUniform Transmission line / F. Hosseini, Khalaj-Amir Hosseini M. and Yazdani M. – Текст : электронный // Asia Pacific Microwave Conference. – 2009. – DOI : 10.1109/APMC.2009.5384390 (дата обращения: 10.05.2021).
- [48] **Ghali Hani.** Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupled-Line Hybrids / Hani Ghali, and Tarek A. Moselhy. – Текст : электронный // Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52, No. 11. – Pp. 2513-2520. – DOI : 10.1109/TMTT.2004.837154 (дата обращения: 10.05.2021).
- [49] **Cadence. AWR Design Environment.** – Текст : электронный. – URL : <https://www.awr.com/ru> (дата обращения: 10.05.2021).
- [50] **Летавин, Д. А.** Миниатюризация квадратурных шлейфных направленных ответвителей / Д. А. Летавин. – Текст : непосредственный // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – № 2. – 2021.– С. 1-22.
- [51] **Летавин, Д. А.** Метод уменьшения размеров микрополосковых мостовых устройств / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Текст : непосредственный // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – № 5. – 2016.– С. 52-56.
- [52] **Летавин, Д. А.** Миниатюрные конструкции микрополосковых мостовых устройств / Д. А. Летавин. – Текст : непосредственный // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – Т. 18. – № 2. – 2016. – С. 913-913.

[53] Патент **RU177305U1** Компактный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 15.02.2018.

[54] Патент **RU196285U1** Малоразмерный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 21.02.2020.

[55] **Летавин Д. А.** Миниатюризация мостовых устройств на отрезках линий передачи с использованием микрополосковых фильтров / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Текст : электронный // 25-я Международная Крымская Конференция "СВЧ-техника и Телекоммуникационные Технологии" (КрыМиКо'2015). – 2015. – URL : <https://elibrary.ru/item.asp?id=35635436> (дата обращения: 10.05.2021).

[56] **Letavin D.A.** Realization of miniaturized branch-line coupler using lowpass microstrip filters / D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Y. E. Mitelman. – Текст : электронный // Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC). – 2015. – DOI : 10.1109/LAPC.2015.7366013 (дата обращения: 10.05.2021).

[57] **Letavin D.A.** A novel method of design of miniaturized microstrip microwave devices using filters / D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Y. E. Mitelman. – Текст : электронный // IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, (COMCAS). – 2015. – DOI : 10.1109/COMCAS.2015.7360482 (дата обращения: 10.05.2021).

[58] **Letavin D.A.** Investigation of the frequency influence on the miniaturization efficiency of microstrip devices using LPFs / D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Y. E. Mitelman. – Текст : электронный // 10th European Conference on Antennas and

Propagation (EuCAP). – 2016. – DOI : 10.1109/EuCAP.2016.7481614 (дата обращения: 10.05.2021).

[59] **Letavin D.A.** The branch-line couplers miniaturization method with microstrip filters / D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Y. E. Mitelman. – Текст : электронный // International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - Italy, (ACES). – 2017. – DOI : 10.23919/ROPACES.2017.7916035 (дата обращения: 10.05.2021).

[60] **Патент RU196375U1** Компактный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 26.02.2020.

[61] **Патент RU187315U1** Компактный квадратурный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Оpubл. 01.03.2019.

[62] **Патент RU187315U1** Компактный СВЧ мост. – / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Оpubл. 03.08.2018.

[63] **Патент RU196284U1** Синфазно-противофазный кольцевой мост. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 21.02.2020.

[64] **Патент RU189909U1** Миниатюрный трехшлейфный ответвитель. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 11.06.2019.

[65] **Патент RU187316U1** Компактный четырехшлейфный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Оpubл. 01.03.2019.

[66] **Патент RU182106U1** Компактный кольцевой мост. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 03.08.2018.

- [67] Патент **RU182122U1** Миниатюрный микрополосковый направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 03.08.2018.
- [68] Патент **RU190044U1** Компактный двойной кольцевой мост. – / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Оpubл. 17.06.2019.
- [69] Патент **RU190044U1** Компактный трехшлейфный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман. – Оpubл. 05.10.2018.
- [70] Патент **RU180138U1** Компактный трехшлейфный направленный ответвитель. – / Д. А. Летавин. – Оpubл. 05.06.2018.
- [71] **Малушков, Г. Д.** Антенны и устройства сверхвысоких частот / Г. Д. Малушков. – М. : МИРЭА, 1973. – 261 с. – Текст : непосредственный.
- [72] **Романенко, С. Н.** Расчет шлейфных направленных ответвителей на МПЛ с учетом дисперсии и потерь в линиях / С. Н. Романенко, В. А. Дмитренко. – Текст : непосредственный // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – № 2. – 2013.– С. 32-36.
- [73] **Vogel R.W.** Analysis and design of lumped-and lumped-distributed-element directional couplers for MIC and MMIC applications / R. W. Vogel. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, – Pp. 253-262. – DOI : 10.1109/22.120097 (дата обращения: 10.05.2021).
- [74] **Стеклотекстолит FR-4.** – Текст : электронный. – URL : <http://fr4.tabe.ru/fr4.html> (дата обращения: 10.05.2021).

- [75] **Алексеев, О. В.** Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: Учебное пособие / О. В. Алексеев. – М. : Радио и связь, 1987. – 392 с. – Текст : непосредственный.
- [76] **Garg Ramesh.** Microstrip Lines and Slotlines. / Ramesh Garg, Inder Bahl and Maurizio Bozzi. – Artech House, Inc., Dedham, Mass., 1996. – 535 p. – Текст : непосредственный.
- [77] **Анпилогов, В. Р.** Диссипативные потери в микрополосковых линиях и микрополосковых антеннах / В. Р. Анпилогов, И. В. Зимин, Ю. Н. Чекушкин. – Текст : непосредственный // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы: научно-технический журнал. – № 3. – 2018.– С. 60-69.
- [78] **Жадов, А. Д.** Анализ целостности сигнала в микрополосковой линии передачи с учетом скин-эффекта и сквозной нанопроводимости диэлектрика / А. Д. Жадов. – Текст : непосредственный // Новые информационные технологии в автоматизированных системах. – 2016.– С. 159-162.
- [79] **Rogers Corporation.** – Текст : электронный. – URL : <https://www.rogerscorp.com> (дата обращения: 10.05.2021).
- [80] **Богородицкий, Н. П.** Электротехнические материалы: Учебник для вузов / Н. П. Богородицкий, В. В. Пасынков, Б. М. Тареев. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. – 304 с. – Текст : непосредственный.
- [81] **Ansys.** 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design. – Текст : электронный. – URL : <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss> (дата обращения: 10.05.2021).

- [82] **Letavin D.A.** Two Methods for Miniaturization of Stub Quadrature Couplers / D. A. Letavin – Текст : электронный // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2018. – Vol. 63, No. 8. – Pp. 933-935. – DOI : 10.1134/S1064226918080107 (дата обращения: 10.05.2021).
- [83] **Летавин, Д. А.** Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста / Д. А. Летавин. – Текст : непосредственный // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2017.– С. 41-46.
- [84] **Летавин, Д. А.** Способ уменьшения размеров микрополоскового двухшлейфного моста / Д. А. Летавин. – Текст : непосредственный // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – № 10. – 2017.
- [85] **Летавин, Д. А.** Разработка микрополоскового направленного ответвителя уменьшенных размеров / Д. А. Летавин. – Текст : непосредственный // Вестник СибГУТИ. – № 2. – 2018.– С. 32-38.
- [86] **Летавин, Д. А.** Разработка микрополоскового двухшлейфного моста с высокой степенью миниатюризации / Д. А. Летавин. – Текст : непосредственный // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – № 3. – 2018.
- [87] **Letavin D.A.** Miniature microstrip branch line coupler with folded artificial transmission lines / D. A. Letavin. – Текст : электронный // AEU - International Journal of Electronics and Communications. – 2019. – Vol. 99. – Pp. 8-13. – DOI : 10.1016/j.aeu.2018.11.016 (дата обращения: 10.05.2021).
- [88] **Letavin D.A.** Advantages and Disadvantages of the Miniaturization Method Based on the Use of a Lowpass Filter / D. A. Letavin, E. E. Malov. – Текст : электронный //

Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC). – 2016. – DOI : 10.1109/LAPC.2016.7807560 (дата обращения: 10.05.2021).

[89] **Letavin D.A.** The substrate factor in the miniaturization efficiency of the microstrip branch-line couplers / D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Y. E. Mitelman. – Текст : электронный // 24th Telecommunications Forum, (TELFOR). – 2016. – DOI : 10.1109/TELFOR.2016.7818850 (дата обращения: 10.05.2021).

[90] **Letavin D.A.** Research on low-pass filter use as a miniaturization tool / D. A. Letavin. – Текст : электронный // International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, (APEDE). – 2016. – DOI : 10.1109/APEDE.2016.7878898 (дата обращения: 10.05.2021).

[91] **Letavin D.A.** Compact microstrip three-loop coupler / D. A. Letavin. – Текст : электронный // International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - Italy, (ACES). – 2017. – DOI : 10.23919/ROPACES.2017.7916036 (дата обращения: 10.05.2021).

[92] **Letavin D.A.** Compact microstrip branch-line coupler with unequal power division / D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Y. E. Mitelman. – Текст : электронный // European Conference on Antennas and Propagation, (EUCAP). – 2017. – DOI : 10.23919/EuCAP.2017.7928144 (дата обращения: 10.05.2021).

[93] **Letavin D.A.** Study of the influence of dielectric permittivity on effectiveness of branch-line coupler miniaturization / D. A. Letavin, N. S. Knyazev. – Текст : электронный // IEEE International Conference on Microwaves, Antennas,

Communications and Electronic Systems (COMCAS). – 2017. – DOI : 10.1109/COMCAS.2017.8244721 (дата обращения: 10.05.2021).

[94] **Letavin D.A.** Study of substrate thickness influence on effectiveness of miniaturization, based on implementation of artificial transmission lines / D. A. Letavin. – Текст : электронный // 25th Telecommunication Forum (TELFOR). – 2017. – DOI : 10.1109/TELFOR.2017.8249379 (дата обращения: 10.05.2021).

[95] **Letavin D.A.** Miniaturization of a Branch-Line Coupler Using Microstrip Cells / D. A. Letavin, S. N. Shabunin. – Текст : электронный // 14th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, (APEIE). – 2018. – DOI : 10.1109/APEIE.2018.8545811 (дата обращения: 10.05.2021).

[96] **Letavin D.A.** The universal structure of a segment of the microstrip transmission line as a basic element of compact microwave devices / D. A. Letavin, S. N. Shabunin. – Текст : электронный // 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 2018. – DOI : 10.1049/cp.2018.1244 (дата обращения: 10.05.2021).

[97] **Rohde & Schwarz.** – Текст : электронный. – URL : <https://www.rohde-schwarz.com> (дата обращения: 10.05.2021).

[98] **ГОСТ Р 53429-2009.** Платы печатные. Основные параметры конструкции = Printed circuit boards. Basic parameters of structure : НАЦИОНАЛЬНЫЙ СТАНДАРТ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ : издание официальное : утвержден и введен в действие Приказом Федерального агентства по техническому

регулированию и метрологии от 27 ноября 2009 г. N 519-ст : дата введения 01.07.2010 г. – Текст : непосредственный.

[99] **Levy R.** Synthesis of Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers / R. Levy, L. F. Bind – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1968. – Vol. 26, No. 2. – Pp. 80-89. – DOI : 10.1109/TMTT.1968.1126612 (дата обращения: 10.05.2021).

[100] **Riblet G.F.** A Directional Coupler with Very Flat Coupling / G. F. Riblet – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1978. – Vol. 26, No. 2. – Pp. 70-74. – DOI : 10.1109/TMTT.1978.1129315 (дата обращения: 10.05.2021).

[101] **Печурин, В. А.** Кольцевые делители-сумматоры мощности СВЧ диапазона с расширенной полосой рабочих частот : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / В. А. Печурин. – Москва, 2010. – 146 с. – Текст : непосредственный.

[102] **Петров, А. С.** Расширение полосы частот кольцевых делителей–сумматоров мощности при помощи согласующих цепей / А. С. Петров, В. А. Печурин. – Текст : непосредственный // Радиотехника и электроника. – № 53. – 2010.– С. 312-323.

[103] **Ghatak R.** Realization of miniaturized quadrature hybrid coupler with reduced length branch arms using recursively loaded stubs / R. Ghatak, M. Pal, B. Sarkar. – Текст : электронный // Progress in Electromagnetics Research Letters. – 2013. – Vol. 43, No. --. – Pp. 45-54. – DOI : 10.1109/TMTT.2008.2007323 (дата обращения: 10.05.2021).

- [104] **Jung Sung-Chan.** A Design Methodology for Miniaturized 3-dB Branch-Line Hybrid Couplers Using Distributed Capacitors Printed in the Inner Area / Sung-Chan Jung, Renato Negra and Fadhel M. Ghannouchi. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Vol. 56, No. 12. – Pp. 2950-2953. – DOI : 10.1109/TMTT.2008.2007323 (дата обращения: 10.05.2021).
- [105] **Tseng Chao-Hsiung.** Synthesizing Microstrip Branch-Line Couplers With Predetermined Compact Size and Bandwidth / Chao-Hsiung Tseng, Chih-Lin Chang. – Текст : электронный // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2007. – Vol. 55, No. 9. – Pp. 1926-1934. – DOI : 10.1109/TMTT.2007.904331 (дата обращения: 10.05.2021).
- [106] **Щепёткин, Ф. В.** Оптимальные чебышевские прототипы для проектирования согласующих цепей / Ф. В. Щепёткин. – Калининград : БГАРФ, 1998. – Текст : непосредственный.
- [107] **Matthaei G. I.** Synthesis of Tchebyscheff Impedance-Matching Net-works, Filters and Interstages / G. I. Matthaei. – Текст : электронный // IRE Transactions on Information Theory. – 1956. – Pp. 162-172. – DOI : 10.1109/TCT.1956.1086315 (дата обращения: 10.05.2021).