

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.372.852

СИНТЕЗ ТРЕХКАНАЛЬНОГО ВОЛНОВОДНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСОРА С МОДИФИЦИРОВАННОЙ СТРУКТУРОЙ

© 2019 г. А. В. Воробьев^{1,2, *}, Б. М. Кац², В. В. Комаров^{1,2}, В. П. Мещанов²

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
Российская Федерация, 410054 Саратов, ул. Политехническая, 77

²Научно-производственное предприятие «НИКА-СВЧ»,
Российская Федерация, 410002 Саратов, ул. Московская, 66

*E-mail: alexvorxx@mail.ru

Поступила в редакцию 28.12.2017 г.

После доработки 07.11.2018 г.

Принята к публикации 14.11.2018 г.

Рассмотрен метод синтеза волноводного мультиплексора с модифицированной структурой. По сравнению со стандартными методами, подход к синтезу данной структуры основан на принципе декомпозиции, который позволяет упростить и ускорить разработку сложных устройств. Для проверки работоспособности предлагаемой структуры был проведен синтез трехканального волноводного мультиплексора X-диапазона с унифицированной конструкцией канальных фильтров. Представлено сравнение результатов расчета и эксперимента.

DOI: 10.1134/S0033849419050139

ВВЕДЕНИЕ

Волноводные мультиплексоры широко применяются в системах космической и наземной связи [1]. В частности, волноводные выходные мультиплексоры необходимы для согласованного суммирования сигналов, поступающих от выходов нескольких усилителей мощности, и передачи их на антенну. К данным устройствам предъявляются жесткие требования по электрическим параметрам, температурной стабильности, предельной мощности, стойкости к возникновению мультипакторного пробоя [2], массе и габаритам. То есть разработка волноводных мультиплексоров является сложной научно-инженерной задачей.

В настоящее время наибольшее распространение получила топология выходного мультиплексора с непосредственной связью фильтров через общий волновод. По сравнению с другими топологиями она обеспечивает хорошие массогабаритные характеристики и малое ослабление сигнала, что очень важно для систем космической связи [3]. Сложность разработки мультиплексоров с общим волноводом состоит в том, что необходимо компенсировать взаимное влияние каналов друг на друга, из-за чего включение в мультиплексор дополнительного канала требует повторного проектирования всей конструкции [4].

Волноводные ППФ и мультиплексоры в основном используются в частотных диапазонах, выделенных для систем космической связи: С-диапазоне (3400...5250 и 5725...7075 МГц), Х-диапазоне (7250...8400 МГц), Ku-диапазоне (10700...12750 и 12750...14800 МГц) и Ka-диапазоне (15400...26500 и 27000...30200 МГц). Для удовлетворения довольно жестким требованиям, предъявляемым к данным устройствам, разработчикам и производителям приходится оптимизировать конструкцию, выбирать подходящие материалы, обеспечивать высокую точность изготовления волноводного канала и других деталей, принимать специальные меры для уменьшения ослабления СВЧ-сигнала.

В настоящее время в системах космической связи применяются волноводные полосовые фильтры и мультиплексоры на их основе различных конструкций, синтезированные по разным методикам.

В частности, на базе канальных ППФ с цилиндрическими двухмодовыми резонаторами проектируются волноводные мультиплексоры с повышенной частотной избирательностью [5]. Кроме того, благодаря возможности возбуждения в таком резонаторе одновременно двух независимых типов колебаний, он эквивалентен двум обычным резонаторам, что позволяет вдвое сократить

длину фильтра. Еще одним примером использования этих ППФ является волноводный диплексор (двухканальный мультиплексор) Ka-диапазона компании “Teosat-Spacom GmbH” (Германия) [6], который предназначен для использования в приеме-передающем модуле спутниковой антенны. Он имеет низкие вносимые потери в полосах пропускания (менее 0.15 дБ), высокий уровень изоляции между каналами приема/передачи и очень высокий уровень пиковой мощности без угрозы возникновения мультипакторного пробоя (до 12 кВт).

Нередко в конструкции волноводных мультиплексоров используются каналные ППФ с диэлектрическими объемными резонаторами. Диэлектрические резонаторы имеют малые геометрические размеры, высокую стабильность резонансной частоты и высокие значения собственной добротности (10000...15000) [7]. Кроме того, их использование снижает риск мультипакторного пробоя на высоких уровнях СВЧ-мощности. Именно такое техническое решение было реализовано в конструкции 10-канального волноводного мультиплексора C-диапазона с ППФ на диэлектрических резонаторах, произведенный компанией “COM DEV International” (Канада) [3]. Мультиплексор предназначен для работы на высоких уровнях СВЧ-мощности: 120...150 Вт на канал, а высокая собственная добротность его диэлектрических резонаторов ($Q \approx 12000$) дает возможность снизить вносимые потери каналных фильтров в полосах пропускания.

В некоторых случаях в конструкции мультиплексора применяются каналные ППФ с E -плоскостными металлическими вставками в прямоугольном волноводе [8]. Преимуществами данных фильтров являются повышенный уровень внеполосного ослабления сигнала и отсутствие элементов подстройки, так как их применение на частотах выше 40 ГГц крайне затруднительно. Однако эта особенность накладывает достаточно высокие требования к точности изготовления волноводного канала и вставок: допускается отклонение размеров от номинальных не более 15...20 мкм. Примером практической реализации данной конструкции являются ППФ производства АО НПФ “Микран” (Россия) [9]. В [10] описана конструкция волноводного диплексора с аналогичными каналными ППФ, которые наряду с E -плоскостными металлическими вставками содержат E -плоскостные гребневые секции в прямоугольном волноводе. Данный диплексор обеспечивает высокий уровень изоляции между каналами (более 48 дБ) и высокий уровень обратных потерь в полосах пропускания (более 29 дБ). Еще один пример приведен в [4], где описан расчет трехканального мультиплексора Ku-диапазона,

конструкция которого основана на описанных выше ППФ. Уровень обратных потерь мультиплексора достигает 19 дБ, а уровень изоляции между каналами превосходит 30 дБ.

В данной работе предложен метод синтеза мультиплексора с модифицированной структурой, а также проведено его сравнение с уже существующими методами, описаны их особенности. Корректность предлагаемого метода была проверена на примере синтеза трехканального волноводного мультиплексора X-диапазона. Модифицированная структура мультиплексора включает в себя согласующие трансформаторы, выполненные в виде симметричных индуктивных диафрагм, а также каналные полосно-пропускающие фильтры с E -плоскостными металлическими вставками в прямоугольном волноводе. Сравниваются частотные характеристики мультиплексора, полученные при анализе трехмерной электродинамической модели и при экспериментальном исследовании макета мультиплексора.

1. СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА МУЛЬТИПЛЕКСОРОВ И ДИПЛЕКСОРОВ С ОБЩИМ ВОЛНОВОДОМ

Структурная схема N -канального мультиплексора с общим волноводом показана на рис. 1 [3]. Каждый канал мультиплексора представлен полосно-пропускающим фильтром (ППФ). Сигнал из первого канала с центральной частотой f_1 проходит через фильтр ППФ1 в тройник суммирующего волновода, где делится пополам. Одна часть мощности проходит на выход устройства, а вторая часть мощности после отражений от остальных каналных ППФ и от короткозамыкателя (КЗ) на конце суммируется с первой частью сигнала на выходе устройства [4]. Для других каналов принцип действия аналогичный.

Для разработки мультиплексоров применяется, как правило, классический метод синтеза [3]. Сначала рассчитывают фильтры-прототипы и на их основе создают схемные модели ППФ на сосредоточенных или распределенных элементах [11]. Удобным математическим представлением параметров ППФ является матрица связи, которая описывает непосредственные и перекрестные связи между резонаторами [12]. Исходные частотные характеристики обратных потерь каждой модели ППФ являются “идеальными” (см. на рис. 2а, штриховая кривая).

Затем модели ППФ включают в схему мультиплексора с общим волноводом. Получившаяся схемная модель содержит несколько десятков варьируемых параметров. Поскольку частотная характеристика модели мультиплексора на данном этапе далека от идеальной (см. рис. 2б, штриховая

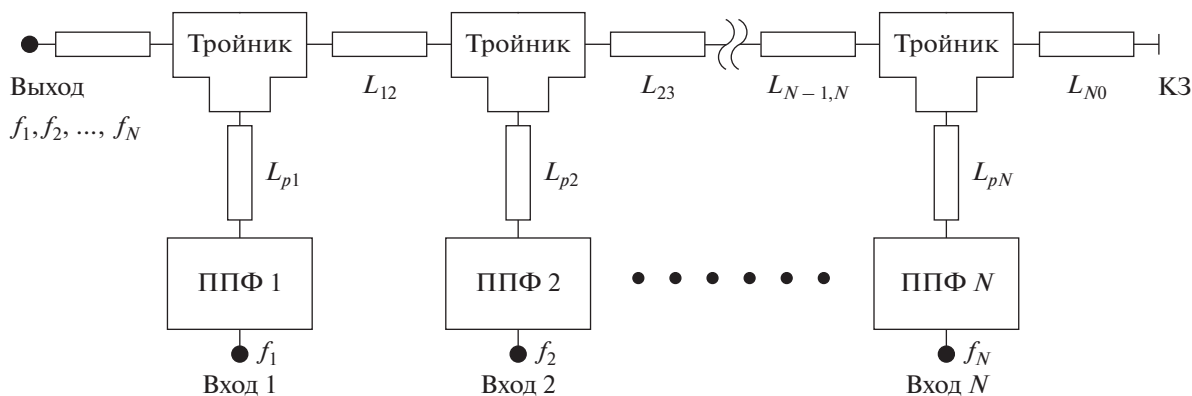


Рис. 1. Классическая структура N -канального мультиплексора с общим волноводом.

кривая), требуется проводить параметрическую оптимизацию, цель которой – достижение заданного уровня обратных потерь общего выхода в полосах пропускания каждого из каналов. Параметрами оптимизации являются параметры резонаторов и связей ППФ, а также геометрические

размеры суммирующего устройства (сумматора): длины отрезков волновода между каналами ($L_{12}, L_{23}, \dots, L_{N-1, N}$), длина отрезка волновода от короткозамыкателя (КЗ) до N -го канала (L_{N0}), расстояния от общего волновода до каждого ППФ ($L_{p1}, L_{p2}, \dots, L_{pN}$). На начальном этапе описанные длины отрезков задаются кратными $\lambda_g/2$ (λ_g – длина волны в волновode) [3, 13]. После оптимизации уровень обратных потерь общего выхода схемной модели мультиплексора существенно улучшается (рис. 2б, сплошная линия). Однако частотная характеристика обратных потерь каждой модели канального ППФ становится “неидеальной” (рис. 2а, сплошная линия). Это требуется для компенсации влияния ППФ друг на друга [14].

Следующий этап синтеза – построение электродинамических моделей канальных ППФ и мультиплексора. При этом необходимо выбрать подходящую топологию ППФ и, используя полученные на предыдущем этапе данные, рассчитать начальные геометрические размеры резонаторов и элементов связи для каждой модели ППФ. Варьируя геометрические размеры, нужно добиться того, чтобы частотные характеристики электродинамической модели каждого канального ППФ соответствовали ранее рассчитанным частотным характеристикам схемной модели. Рассчитав геометрию всех ППФ, необходимо уточнить длины отрезков волновода в сумматоре. Далее проводится расчет полной электродинамической модели мультиплексора. Если частотные характеристики полной электродинамической модели мультиплексора не удовлетворяют требованиям, процедуру синтеза следует повторить [13, 14].

Нетрудно видеть, что использование схемных моделей на начальном этапе синтеза позволяет быстро и эффективно проводить многопараметрическую оптимизацию. Описанная процедура является универсальной и может применяться

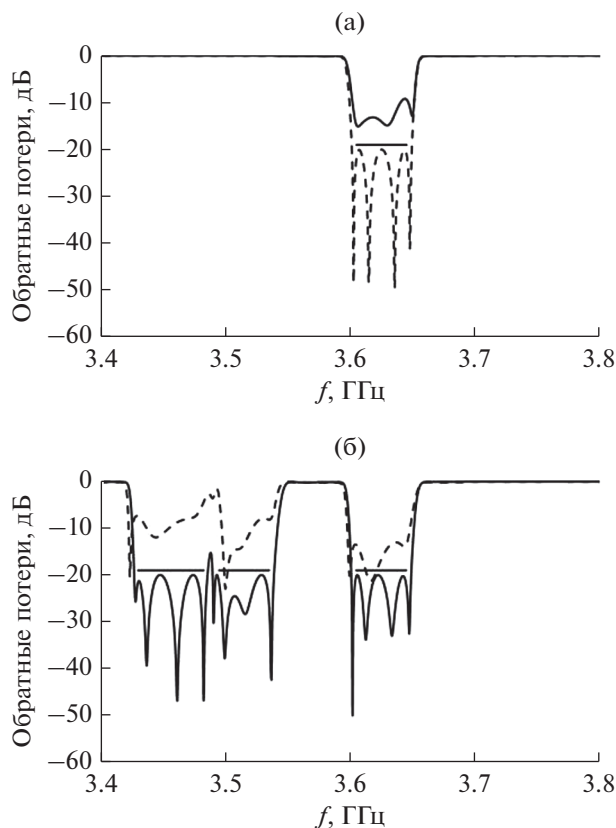


Рис. 2. Частотные характеристики обратных потерь модели одного из канальных ППФ (а) и общего выхода модели трехканального мультиплексора (б) до оптимизации (штриховые линии) и после оптимизации (сплошные линии).

для разработки мультиплексоров с любым количеством каналов.

Альтернативный метод синтеза мультиплексоров, предложенный авторами работы [15], основан на последовательном определении значений группового времени задержки (ГВЗ) коэффициента отражения (обратных потерь) на центральных частотах ППФ в составе мультиплексора. Данный метод синтеза состоит из двух этапов. На первом необходимо рассчитать значения ГВЗ коэффициента отражения на центральной частоте полосы пропускания для каждого ППФ в отдельности. Для этого требуется найти значения элементов фильтров-прототипов или схемных моделей. На втором этапе нужно выбрать подходящую топологию ППФ и построить полную электродинамическую модель мультиплексора. Для достижения требуемых частотных характеристик каждого ППФ в модели требуется подбирать значения геометрических размеров резонаторов и элементов связи, имитируя режим короткого замыкания или холостого хода в определенных сечениях ППФ. Далее с целью определения оптимальных геометрических размеров резонаторов и элементов связи проводится процедура настройки каждого ППФ в модели. Варьируя геометрические размеры ППФ, необходимо добиться того, чтобы характеристика ГВЗ коэффициента отражения была симметрична относительно центральной частоты, а значение ГВЗ на центральной частоте соответствовало ранее рассчитанным величинам.

Преимуществом данного метода является относительно небольшое число варьируемых параметров на каждом этапе настройки ППФ. Однако для достижения требуемых частотных характеристик мультиплексора процедуру настройки требуется повторять несколько раз, т.е. процедура носит итерационный характер.

Еще один из методов синтеза мультиплексоров, применяемых при синтезе волноводных диплексоров, был предложен в [16]. Как правило, для диплексоров есть возможность использовать каналные ППФ с “идеальными” частотными характеристиками. Для согласования каналов с суммирующим устройством могут применяться различные приемы: соединение ППФ при помощи модифицированного волноводного тройника, использование волноводных секций другого сечения (согласующих трансформаторов) [10, 17]. Таким образом, синтез диплексоров основан на принципе декомпозиции, т.е. разделении сложной задачи на несколько более простых.

Для получения требуемых частотных характеристик диплексора необходимо проводить параметрическую оптимизацию. Целью оптимизации является достижение заданного уровня обратных

потерь общего выхода в полосах пропускания каждого из каналов. Параметрами оптимизации являются длины отрезков волновода и геометрические размеры согласующих трансформаторов. Начальные длины отрезков волновода задаются кратными $\lambda_g/2$, где λ_g – длина волны в волноводе.

2. МЕТОД СИНТЕЗА МУЛЬТИПЛЕКСОРА С МОДИФИЦИРОВАННОЙ СТРУКТУРОЙ

Предлагаемый в данной работе метод синтеза основан на принципе декомпозиции и является, по сути, обобщением метода синтеза диплексоров на случай, когда число каналов больше двух. Этот метод не является универсальным, но позволяет упростить синтез мультиплексоров с общим волноводом в некоторых частных случаях: когда число каналов мало и защитные полосы между каналами достаточно широкие.

В отличие от классического метода синтеза, модифицированный метод позволяет получить мультиплексор с приемлемой частотной характеристикой при использовании ППФ с “идеальными” частотными характеристиками. Вместо того чтобы изменять параметры каждого канального ППФ для их согласования с суммирующим устройством (сумматором), предлагается использовать сумматор, дополнительно снабженный согласующими трансформаторами. Когда число каналов мало и защитные полосы между каналами достаточно широкие (более 40% от ширины полосы пропускания, т.е. каналы не смежные), такой подход позволяет обеспечить приемлемое согласование.

Процедура синтеза начинается с расчета канальных ППФ при помощи фильтров-прототипов и схемных моделей, как было описано ранее. Далее каналные ППФ с “идеальными” частотными характеристиками подключаются к сумматору, содержащему согласующие трансформаторы. Затем проводится параметрическая оптимизация сумматора с целью достижения заданного уровня обратных потерь общего выхода в полосах пропускания каждого из каналов. Параметрами оптимизации являются длины отрезков волновода в сумматоре и геометрические размеры согласующих трансформаторов. Начальные длины отрезков волновода задаются кратными $\lambda_g/2$.

3. ПРИМЕР СИНТЕЗА МУЛЬТИПЛЕКСОРА

Для проверки корректности метода был проведен синтез трехканального мультиплексора X-диапазона в волноводном канале WR112, структура которого приведена на рис. 3.

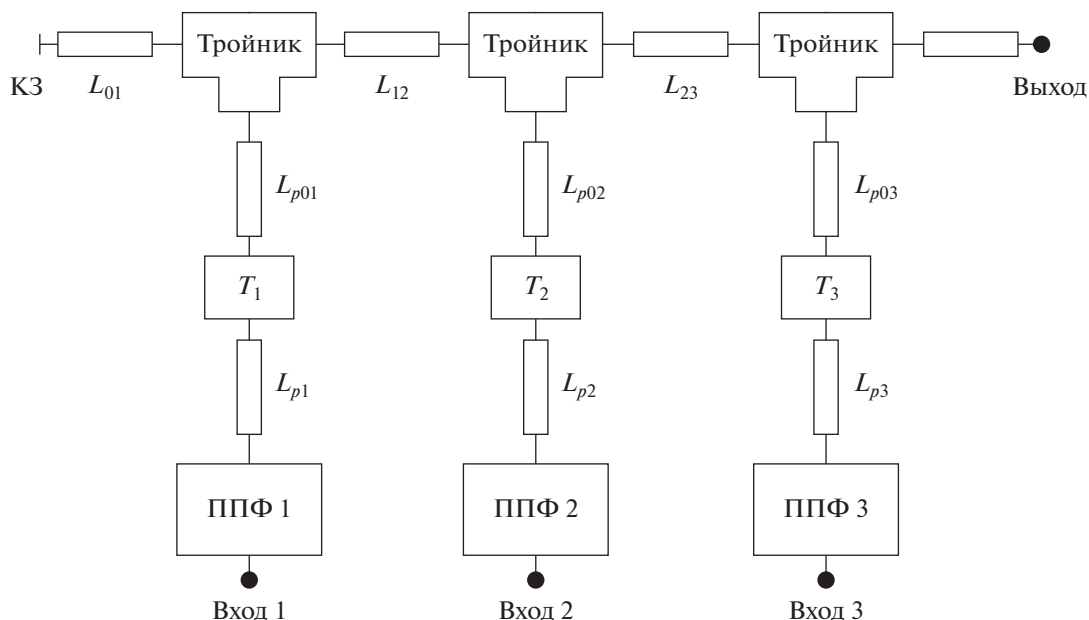


Рис. 3. Модифицированная структура трехканального мультиплексора с общим волноводом: $L_{p1}, L_{p2}, L_{p3}, L_{p01}, L_{p02}, L_{p03}, L_{01}, L_{12}, L_{23}$ — длины отрезков волновода; T_1, T_2, T_3 — согласующие трансформаторы.

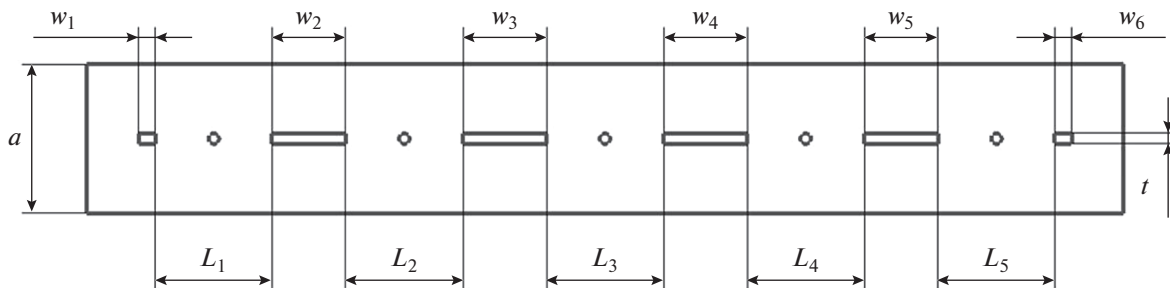


Рис. 4. Топология перестраиваемого пятирезонаторного волноводного ППФ с E -плоскостными вставками.

Для канальных ППФ была выбрана топология волноводного фильтра с E -плоскостными вставками в прямоугольном волноводе [8]. Преимуществами данных ППФ являются повышенный уровень внеполосного ослабления сигнала и хорошая технологичность конструкции. Для того чтобы упростить и удешевить производство, конструкция всех канальных ППФ была унифицирована. С этой целью был разработан перестраиваемый пятирезонаторный волноводный ППФ с E -плоскостными вставками (рис. 4). Перестройку полосы пропускания ППФ осуществляли путем изменения глубины погружения винтов, вводимых в широкую стенку волноводного канала [18].

Расчет частотных характеристик СВЧ-устройств, в том числе волноводных, производили с помощью

анализа трехмерных электродинамических моделей, основанного на использовании численных методов моделирования электромагнитных полей. Для расчета электродинамических моделей ППФ и мультиплексора был использован пакет CST Microwave Studio на методе конечного интегрирования [19], а для анализа и оптимизации схемных моделей ППФ и мультиплексора — пакет AWR Design Environment [20]. Для проведения многопараметрической оптимизации применяли симплекс-метод и метод случайного поиска.

На начальном этапе синтеза были созданы схемные и электродинамические модели трех ППФ с “идеальными” частотными характеристиками. Эти модели были настроены на рабочие полосы 7.33...7.3715, 7.402...7.438 и 7.4945...7.535 ГГц.

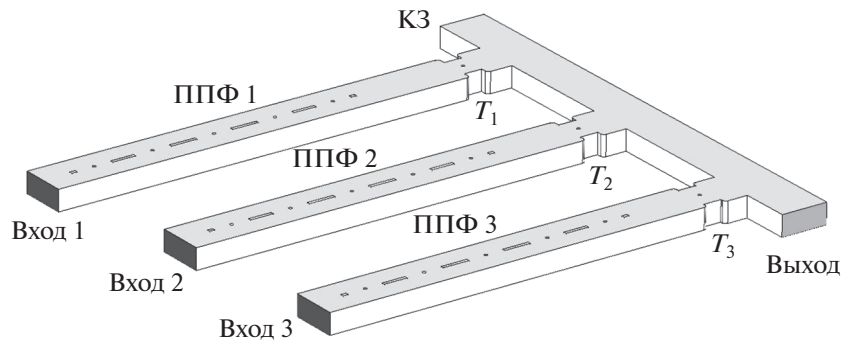


Рис. 5. Полная электродинамическая 3D-модель мультиплексора.

Расчет показал, что для электродинамических моделей канальных ППФ обратные потери в полосах пропускания превышают 19.5 дБ.

Для того чтобы создать схемную модель мультиплексора, необходимо было решить несколько вспомогательных задач. Во-первых, схемная модель H -плоскостного волноводного тройника была заменена шестиполусником, содержащим матрицу рассеяния (S -матрицу), полученную при расчете соответствующей электродинамической модели. Во-вторых, для сокращения времени расчета, схемные модели ППФ (ППФ1, ППФ2, ППФ3) были заменены четырехполусниками, содержащими матрицы рассеяния, ранее полученные при расчете соответствующих электродинамических моделей.

На следующем этапе была проведена параметрическая оптимизация схемной модели сумматора, цель которой — достичь наибольшего уровня обратных потерь общего выхода в рабочих полосах 7.33...7.3715, 7.402...7.438 и 7.4945...7.535 ГГц. Параметры оптимизации — длины отрезков волновода $L_{p1}...L_{p3}$; $L_{p01}...L_{p03}$; L_{01} , L_{12} , L_{23} , а также параметры согласующих трансформаторов T_1 , T_2 , T_3 . После оптимизации схемной модели мультиплексора уровень обратных потерь общего выхода в рабочих полосах превышал 19 дБ.

Следующим шагом стал расчет геометрических размеров сумматора, с последующим электродинамическим моделированием мультиплексора в целом, включая H -плоскостные волноводные тройники (рис. 5). В качестве согласующих трансформаторов были использованы симметричные индуктивные диафрагмы в прямоугольном волноводе. Расчет полной трехмерной электродинамической модели мультиплексора показал, что уровень обратных потерь общего выхода в рабочих полосах превысил 18 дБ.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИПЛЕКСОРА

Для экспериментальной проверки были изготовлены три макета пятирезонаторных волноводных ППФ с E -плоскостными вставками и макет сумматора. Более подробно процесс разработки и производства этих макетов представлен в [21].

Лабораторные измерения фильтров и мультиплексора проводили с помощью векторного анализатора цепей “Rohde&Schwarz” ZVA40 с использованием коаксиально-волноводных переходов (КВП) и волноводного калибровочного набора в канале WR112. Для обеспечения высокой точности измерений частотных характеристик (S -параметров) была проведена двухпортовая калибровка, использующая 10-компонентную модель SOLT [22].

На первом этапе были измерены частотные характеристики каждого макета ППФ в двухпортовом режиме. Затем макеты ППФ были настроены на полосы пропускания 7.33...7.3715, 7.402...7.438 и 7.4945...7.535 ГГц соответственно.

На втором этапе был собран макет мультиплексора. К сумматору были подсоединены макеты ППФ и короткозамыкатель.

На третьем этапе были измерены частотные характеристики мультиплексора в двухпортовом режиме. На каждом шаге измерялись обратные потери общего выхода, а также обратные потери и ослабление одного из каналов. Для этого один из КВП подключали к общему выходу, а другой — к одному из входов. К двум оставшимся входам подключали согласованные нагрузки. На рис. 6 показана установка для измерения частотных характеристик макета мультиплексора. При этом расположение КВП и согласованных нагрузок соответствует измерению канала 2 (7.402...7.438 ГГц).

Экспериментальное исследование макета мультиплексора показало, что в рабочих полосах каналов уровень обратных потерь общего выхода ($|S_{44}|$) превысил 17 дБ, а уровень ослабления ($|S_{41}|$,

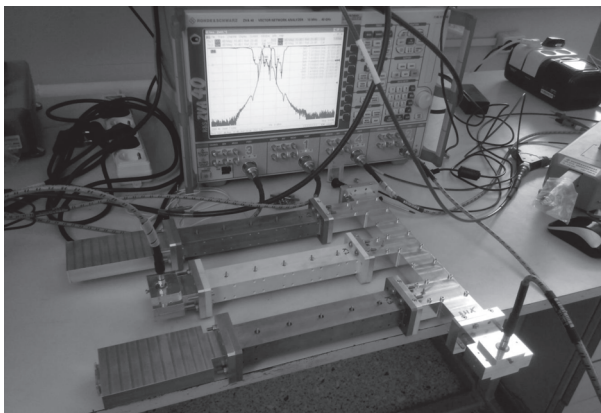


Рис. 6. Установка для измерения частотных характеристик мультиплексора.

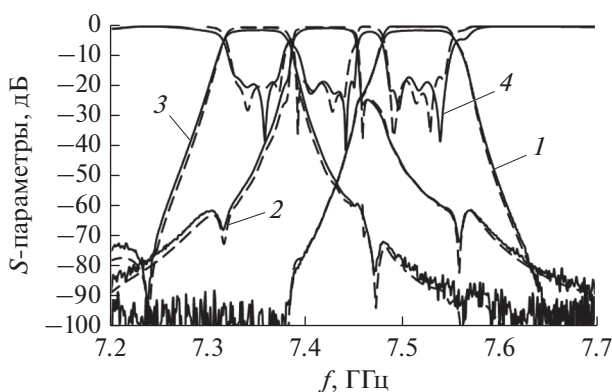


Рис. 7. Сравнение расчетных (штриховые линии) и экспериментальных (сплошные) частотных характеристик мультиплексора: ослабление в рабочих полосах канала 1 (кривая 1), канала 2 (кривая 2), канала 3 (кривая 3), обратные потери общего выхода (кривая 4) в рабочих полосах каналов.

$|S_{42}|$, $|S_{43}|$ — не превысил 1.8 дБ. Расчетные и экспериментальные частотные характеристики мультиплексора показывают приемлемое соответствие (рис. 7).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, классический метод синтеза мультиплексоров имеет следующие особенности:

1) после оптимизации схемной модели мультиплексора несколько параметров каждого канального ППФ изменяются, а частотные характеристики ППФ перестают быть “идеальными”. Это означает, что при практической реализации значительно усложняется процедура настройки ППФ;

2) невозможно провести синтез канальных ППФ и сумматора по отдельности.

Альтернативный метод синтеза мультиплексоров также имеет особенности:

1) на каждом шаге настройки ППФ требуется заново проводить расчет полной электродинамической модели мультиплексора, что занимает значительное время;

2) невозможно провести синтез канальных ППФ и сумматора по отдельности.

Таким образом, рассмотрены основные проблемы, возникающие при синтезе мультиплексоров классическими методами, и предложена модифицированная структура мультиплексора с общим волноводом, синтез которой может быть значительно упрощен благодаря принципу декомпозиции. Данный подход был проверен на примере синтеза трехканального волноводного мультиплексора X-диапазона с унифицированной конструкцией канальных фильтров. Частотные характеристики фильтров и мультиплексора, полученные при анализе соответствующих трехмерных электродинамических моделей, были подтверждены при экспериментальном исследовании макетов фильтров и мультиплексора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Teresa M.B.* Satellite Communications Payload and System. John Wiley & Sons, Inc., 2012.
2. *Vaughan J.R.M.* // IEEE Trans. 1988. V. ED-35. № 7. P. 1172.
3. *Cameron R.J., Yu M.* // IEEE Microwave Magazine. 2007. V. 8. № 5. P. 46.
4. *Чехутский В.И.* // Молодежн. научно-технич. вестник. 2013. № 10. С. 53.
5. *Cameron R.J., Rhodes J.D.* // IEEE Trans. 1981. V. MTT-29. № 1. P. 51.
6. Bosch Telecom GmbH (now Teasat-Spacecom GmbH). Passive Components for Space Applications. Product brochure. 1999. P. 8. <http://www.electronicnote.com/media/downloads/Bosch%20Passive%20Components.pdf> (дата обращения: 16.09.2017).
7. *Panariello A., Yu M., Ernst C.* // IEEE Trans. 2013. V. MTT-61. № 1. P. 382.
8. *Yi-Chi Shih* // IEEE Trans. 1984. V. MTT-32. № 7. P. 695.
9. *Кондратенко А.В., Шевляков М.Л.* // Компоненты и технологии. № 11. 2008. С. 16.
10. *Мануилов М.Б., Кобрин К.В.* // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. "Актуальные проблемы электронного приборостроения". Саратов. 2016. Т. 1. С. 297.
11. *Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В 2-х тт. М.: Связь, 1972.
12. *Uhm M., Lee J., Yom I., Kim J.* // ETRI J. 2006. V. 28. № 2. P. 223.
13. *Cogollos S., Soto P., Boria V.E. et al.* // IEEE Trans. 2015. V. MTT-63. № 8. P. 2540.
14. *Brumos M., Cogollos S., Martinez M. et al.* // IEEE Microwave Symposium Digest, 1–6 June, 2014. Tampa Bay. N.Y.: IEEE, 2014. P. 76.
15. *Кондратенко А.В., Миллер А.И. Шевляков М.Л.* // Компоненты и технологии. 2009. № 7. С. 96.
16. *Kirilenko A.A., Senkevich S.L., Tkachenko V.I., Tysik B.G.* // IEEE Trans. 1994. V. MTT-42. № 7. P. 1393.
17. *Ofli E., Vahldieck R., Amari S.* // IEEE Trans. 2005. V. MTT-53. № 3. P. 843.
18. *Кац Б.М., Воробьев А.В., Мещанов В.П.* // Радиотехника. 2016. № 10. С. 195.
19. Computer Simulation Technology AG. CST Microwave Studio – Workflow and Solver Overview. 2015. P. 7.
20. NI AWR Design Environment. <http://www.awr-corp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office> (дата обращения: 16.09.2017).
21. *Апин М.П., Боков С.И., Бушуев Н.А. и др.* СВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи / Под ред. Мещанова В.П. М.: Радиотехника, 2017.
22. *Hiebel M.* Fundamentals of Vector Network Analysis, 5th ed. Rohde & Schwarz GmbH & Co., Germany, 2008.