
**ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН**

УДК 621.396.67

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ОДИНОЧНЫХ
И СВЯЗАННЫХ EBG-РЕЗОНАТОРОВ**© 2022 г. С. Е. Банков^а, *, В. И. Калинин^а, Е. В. Фролова^а^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: sbankov@yandex.ru

Поступила в редакцию 21.09.2021 г.

После доработки 18.11.2021 г.

Принята к публикации 20.11.2021 г.

Предложены и исследованы одиночные и связанные волноводные EBG-резонаторы с механически управляемыми параметрами. Резонаторы выполнены на основе электромагнитного кристалла в виде двумерной решетки металлических цилиндров, расположенной внутри плоского волновода (ПВ). В структуре имеются управляемые зазоры между цилиндрами и одним из экранов ПВ. Рассмотрены в основном внешние параметры резонаторов: резонансная частота и нагруженная добротность для одиночного резонатора и коэффициент связи для системы из двух одинаковых резонаторов. Проведено электродинамическое моделирование одиночных и связанных резонаторов и построены их параметрические модели, связывающие внешние и управляющие параметры резонаторов. Изготовлен макет перестраиваемых одиночных и связанных резонаторов и проведены экспериментальные исследования резонансных частот, добротности и коэффициента связи. Показано, что измеренные значения частот хорошо согласуются с расчетными. Найдено, что для связанных резонаторов в измерениях наблюдается явление межмодового взаимодействия четных и нечетных колебаний. Измерено также значение тепловой составляющей добротности колебаний в исследованных резонансных конструкциях.

DOI: 10.31857/S0033849422040015

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Резонаторы широко применяются в различных СВЧ- и микроволновых устройствах, включая фильтры, поэтому им посвящено множество работ. Вероятно, наиболее исследованными являются волноводные резонаторы и фильтры на металлических волноводах [1], а также печатные резонаторы и фильтры на микрополосковых линиях [2]. Высокодобротные резонаторы и фильтры на их основе получили широкое распространение в электронном оборудовании базовых станций в системах беспроводной связи, а также в других приложениях. В настоящее время в этой области востребованы конструкции перестраиваемых по частоте фильтров, которые позволяют обеспечить более гибкое и эффективное использование ресурсов частотного спектра и оборудования [3].

С развитием технологии SIW (substrate-integrated waveguides) [4] появилось большое количество работ по различным SIW-устройствам, включая резонаторы и фильтры [5]. Линией передачи в них является волновод, образованный в диэлектрической подложке, с боковыми стенками в виде решетки металлизированных отвер-

стий. В данной работе наибольший интерес для нас представляют технические решения, которые позволяют получить перестраиваемые по частоте резонаторы и фильтры. Один из примеров реализации перестраиваемого SIW-резонатора описан в статье [6], в которой предложен и исследован планарный резонатор в диэлектрической подложке, стенки которого образованы системой металлизированных отверстий. Расстояние между центрами отверстий равно 1.89 мм, что составляет около 0.07 относительно длины волны на максимальной частоте исследованного диапазона 8...11 ГГц. В статье эта конструкция названа EBG (electromagnetic band gap) резонатором, хотя по сложившейся в настоящее время терминологии его скорее можно охарактеризовать как резонатор, выполненный по SIW-технологии. Реконфигурируемые свойства резонатора достигаются за счет двух возможных состояний цилиндрических элементов стенок. В одном состоянии они имеют контакт с верхней металлизированной стороной подложки, в другом контакт прерывается за счет узких кольцевых щелей, окружающих перестраиваемые элементы. В зависимости от того или иного состояния резонатор имеет резонансы на частотах 10.60

или 8.63 ГГц и соответствующие значения добротности 448 и 274. Резонатор был изготовлен с использованием стандартных методов изготовления печатных плат. Измерения подтвердили расчетные результаты. Отмечено, что при использовании более толстой подложки можно получить резонаторы с собственной добротностью выше 500. Также перспективным является использование электронного управления частотой. По мнению авторов, такие резонаторы могут использоваться при конструировании перестраиваемых фильтров с управляемой величиной пульсаций частотной характеристики. Описание других методов перестройки частоты SIW-резонаторов, а также их качественное сравнение содержится в обзоре [7].

В последнее время в литературе активно обсуждается идея реконфигурируемых фильтров, которые являются развитием перестраиваемых фильтров. Отличие между ними состоит в том, что перестраиваемые фильтры имеют управляемые параметры, изменение которых не меняет структуру устройства. Реконфигурируемые фильтры могут под воздействием управляющих факторов изменять не только свои параметры, но и структуру. В качестве наглядного примера управления структурой фильтра можно привести изменение числа его звеньев, которое влияет на вид частотной характеристики в существенно большей степени, чем изменение параметров фиксированного числа резонаторов. Также можно отметить возможность изменения пространственной конфигурации резонаторов, позволяющей выполнять наряду с частотной фильтрацией другие полезные функции, например, переключение каналов.

Примеры реализации микроволновых фильтров с полностью реконфигурируемыми параметрами приведены в работе [8]. В ней представлено несколько конструкций фильтров, основанных на технологии программируемой микроволновой подложки. Такая подложка представляет собой метаматериал с управляемой эффективной диэлектрической проницаемостью. Величина проницаемости может быть запрограммирована как положительной, так и отрицательной, при этом волна в такой управляемой среде может или распространяться или отражаться. Таким образом, удается динамически управлять волноводными свойствами материала для получения требуемых функций. Подчеркивается, что на этой основе были впервые реализованы СВЧ-фильтры с полной реконфигурацией. При этом можно настраивать не только центральную частоту, полосу пропускания и порядок фильтров, но также можно осуществить перенастройку на другой тип фильтра. Приведены примеры конструкций нескольких типов волноводных фильтров. Отмечается, что помимо высокой степени управляемости удается также значительно уменьшить размеры фильтра по сравнению с конструкциями с использованием тради-

ционных технологий за счет возможности достижения более высокой эффективной диэлектрической проницаемости для волноводной моды.

Характерным недостатком предложенных конструкций являются достаточно большие потери, обусловленные тепловыми потерями в подложке и в варакторах, с помощью которых осуществляется контроль эффективной диэлектрической проницаемости. Отмечается, что их можно уменьшить, в частности, за счет уменьшения диапазона перестройки параметров фильтров.

Электромагнитные кристаллы (ЭМК) [9] представляют другую, отличную от SIW, технологическую основу для создания микроволновых устройств. В простейшем случае ЭМК имеют структуру в виде периодической решетки металлических цилиндров, расположенных в узлах квадратной или прямоугольной сетки между двух проводящих экранов, образующих плоский волновод (ПВ). Структуры на основе ЭМК характеризуются чередованием в их частотном спектре полос прозрачности, в которых волны распространяются, и полос непрозрачности, в которых волны не могут распространяться. Отсюда их принятое в англоязычной литературе название *electromagnetic band gap* (EBG) структуры, по аналогии с *photonic band gap* (PBG) структурами в оптическом диапазоне.

В ряде наших работ, опубликованных по данной тематике с 2019 по 2021 г. в журнале “Радиотехника и электроника”, предлагается использовать ЭМК данного типа для создания реконфигурируемых СВЧ-устройств. В качестве управляющих элементов в работе [10] используются, так называемые, емкостные цилиндры. Роль емкости играет зазор между цилиндром и экраном ПВ. Его величина может изменяться механически или электромеханически. Также роль емкости может выполнять перестраиваемый конденсатор, включенный в указанный зазор. В этом случае возможно электронное управление.

В работе [11] было показано, что при применении ЭМК с емкостными элементами для создания широкополосных СВЧ-устройств исследователи сталкиваются с определенными проблемами, обусловленными особенностями трансформации волн в EBG-волноводах. По этой причине в работе [12] при построении относительно широкополосных реконфигурируемых устройств предпочтение было отдано ЭМК с элементами другого типа.

Следует отметить, что полосовые фильтры относятся к классу узкополосных СВЧ-устройств. Поэтому отмеченные выше недостатки ЭМК с емкостными цилиндрами могут быть для них не столь существенны, как в случае широкополосных элементов, таких как делители мощности, повороты и т.д. В то же время, с точки зрения

простоты управления и возможности перехода к электронному управлению емкостные цилиндры значительно превосходят структуры, рассмотренные в [12]. По этой причине в данной работе мы рассматриваем резонаторы на основе ЭМК с емкостными цилиндрами.

Стандартным для СВЧ-техники техническим решением при создании резонаторов и фильтров на их основе является применение волноводных резонаторов. В ЭМК волноводы, получившие название EBG-волноводов, выполняются путем удаления одного или нескольких рядов элементов кристалла [9]. В полосе запираания ЭМК волны в таких волноводных каналах распространяются подобно волнам в прямоугольных металлических волноводах. Поэтому можно попытаться реализовать волноводные EBG-резонаторы и фильтры по аналогии с волноводными резонаторами и фильтрами на прямоугольных металлических волноводах.

Конечной целью нашего исследования EBG-резонаторов является формирование элементной базы реконфигурируемых фильтров на основе ЭМК. Эта цель позволяет сформулировать задачи, которые необходимо решить для ее достижения. Указанные задачи следуют из общего подхода к синтезу СВЧ-фильтров, который изложен в классической книге [13]. В рамках этого подхода фильтр представляется в виде цепочки резонаторов. Внешние резонаторы связаны с волноводами, которые формируют входы/выходы устройства. Кроме того, внешние резонаторы связаны с внутренними резонаторами, которые в свою очередь связаны друг с другом. Предполагается, что каждый резонатор фильтра связан только с соседними элементами: другими резонаторами и волноводами. Для синтеза фильтра необходимо по известному алгоритму [13] выбрать следующие параметры: резонансные частоты всех резонаторов, добротности связи внешних резонаторов, коэффициенты связи внутренних резонаторов. Данный метод синтеза является приближенным. Он дает удовлетворительные результаты для фильтров с узкой относительной полосой пропускания.

Из сказанного выше следует, что для создания фильтра необходимо знать функциональные зависимости внешних параметров резонаторов: резонансная частота, добротность связи, коэффициент связи от внутренних параметров, к которым относятся величины зазоров емкостных цилиндров. Построение таких зависимостей является задачей данной работы. Говоря о зазорах емкостных цилиндров, мы имеем в виду, что в этой работе мы ограничимся исследованием механического управления.

Структуры одиночных перестраиваемых резонаторов, а также двух связанных резонаторов с регулируемой связью, которые будут исследованы в данной работе, представлены на рис. 1а–1в.

Сформулированная выше задача решалась путем численного электродинамического моделирования резонаторов при помощи системы HFSS (<https://ansys.com>). Также проведено их экспериментальное исследование.

2. ИССЛЕДУЕМЫЕ СТРУКТУРЫ И ВЫБОР ИХ ПАРАМЕТРОВ

В данной работе исследуем три типа резонансных структур, которые представлены на рис. 1а–1в. В них используется однорядный EBG-волновод шириной W , который выполнен в ЭМК из металлических цилиндров с диаметром D , расположенных в узлах прямоугольной сетки, с разными периодами P_x , P_y вдоль главных оптических осей кристалла (определение рядности EBG-волновода см., например, в [12]). В принятых в работе моделях стенки EBG-волновода состоят из двух рядов цилиндров.

Выбор прямоугольной сетки ЭМК обусловлен выполнением следующих требований. Рабочий диапазон EBG-волновода должен быть близок к рабочему диапазону стандартного металлического волновода, сечение которого 23×10 . Здесь и далее все размеры приводятся в миллиметрах. Кроме того, диапазон перестройки частоты одиночного резонатора (см. рис. 1а, 1б) должен находиться внутри рабочего диапазона волновода. Оказалось, что при использовании квадратной сетки с одинаковыми периодами диапазон перестройки резонатора сильно смещен относительно рабочего диапазона волновода. Для устранения этого недостатка применен ЭМК с прямоугольной сеткой $P_x = 13$, $P_y = 9$, которая позволяет выполнить указанные выше требования.

Все цилиндры, образующие исследуемые структуры, имеют одинаковый диаметр, равный $D = 5$. Выбор данного параметра обусловлен наличием доступных стандартных цилиндров с указанным размером. Их применение существенно облегчило изготовление опытного образца и его экспериментальное исследование.

Как показано на рис. 1а, размер резонансного элемента в продольном направлении (вдоль оси y) определяется расстоянием $L = 2P_y$ между двух цилиндров с зазором d_c , расположенных в узлах сетки на оси волновода. В направлении оси x размер резонансной области определяется шириной однорядного EBG-волновода $W = 2P_x$, а в направлении оси z размер определяется расстоянием $h = 10$ между экранами ПВ. Связь резонатора с волноводом может регулироваться путем изменения глубины погружения двух крайних элементов $h_c = h - d_c$, поэтому функционально они являются элементами связи резонатора с внешней схемой. Резонансная частота F_r может изменяться в определенных пределах с помощью настроечного ци-

цилиндра с зазором d_r , который расположен в резонансной области посередине между цилиндрами связи. Отметим, что как добротность, обусловленная связью резонатора с волноводом Q_c , так и частота F_r являются функциями обоих параметров d_c и d_r .

Все исследуемые EBG-структуры имеют выходы в виде отрезков стандартных волноводов. Выходные торцы волноводов 1, 2 (см. рис. 1а) нагружены на согласованные нагрузки. На резонансной частоте возбуждаемая резонатором волноводная мода в каждом из волноводов поглощается в соответствующей нагрузке. По этой причине собственные колебания резонаторов имеют конечную добротность, которая является искомой добротностью связи.

Резонатор на рис. 1а нагружен на волноводы симметрично с двух сторон, т.е. является резонатором с двумя элементами связи или двухсвязным резонатором. Структура на рис. 1б – односвязный резонатор, так как он имеет один элемент связи. Оба типа резонаторов использовались для определения функций $Q_c(d_c, d_r)$, $F_r(d_c, d_r)$.

Внутренние секции фильтра конструируются на основе электромагнитно связанных резонаторов, обеспечивающих требуемые величины взаимной связи для реализации заданных частотных характеристик фильтра. Вариант реализации связанных резонаторов на EBG-волноводе, предложенный и исследуемый в данной статье, приведен на рис. 1в. В этом варианте связь резонаторов регулируется вертикальным перемещением центрального цилиндра (изменением зазора d_k), образующего общую полупрозрачную стенку двух связанных резонаторов.

3. ОДИНОЧНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Двухсвязный резонатор (см. рис. 1а). Отрезок однорядного EBG-волновода образован в ЭМК с прямоугольной сеткой, расстояние между цилиндрами связи $L = 2P_y = 18$, ширина EBG-волновода $W = 2P_x = 26$. Данная модель ограничена воздушным боксом размерами $5P_y = 45$ и $5P_x = 65$ в направлении осей y и x соответственно, по оси z размер $h = 10$. Прямоугольные металлические волноводы имеют размер поперечного сечения 23×10 . Функцию согласованных нагрузок в системе HFSS (<https://ansys.com>), использованной для электродинамического моделирования, выполняют идеально согласованные слои – PML (perfectly matched layer).

Характеристики резонатора – резонансную частоту и добротность – вычисляли с помощью программы HFSS, задавая в ней режим анализа собственных колебаний структуры. Как уже отмечалось, на резонансной частоте резонатор с каждой стороны возбуждает волноводную моду,

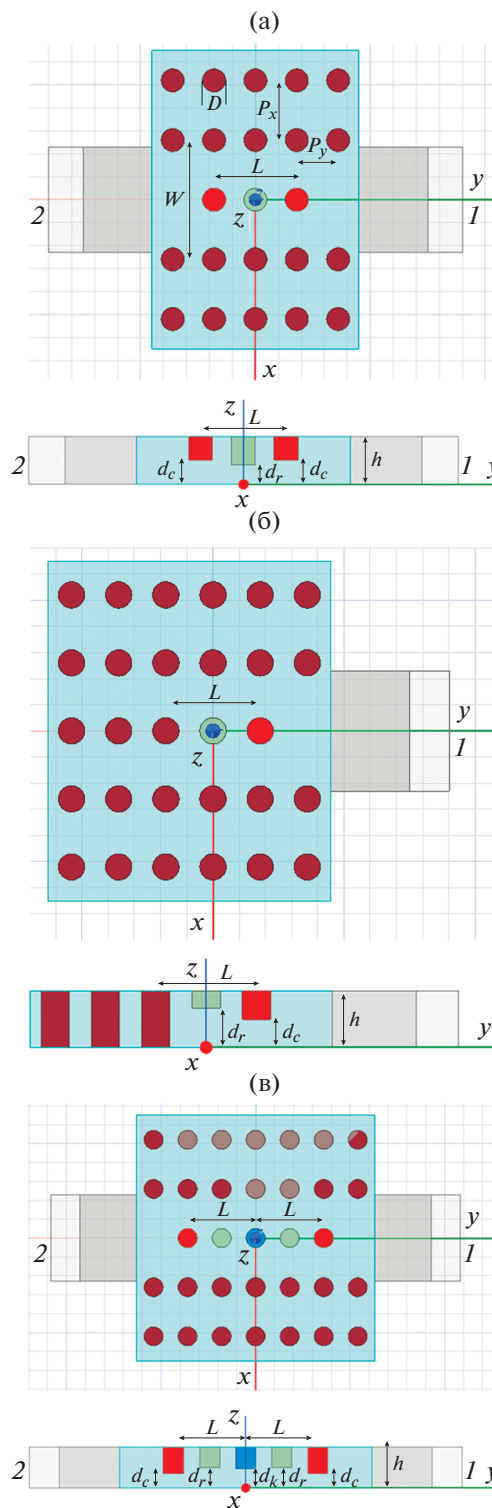


Рис. 1. Модели одиночного двухсвязного резонатора (а), одиночного односвязного резонатора (б) и двух одинаковых связанных резонаторов (в). Показаны вид сверху и структура моделей в сечении ZY.

которая распространяется вдоль волновода и поглощается в согласованной нагрузке. Это приводит к тому, что собственная частота резонатора

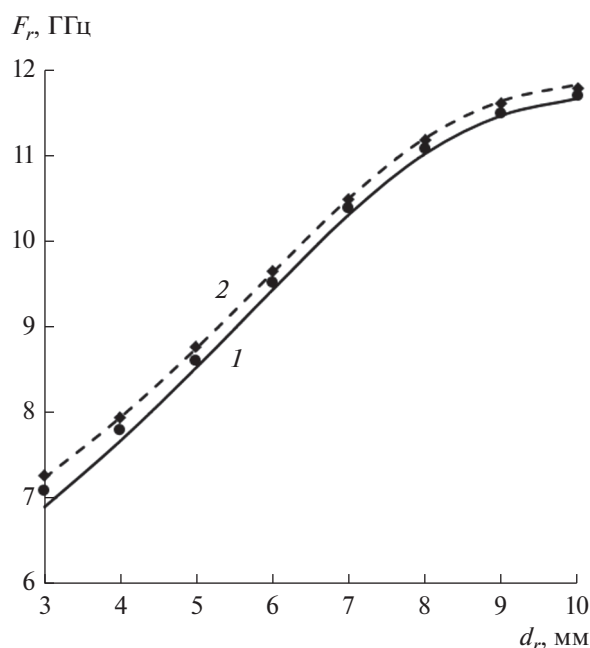


Рис. 2. Расчетные (линии) и измеренные (точки) зависимости резонансных частот колебаний двухсвязного резонатора от зазора d_r при $d_c = 1.5$ (1 и кружочки) и $d_c = 3$ (2 и ромбы).

является комплексной величиной: действительная ее часть определяет резонансную частоту, а мнимая часть — добротность колебаний, которая в отсутствие тепловых потерь обусловлена связью резонатора с внешней схемой.

С точки зрения проектирования фильтра на ВВГ-волноводе основной интерес представляют зависимости собственной частоты и добротности резонатора от величины зазора настроечного элемента d_r при разной величине зазора элементов связи d_c . Эти зависимости для двух значений зазора $d_c = 1.5, 3$ представлены на рис. 2. (Схема экспериментальной установки и методика измерений представлены далее в разд. 5.)

Как видим, во всех рассмотренных случаях при уменьшении глубины погружения настроечного элемента $h_r = h - d_r$ от 7 до 0 резонансная частота изменяется примерно в пределах от 7 до 12 ГГц, что соответствует рабочему режиму стандартного металлического волновода в этом диапазоне частот. Отметим, что все эти зависимости $F_r(h_r/h)$ с хорошей точностью аппроксимируются полиномами 3-й степени (здесь не приведены).

На рис. 3 представлены расчетные зависимости добротности двухсвязного резонатора от положения настроечного элемента для четырех значений глубины погружения элементов связи $h_c = h - d_c$. Тепловые потери в резонаторе при этом не учитывались. Интересно отметить, что данные зависимости $Q_c(d_r)$ также практически точно аппрок-

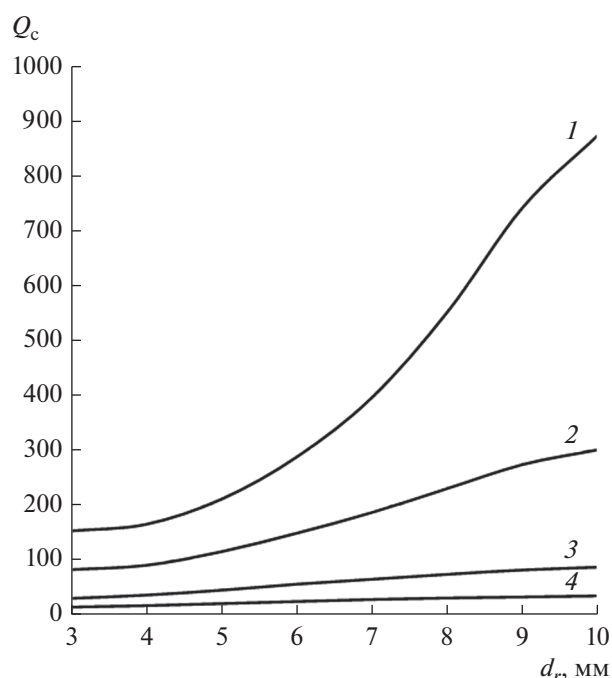


Рис. 3. Расчетные зависимости добротности связи Q_c двухсвязного резонатора в отсутствие тепловых потерь от зазора d_r при $d_c = 1.5$ (1), 2 (2), 3 (3), 4 (4).

симируются полиномами 3-й и 4-й степени, в зависимости от величины зазора.

Важно напомнить, что двухсвязный резонатор имеет два источника потерь в виде двух входных волноводов. Поэтому его добротность связи в два раза ниже добротности односвязного резонатора. В фильтре крайние резонаторы связаны с одним волноводом, поэтому для корректного использования данных, полученных для двухсвязной структуры при синтезе фильтра, ее добротность должна быть умножена на два. Может возникнуть вопрос о целесообразности анализа двухсвязного резонатора при наличии односвязного. Но поскольку он намного проще с точки зрения экспериментального исследования, и его параметры могут быть измерены с большей точностью, мы одновременно исследовали как односвязный, так и двухсвязный резонаторы.

На рис. 4 приведен пример распределения амплитуды напряженности электрического поля собственного колебания двухсвязного резонатора на частоте 10.523 ГГц при $d_r = 7$ и $d_c = 3$. Наглядно демонстрируется связь поля резонатора с волноводной модой обоих металлических волноводов.

Односвязный резонатор. Как было сказано выше, односвязный резонатор (см. рис. 1б) может служить моделью для входной и выходной секций фильтра, которые определяют величину его внешней добротности. Эта структура описывается теми же параметрами, что и двухсвязный резонатор, но отличается

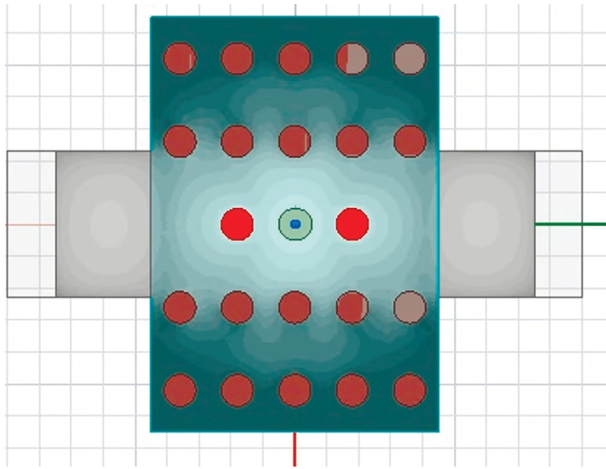


Рис. 4. Распределение амплитуды напряженности электрического поля собственного колебания в двухсвязном резонаторе на частоте 10.523 ГГц при $d_r = 7$ и $d_c = 3$.

от него тем, что связь резонатора с линией передачи осуществляется только с одной стороны, а противоположная стенка резонатора является практически непрозрачной для поля. В данной модели непрозрачность стенки достигается расположением дополнительных цилиндров-элементов ЭМК в поперечном сечении ЕВГ-волновода. Естественно предполагать, что добротность односвязного резонатора, обусловленная связью резонатора с внешней схемой, выше, чем соответствующего двухсвязного при тех же параметрах структуры, что подтверждается приведенными ниже расчетами.

На рис. 5 представлены зависимости резонансной частоты односвязного резонатора от глубины погружения настроечного элемента для двух величин зазора d_c , аналогичные зависимостям на рис. 2 и при тех же параметрах структуры, что и выше. Видно, что, как и в случае двухсвязного резонатора имеет место хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

На рис. 6 приведены соответствующие расчетные значения добротности односвязного резонатора в отсутствие тепловых потерь в зависимости от зазора d_r настроечного элемента. Кривые получены для тех же четырех значений глубины погружения элемента связи $h_c = h - d_c$, что и на рис. 3. Как и следовало ожидать, добротность односвязного резонатора выше добротности двухсвязного при тех же параметрах структуры. Интересно отметить, что в отличие от двухсвязного резонатора зависимости $Q_c(d_r)$ для односвязного резонатора лучше аппроксимируются полиномами 5-й степени.

На рис. 7 показан пример распределения амплитуды напряженности электрического поля собственного колебания в односвязном резонаторе на частоте 10.3044 ГГц при $d_r = 7$ и $d_c = 3$. В этом

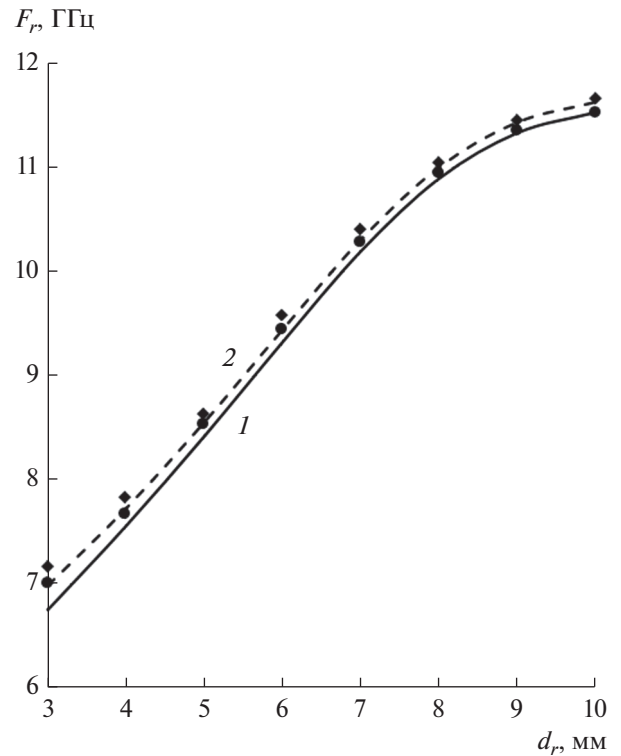


Рис. 5. Расчетные (линии) и измеренные (точки) зависимости резонансных частот колебаний односвязного резонатора от зазора d_r при $d_c = 1.5$ (1 и кружочки) и $d_c = 3$ (2 и ромбы).

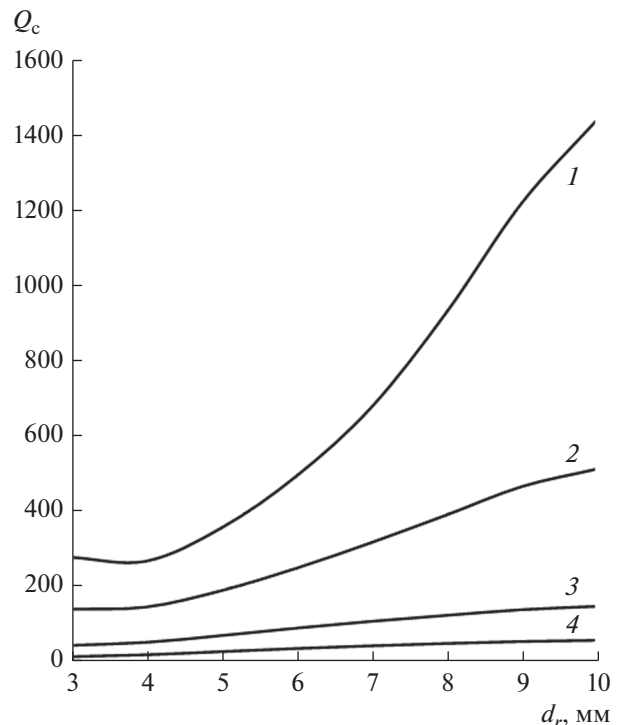


Рис. 6. Зависимости добротности связи Q_c односвязного резонатора в отсутствие тепловых потерь от зазора d_r при $d_c = 1.5$ (1), $d_c = 2$ (2), $d_c = 3$ (3), $d_c = 4$ (4).

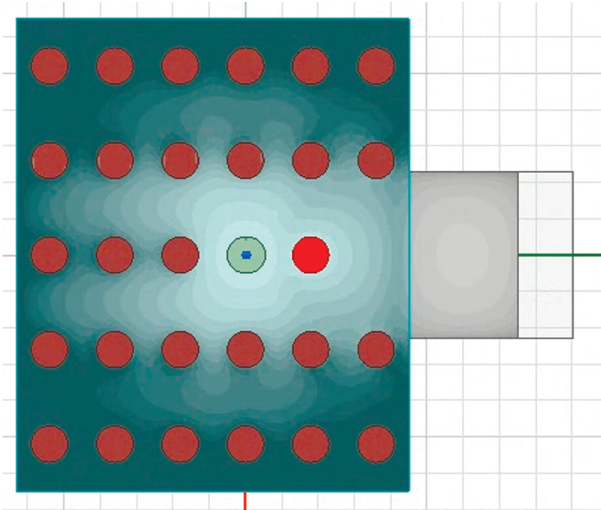


Рис. 7. Распределение амплитуды напряженности электрического поля собственного колебания в односвязном резонаторе на частоте 10.3044 ГГц при $d_r = 7$ и $d_c = 3$.

случае поле резонатора связывается с модой одного волновода.

Учет тепловых потерь в резонаторах. Для проектирования фильтра наряду с добротностью связи важную роль играет собственная добротность Q_0 . Она в существенной степени определяет потери фильтра в полосе пропускания. Суммарная добротность резонатора с учетом тепловых потерь и потерь на связь с нагрузкой описывается суммарной добротностью Q_Σ . Иногда ее называют также нагруженной добротностью Q_n . Суммарная добротность Q_Σ определяется по формуле

$$Q_\Sigma^{-1} = Q_c^{-1} + Q_0^{-1}, \quad (1)$$

где Q_c – добротность за счет связи резонатора с внешней схемой, Q_0 – тепловая составляющая добротности.

Экспериментально измерялась суммарная добротность двухсвязного резонатора. При этом отдельное измерение составляющих добротности весьма затруднительно. По этой причине для оценки параметра Q_0 была использована методика, сочетающая измеренные и расчетные данные. В рамках этой методики добротность связи Q_c рассчитывалась путем электродинамического моделирования, а затем по формуле (1) определялась суммарная добротность. При этом величина Q_0 подбиралась из условия наилучшего совпадения расчетных и измеренных данных.

На рис. 8 показана расчетная для $Q_0 = 500$ и измеренная зависимости суммарной добротности от величины зазора d_r при $d_c = 1$ и 2. Обращает на себя внимание относительно низкая собственная добротность резонатора не характерная для волно-

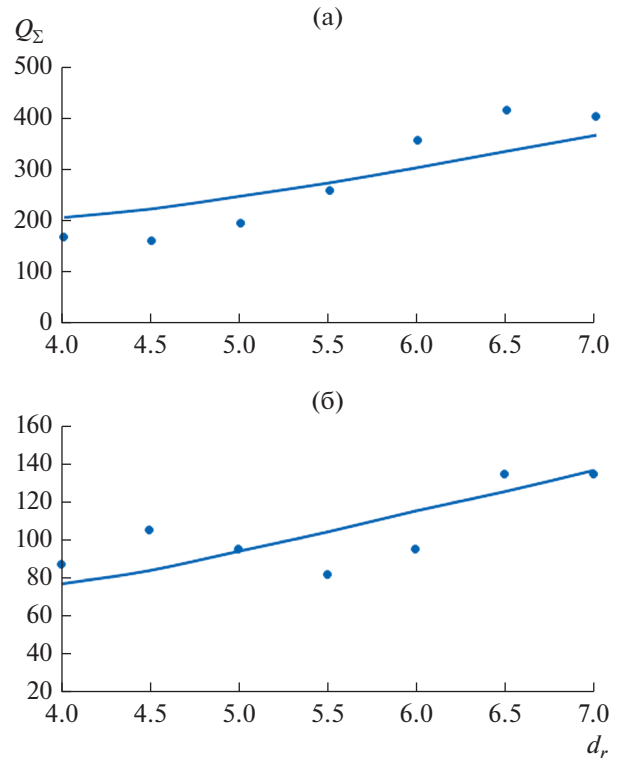


Рис. 8. Измеренные (точки) и расчетные (сплошные линии, при $Q_0 = 500$) значения суммарной добротности колебаний двухсвязного резонатора в зависимости от величины зазора d_r при $d_c = 1$ (а) и 2 (б).

водных структур. Ее снижение, видимо, обусловлено особенностью экспериментального образца (см. далее разд. 5), в котором имеются плохо контролируемые малые зазоры между цилиндрами и экранами ПВ. Такие зазоры приводят к концентрации в них электромагнитного поля и, следовательно, электрических токов, являющихся причиной больших тепловых потерь в металле с конечной проводимостью. В принципе имеется возможность устранить указанные неконтролируемые зазоры при помощи диэлектрических цилиндров, фиксирующих их величину, и четвертьволновых канавок в стенках ПВ. Однако они значительно усложняют конструкцию фильтра. Поэтому на данном этапе мы отдали предпочтение более простому варианту, который позволяет сравнительно простыми средствами решить основную задачу исследования, состоящую в измерении резонансных частот одиночного и связанных резонаторов.

На рис. 9а, 9б показаны зависимости суммарной добротности, рассчитанной по соотношению (1), двухсвязного и односвязного резонаторов для d_c , равной 1.5, 2, 3 и 4 в предположении, что собственная добротность равна 500.

4. СВЯЗАННЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Связанные резонаторы используются в многозвенных фильтрах с числом резонаторов 2 и более, которые в основном и применяются на практике. Для получения требуемой амплитудно-частотной характеристики фильтра необходимо обеспечить соответствующий уровень связи между резонансными секциями. Поэтому исследование характеристик электромагнитной связи резонаторов является важным этапом при проектировании фильтров в устройствах на ЕВГ-волноводах. Предложенная и исследуемая в данной работе структура связанных резонаторов представлена на рис. 1в. Как отмечалось выше, связь резонаторов регулируется с помощью центрального цилиндра, который играет роль частично отражающей общей стенки резонаторов. Так как структура симметрична относительно плоскости XOZ , собственные колебания в ней разделяются на четные и нечетные относительно этой плоскости. Рассмотрим характеристики обоих типов колебаний в зависимости от глубины погружения d_k при фиксированном значении $d_c = 1.5$ и трех разных значениях параметра $d_r = 8, 6, 5$. Остальные параметры структуры такие же, как и выше для одиночных резонаторов.

С использованием модели на рис. 1в были проведены расчеты характеристик собственных колебаний в системе двух связанных резонаторов. На рис. 10а–10в приведены расчетные (сплошные линии) и экспериментальные (квадратики и ромбики) зависимости резонансных частот системы двух связанных резонаторов от положения элемента связи для четного и нечетного колебаний. Частота f_1 соответствует меньшей из двух измеренных частот, частота f_2 – большей.

Следует отметить пересечение расчетных кривых для четных (с положительной производной) и нечетных (с отрицательной производной) типов колебаний на рис. 10а–10в. Из сравнения экспериментальных и расчетных данных можно сделать обоснованный вывод о том, что при $d_k < d_0$, где d_0 соответствует точке пересечения кривых, частота f_1 соответствует четному колебанию, а частота f_2 – нечетному. При $d_k > d_0$ они меняются местами.

В данном случае имеет место эффект вырождения собственных колебаний [14] в связанных резонаторах: при вырождении частот четных и нечетных типов колебаний возможно их интенсивное взаимодействие. Фактором, который вызывает взаимодействие типов колебаний в данном случае, может служить любая неоднородность, нарушающая симметрию структуры и, следовательно, ортогональность симметричных собственных колебаний.

Результаты, полученные в работе [10], позволяют объяснить описанный выше эффект вырождения собственных колебаний связанных резона-

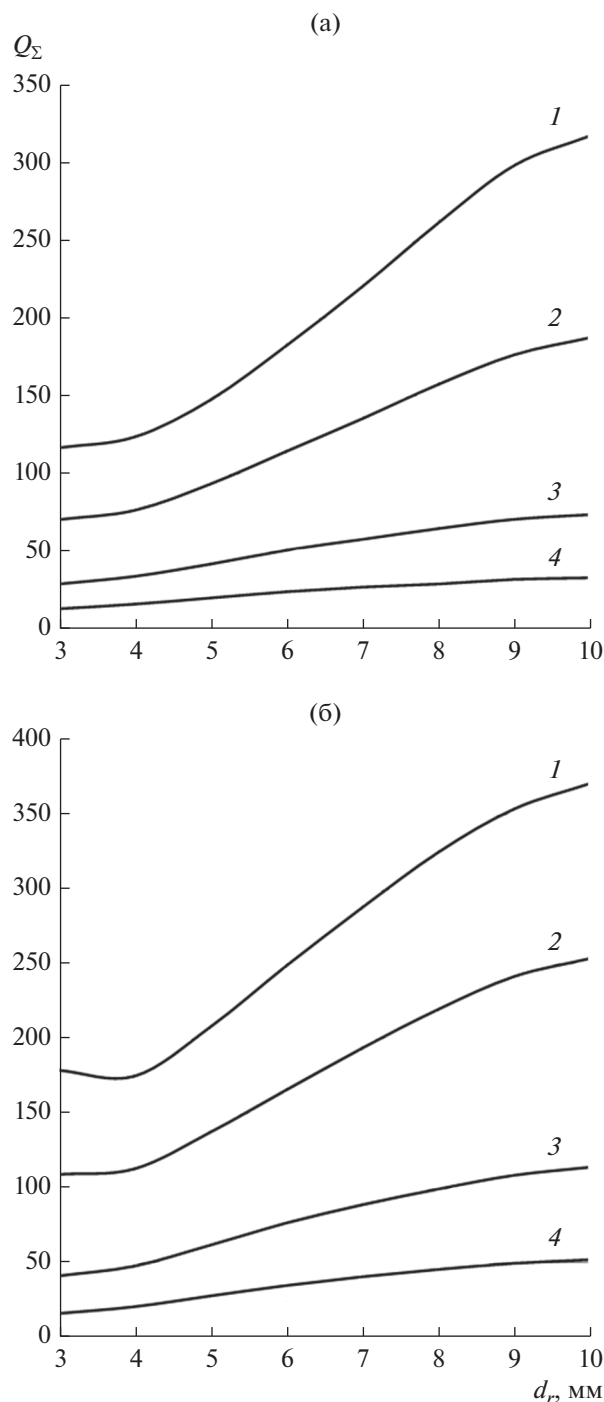


Рис. 9. Расчетные зависимости суммарной добротности двухсвязного (а) и односвязного (б) резонаторов от зазора d_r при $d_c = 1.5$ (1), 2 (2), 3 (3), 4 (4); $Q_0 = 500$.

торов, при котором их частоты совпадают. В указанной работе показано, что при определенной глубине погружения емкостной цилиндр демонстрирует свойства последовательного контура, параллельно включенного в линию передачи. На частоте резонанса его сопротивление равно нулю, и он полностью отражает падающую на него вол-

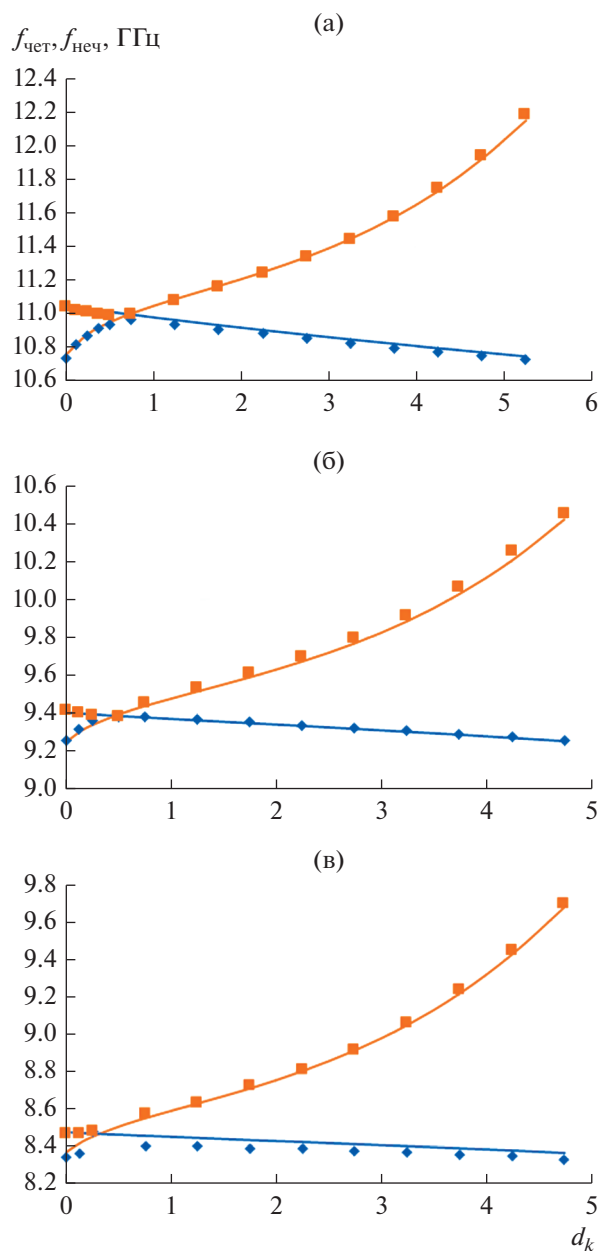


Рис. 10. Расчетные (сплошные линии) и измеренные (квадратики и ромбики) значения резонансных частот четного $f_{\text{чет}}$ и нечетного $f_{\text{неч}}$ собственных колебаний связанных резонаторов в зависимости от величины зазора связи d_k при $d_r = 8$ (а), 6 (б) и 5 (в); во всех случаях $d_c = 1.5$.

ну. В нашем случае роль последовательного контура играет цилиндр с зазором d_k , определяющий связь между резонаторами. На частоте последовательного резонанса его импеданс обращается в нуль и обмен энергией между резонаторами прекращается, что выражается в равенстве резонансных частот собственных колебаний.

На рис. 11 приведены примеры распределения амплитуды напряженности электрического поля

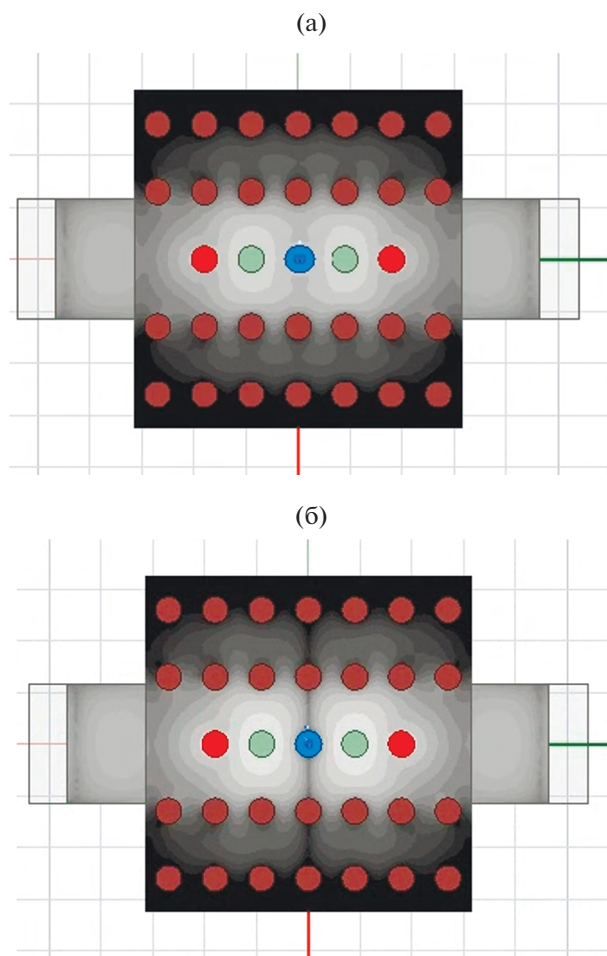


Рис. 11. Распределения амплитуды напряженности электрического поля четного (а) и нечетного (б) типов колебаний в связанных резонаторах на частотах 10.9488 и 11.0145 ГГц соответственно при $d_r = 8$, $d_c = 1.5$, $d_k = 0.5$.

четного и нечетного типов колебаний в связанных резонаторах в режиме связи (область d_k ниже точки пересечения на рис. 10), при котором частота четного колебания ниже частоты нечетного.

5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ ОБРАЗЕЦ И МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

Для измерения параметров резонаторов, а в дальнейшем и фильтра на их основе был разработан и изготовлен экспериментальный образец (рис. 12, 13). Образец состоит из трех пластин толщиной 5 (рис. 12а), наряду с пластинами присутствуют неподвижные латунные стойки диаметром 5 и длиной 10 (рис. 12б). Стойки имеют сквозные отверстия с резьбой М3, с помощью которых они крепятся к пластинам 2,3.

Неподвижные стойки установлены в узлах прямоугольной сетки с периодами, приведенны-

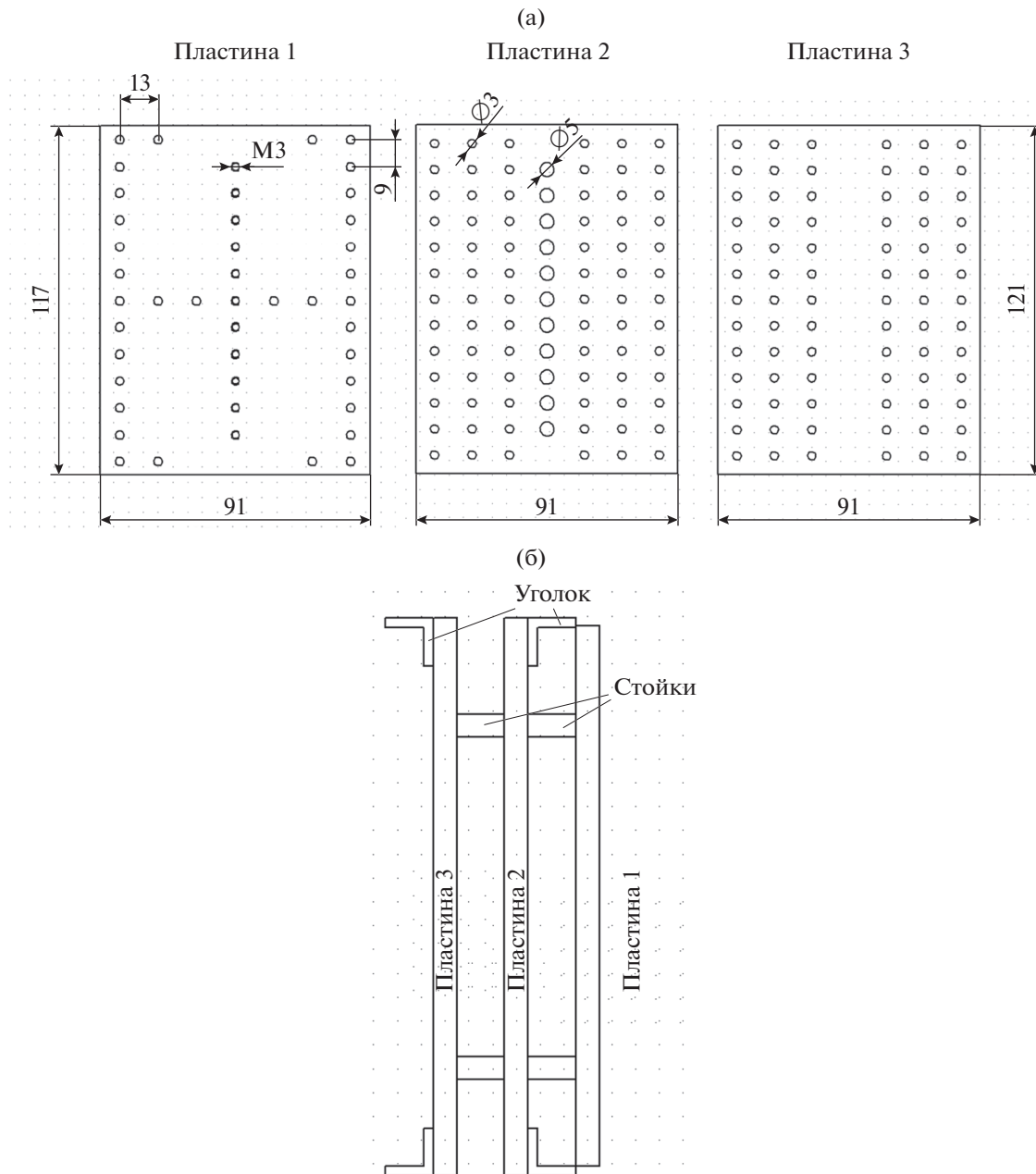


Рис. 12. Экспериментальный образец.

ми выше. Они образуют стенки ЕВГ-волновода. Наряду с неподвижными стойками в макете имеются подвижные стойки с тем же диаметром, но длиной 15. Они устанавливаются на оси волновода. Подвижные стойки перемещаются перпендикулярно пластинам при помощи винтов М3. Для их погружения в ЕВГ-волновод в пластине 2 предусмотрены отверстия с диаметром 5. Конструкция макета позволяет менять глубину погружения в пределах 0...10. Уголки, которые входят в состав устройства, используются для соединения с фланцами стандартных волноводов сечением 23×10 .

Экспериментальный образец позволяет создавать фильтры линейной структуры с переменными связями резонаторов друг с другом и с внешней схемой. Число звеньев фильтра может меняться от нуля до пяти.

Для измерения параметров резонаторов была использована традиционная методика, основанная на применении скалярного анализатора цепей МИКРАН. Там, где это было возможно, измеряли коэффициент передачи устройства при наличии у него двух портов. Исключение составляет односвязный резонатор, имеющий один порт. Для него измеряли коэффициент отражения. Преимуще-

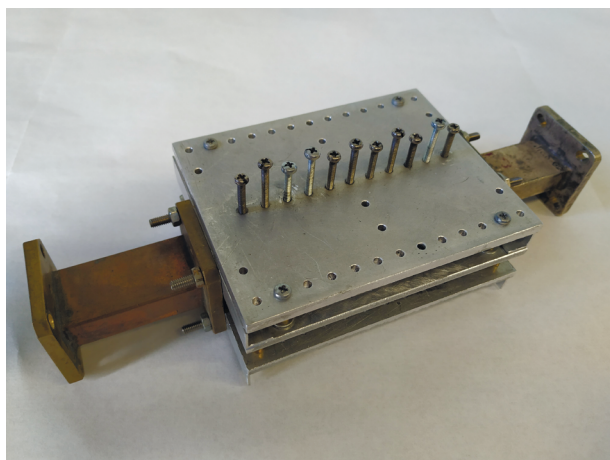


Рис. 13. Фотография экспериментального образца.

ство коэффициента передачи обусловлено тем, что он может быть измерен с большей точностью, чем коэффициент отражения, поскольку на него меньше влияют паразитные неоднородности волноводного тракта.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложены перестраиваемые резонансные элементы на ЕВГ-волноводе. Результаты электродинамического моделирования и экспериментальных исследований показали, что в одиночных резонаторах диапазон механической перестройки частоты составляет 7...12 ГГц, что соответствует полосе частот стандартного металлического волновода Х-диапазона. Показана возможность перестройки в весьма широких пределах добротности связи, а также разноса частот связанных резонаторов. В целом полученные результаты показывают перспективность применения резонаторов данного типа для построения реконфигурируемых СВЧ-фильтров.

Измеренная тепловая составляющая добротности оказалась ниже ожидаемой. Результаты измерения затухания в ЕВГ-волноводах представлены в работах [15, 16]. Отметим, что затухание в волноводе однозначно связано с добротностью резонатора на его основе. В работе [15] приводятся данные о затухании ЕВГ-волновода с гальваническими контактами между цилиндрами и экранами ПВ. Пересчитанные по известным соотношениям они соответствуют добротности близкой к 2000...2500.

В работе [16] исследовались волноводы с емкостными цилиндрами, в которых имеются малые зазоры между цилиндрами и экранами. Отмечалось существенное увеличение затухания и, как следствие, снижение добротности таких структур до значений 600...800. Исследованные резонаторы также используют емкостные цилиндры. Поэтому для них не следует ожидать добротности выше указан-

ного уровня. Полученная в работе собственная добротность близка к 500, т.е. несколько ниже ожидаемой. Как отмечалось выше, снижение добротности может быть обусловлено неоптимальной конструкцией узла перемещения цилиндров.

При исследовании связанных резонаторов наблюдается явление вырождения четных и нечетных типов колебаний. Следствием этого является режим нулевой связи резонаторов на определенной частоте. Результаты работы могут послужить основой для проектирования перестраиваемых/реконфигурируемых ЕВГ-фильтров.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-0014.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Matthaei G.L., Young L., Jones E.M.T.* Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. Boston: Artech House, 1980.
2. *Hong J.-S., Lancaster M.J.* Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. N. Y.: John Wiley & Sons, 2001.
3. *Mansour R.R., Huang F., Fouladi S. et al.* // IEEE Microwave Magaz. 2014. V. 15. № 5. P. 70.
4. *Xu F., Wu K.* // IEEE Trans. 2005. V. MTT-53. № 1. P. 66.
5. *Chen X.-P., Wu K.* // IEEE Microwave Magaz. 2014. V. 15. № 6. P. 121.
6. *Hill M.J., Ziolkowski R.W., Papapolymerou J.A.* // IEEE Microwave and Wireless Components Lett. 2001. V. 11. № 6. P. 255.
7. *Entesari K., Saghati A.P., Sekar V., Armendariz M.* // IEEE Microwave Magaz. 2015. V. 15. № 6. P. 34.
8. *Xu H., Wang Y., Ghaffar F.A., Roy L.* // IEEE Trans. 2021. V. MTT-69. № 2. P. 1344.
9. *Банков С.Е.* Электромагнитные кристаллы. М.: Физматлит, 2010.
10. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 6. С. 565.
11. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 4. С. 315.
12. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 7. С. 627.
13. *Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс М.Т.* Фильтры, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. Ч. 2.
14. *Штейншлейгер В.Б.* Явления взаимодействия волн в электромагнитных резонаторах. М.: Оборонгиз, 1955.
15. *Банков С.Е., Пангонис Л.Ю.* // РЭ. 2008. Т. 53. № 3. С. 295.
16. *Банков С.Е., Калошин В.А.* // РЭ. 2010. Т. 55. № 4. С. 415.