

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.67

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
ДИСПЕРСИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕВГ-ВОЛНОВОДОВ

© 2022 г. С. Е. Банков^а, *, В. И. Калиничев^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 02.02.2021 г.

После доработки 23.05.2021 г.

Принята к публикации 17.07.2021 г.

Проведено экспериментальное исследование собственных волн ЕВГ-волноводов: осевого трехрядного, диагонального пятирядного и связанных трехрядных волноводов на основе электромагнитного кристалла в виде решетки круговых металлических цилиндров, расположенных внутри плоского волновода. Для измерения частотной зависимости коэффициента замедления собственной волны использована резонаторная методика, в рамках которой измеряются резонансные частоты резонатора в виде короткозамкнутого отрезка ЕВГ-волновода. Проведено электродинамическое моделирование резонаторов на основе ЕВГ-волноводов. Представлены результаты сравнения измеренных значений коэффициента замедления с данными, полученными путем электродинамического моделирования закороченных ЕВГ-резонаторов, а также резонаторов с периодическими граничными условиями. Показано хорошее соответствие экспериментальных и расчетных данных.

DOI: 10.31857/S0033849422030020

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Фотонные и электромагнитные кристаллы (ФК и ЭМК) были предложены и начали изучаться достаточно давно [1–3]. Интерес к ним во многом был обусловлен возможностью создания в них волноведущих каналов за счет формирования дефектов кристаллической решетки [4–6]. Таким образом, дефекты, целенаправленно внедренные в ФК и ЭМК, стали инструментом для создания нового класса волноводных устройств в оптическом и СВЧ-диапазонах. Опыт исследований и разработок показал, что функциональные возможности устройств на основе искусственных кристаллических сред весьма велики и их дальнейшее развитие является актуальной задачей.

Одним из направлений развития схемотехники ЭМК послужила идея, изложенная в работах [7, 8] и обобщенная в книге [9]. В них была предложена концепция ЭМК с управляемыми свойствами. Отметим, что управляемые искусственные среды были известны до указанных работ (см., например, [10, 11]). Однако управляющий фактор в них воздействовал одновременно на все частицы, образующие кристаллическую среду. При этом достигаемый положительный эффект состоит в изменении усредненных материальных параметров всего образца ЭМК. Отличие концепции, представленной в работах [7, 8], состоит

в том, что управление осуществляется для каждой частицы ЭМК независимо.

Таким образом, появляется возможность формирования в ЭМК за счет управляющих воздействий специально организованных дефектов, которые могут выполнять функции различных устройств, образующих в совокупности функционально законченную схему. В перспективе применение ЭМК с данным типом управления открывает возможность для создания реконфигурируемых СВЧ-устройств, т.е. устройств с управляемой структурой. При этом сам ЭМК представляет собой универсальную волноведущую среду, которая в зависимости от комбинации управляющих воздействий может выполнять разные типичные для СВЧ-схем функции: распределение энергии, частотной фильтрации, формирование заданного распределения поля и т.д.

Хорошие перспективы в СВЧ-диапазоне имеют ЭМК на основе плоского волновода (ПВ), который образуют два идеально проводящих металлических экрана. Возможность достижения достаточно высоких характеристик в подобных структурах показана в работах [12, 13], в которых представлены результаты численного моделирования и экспериментального исследования различных элементов на основе ЭМК в виде двумерно-периодической решетки металлических цилиндров, расположенных внутри ПВ (далее – ЕВГ-устройства).

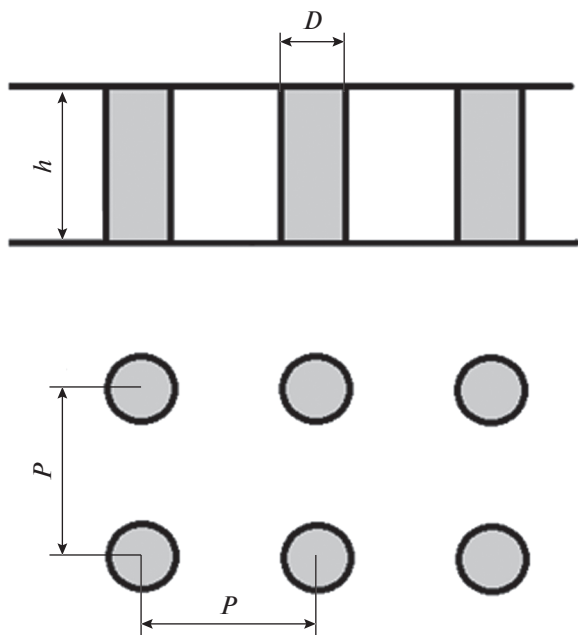


Рис. 1. Структура ЭМК с квадратной сеткой.

Реконфигурируемыми устройствами на основе ЭМК можно управлять с помощью внешних воздействий разных типов. Наибольший интерес представляет управление электрическими сигналами. Пример реконфигурируемого СВЧ-фильтра с электронным управлением представлен в работе [14]. Следует отметить, что в СВЧ-диапазоне применение элементов с электронным управлением, как правило, связано с заметным увеличением диссипативных потерь, снижением добротности резонаторов и другими негативными последствиями. По этой причине во многих случаях лишенное указанных недостатков механическое и электро-механическое управление имеет хорошие перспективы и является объектом изучения.

Элементы реконфигурируемых устройств на основе ЭМК с механическим управлением были исследованы в работах [15, 16]. В них представлены результаты электродинамического моделирования и измерений параметров поворотов и делителей мощности на EBG-волноводах. Исследованные элементы относятся к устройствам с дискретным управлением, при котором управляющий фактор может принимать фиксированный набор значений. Простейшим вариантом дискретного управления является бинарное управление, предусматривающее два устойчивых состояния элемента ЭМК. В работах [15, 16] они соответствуют металлическому цилиндру, полностью погруженному в ПВ и полностью удаленному из него.

Данная работа является продолжением работ [15, 16]. Основной целью является экспериментальное исследование базовых волноводов ре-

конфигурируемых СВЧ-схем на основе ЭМК. Результаты их электродинамического моделирования приведены в работах [17, 18]. В них, в частности, показано, что для построения реконфигурируемых устройств лучше подходят структуры с повышенной рядностью: трехрядные осевые и пятирядные диагональные волноводы, которые существенно отличаются от исследованных в работах [12, 13] однорядных структур.

Дополнительным отличием элементов реконфигурируемых схем обсуждаемого типа от исследованных в [12, 13] является возможность изменения глубины погружения цилиндра в ПВ, исключая фиксацию его положения при помощи винтов. При этом неизбежно возникает проблема контактов между металлическим цилиндром и экранами ПВ. Данный фактор весьма трудно поддается учету при электродинамическом моделировании. Поэтому экспериментальное исследование его влияния на характеристики базовых волноводов является актуальной задачей.

2. СТРУКТУРЫ И МЕТОД ИХ ИССЛЕДОВАНИЯ

Все исследуемые в данной работе структуры представляют собой волноводные каналы, образованные в ЭМК с квадратной сеткой. Такой ЭМК является двумерно-периодической решеткой сплошных металлических цилиндров, расположенных в узлах квадратной сетки между двумя параллельными металлическими экранами, образующими плоский волновод (ПВ), как показано на рис. 1.

В данной работе исследованы три волноводные структуры (рис. 2): трехрядный осевой волновод, ориентированный вдоль одной из главных оптических осей кристалла и образованный удалением трех рядов цилиндров из однородного ЭМК, пятирядный диагонально ориентированный волновод, образованный удалением пяти рядов цилиндров из однородного ЭМК, и система двух распределенно связанных трехрядных осевых волноводов с одним рядом цилиндров в общей стенке. Более высокая рядность диагонального волновода определяется из условия соответствия ширины и положения рабочего диапазона частот диагонального волновода и трехрядного осевого волновода, выполненных в одном и том же ЭМК, что требуется для проектирования различных устройств, таких как повороты, делители и т.д.

Исследование каждой из структур (см. рис. 2) включало моделирование и расчет ее дисперсионной характеристики с использованием программы HFSS (<https://ansys.com>), а также экспериментальное исследование на макете. Был использован резонаторный метод определения дисперсионной характеристики: отрезок исследуемого волновода

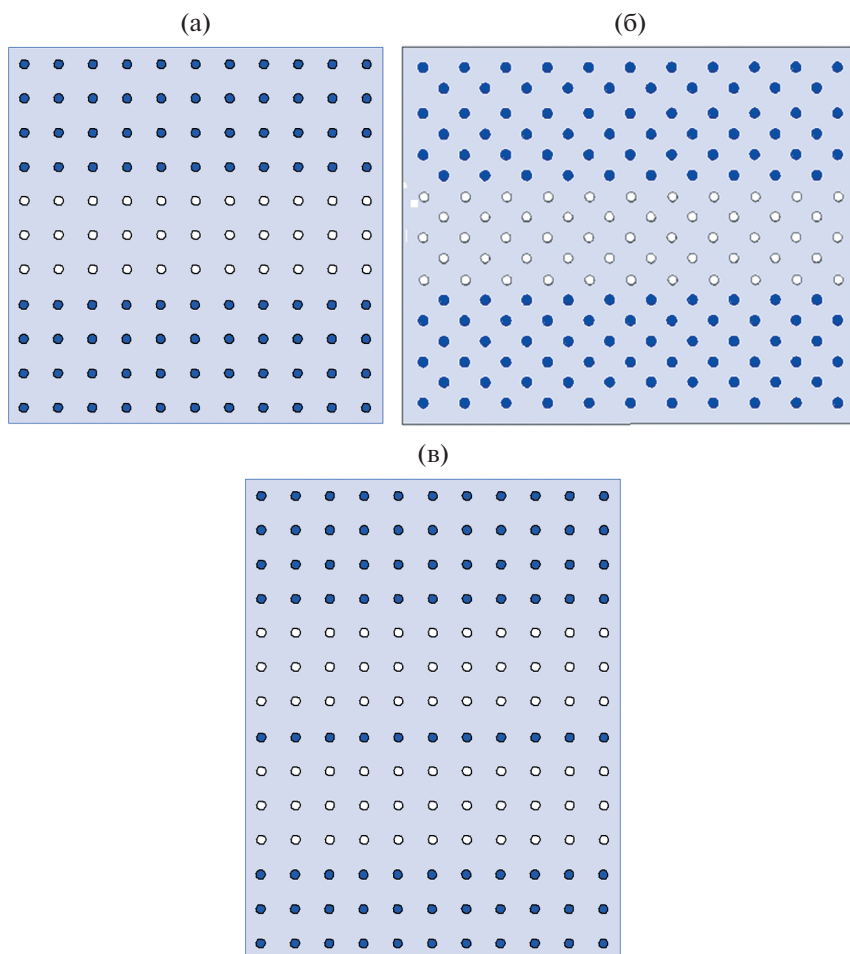


Рис. 2. Исследуемые EBG структуры: трехрядный осевой волновод (а), пятирядный диагональный волновод (б), связанные трехрядные осевые волноводы (в).

некоторой длины L , равной целому числу периодов структуры, нагружается с обоих торцов идеально проводящими стенками (короткозамыкателями), тем самым образуется резонатор стоячей волны. Для возбуждения резонатора один из короткозамыкателей заменяется на диафрагму со щелью, через которую поле колебаний в резонаторе связывается с полем возбуждающего волновода. Ширина щели в диафрагме определяется из условия визуализации в отраженном сигнале всех типов колебаний с разным числом вариаций поля вдоль продольной оси резонатора, которые присутствуют в спектре частот резонатора в исследуемом диапазоне частот.

Методика расчета и измерений состоит в получении частотной характеристики коэффициента отражения на входе возбуждающего волновода и определении дискретного набора резонансных частот f_n , соответствующих разным типам колебаний и разному числу полуволн n , укладывающихся на длине резонатора в исследуемом диапазоне частот. Параметр n обычно называют порядком

резонанса. По измеренным или рассчитанным значениям резонансных частот f_n , соответствующих числу полуволн n в распределении поля, нетрудно определить постоянные распространения волн β , образующих колебание на этих частотах, и рассчитать дисперсионную характеристику исследуемого волновода на этих частотах:

$$U_n = \frac{cn}{2f_n L}, \tag{1}$$

где U – коэффициент замедления волны $U = \beta/k$ (k – волновое число свободного пространства), c – скорость света в вакууме.

С помощью соотношения (1) получаем два массива данных: для коэффициента замедления и для резонансных частот. Используя сплайн-аппроксимацию, можем получить функциональную зависимость вида $U(f)$. Далее эта методика будет продемонстрирована для структур, представленных на рис. 2.

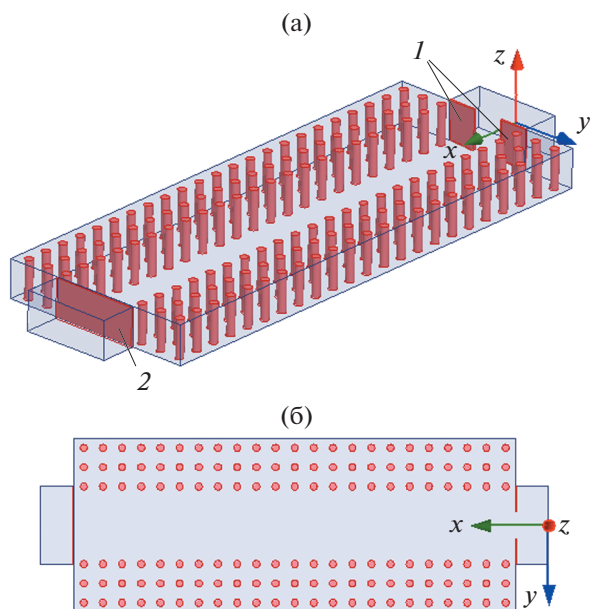


Рис. 3. Модель для численного исследования дисперсионной характеристики трехрядного осевого волновода (трехмерный вид (а) и вид сверху (б)): 1 – диафрагма со щелью, 2 – короткозамыкатель.

3. ТРЕХРЯДНЫЙ ОСЕВОЙ ВОЛНОВОД

Трехрядный волновод схематично показан на рис. 2а. Модель для численного исследования дисперсионной характеристики данного волновода на основе резонансной методики изображена на рис. 3. Модель представляет собой отрезок волновода в ЭМК с параметрами $P = 5.75$, $D = 2$, $h = 10$ (здесь и далее все размеры приведены в миллиметрах), который с одной стороны закорочен, а с другой ограничен диафрагмой со щелью, через которую происходит возбуждение резонатора стандартным прямоугольным металлическим волноводом 23×10 . Параметры ЭМК выбраны на основе результатов работ [17, 18].

Толщина диафрагмы $t = 0.5$, ширина щели $s = 8$. Длину отрезка волновода L , образующего резонатор, выбрали равной 23-м периодам кристалла, $L = 23P$. При выборе длины резонатора мы ориентировались на размеры экспериментального образца, использованного в работах [15, 16], а также для измерения характеристик собственных волн.

Расчетная характеристика коэффициента отражения на входе возбуждающего волновода в диапазоне частот 6.6...13 ГГц представлена на рис. 4. Резонансные частоты на ней соответствуют первым десяти типам колебаний в резонаторе с разным числом полуволн $n = 1, 2, \dots, 10$ в распределении поля на длине резонатора. Отметим, что рассчитанные в задаче возбуждения резонансные частоты немного отличаются от соответствующих частот изолированного резонатора, что связано с

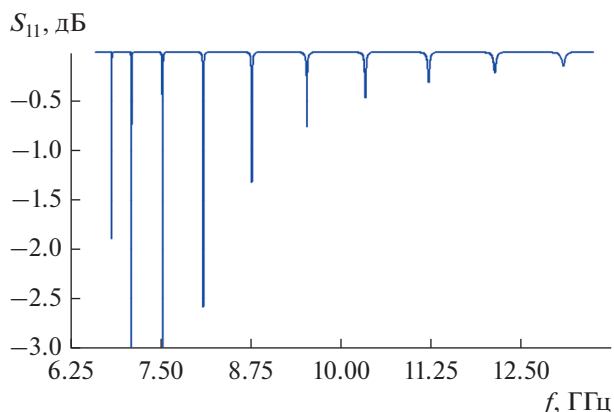


Рис. 4. Расчетная характеристика коэффициента отражения при возбуждении резонатора на осевом волноводе.

возмущением его поля, которое вносит возбуждающий волновод через щель в диафрагме.

Обращает на себя внимание зависимость величины коэффициента отражения на резонансе для разных номеров n или частоты f . На низких частотах резонансы имеют небольшую глубину, которая увеличивается с ростом частоты, достигая максимального значения на частоте около 7.5 ГГц. Далее, с повышением частоты глубина снова уменьшается. При этом ширина провалов коэффициента отражения монотонно увеличивается с ростом резонансной частоты. Такое поведение свидетельствует от том, что коэффициент связи волновода с резонатором монотонно растет с увеличением частоты. Часто вместо понятия коэффициент связи используют понятие добротности связи Q_c , которая, наоборот, обратно пропорциональна частоте. При этом важным фактором является соотношение между добротностью связи и собственной добротностью резонатора Q_0 . Отметим, что при моделировании волноводного резонатора учитывались конечные потери в металлических элементах конструкции. Поэтому собственная добротность имела конечное значение.

Из рис. 4 можно сделать вывод, что на частотах ниже 7.5 ГГц выполняется неравенство $Q_c > Q_0$. На более высоких частотах имеет место обратное соотношение между добротностями. На частоте 7.5 ГГц наблюдается их примерное равенство, т.е. режим, близкий к режиму критической связи, для которого характерен максимальный провал в частотной характеристике отраженного сигнала.

Подобная частотная зависимость добротности связи объясняется свойствами диафрагмы, которую использовали для связи волновода и резонатора. Она относится к числу индуктивных диафрагм [19], имеющих эквивалентную схему в виде параллельно включенной в линию передачи индуктивности. С ростом частоты сопротивление индуктивности

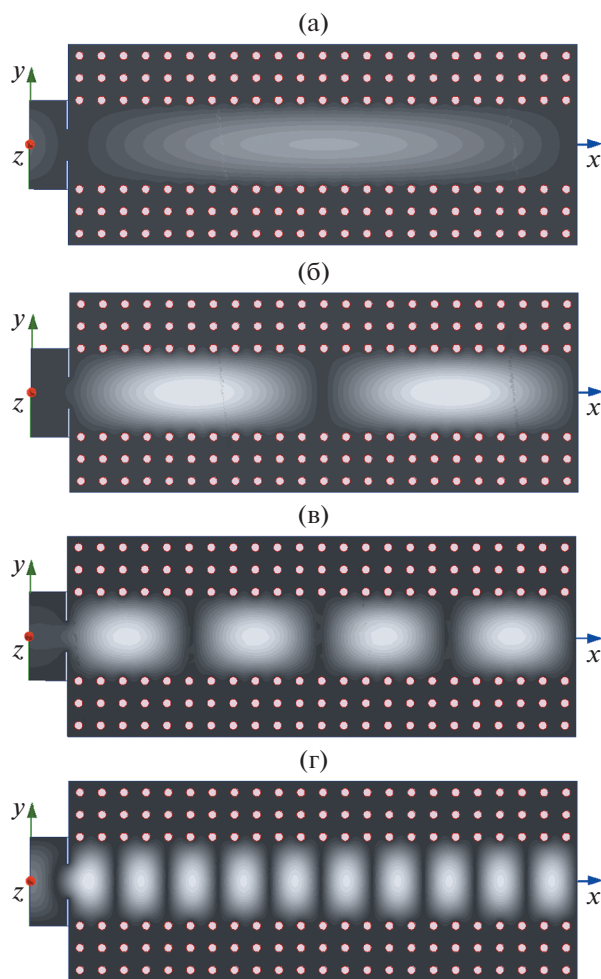


Рис. 5. Распределения амплитуды электрического поля вдоль резонатора, соответствующие четырем типам колебаний: 6.84 (а), 7.11 (б), 8.10 (в) и 13.09 ГГц (г) с разным числом полуволн $n = 1, 2, 4$ и 10 соответственно.

растет и вместе с ним растет коэффициент передачи через диафрагму, что, в свою очередь, снижает добротность связи.

Следует отметить, что рост сопротивления диафрагмы сопровождается не только ростом модуля коэффициента передачи, но и изменением фазы ее коэффициента отражения. Соотношение (1), с помощью которого определяется коэффициент замедления, записано в предположении о том, что отрезок волновода закорочен идеальными короткозамыкателями. Однако, как видно из рис. 4, диафрагма связи может рассматриваться идеальным короткозамыкателем лишь приблизительно в той области частот, в которой фаза коэффициента отражения от нее близка к π . Видно, что с ростом частоты точность приближения идеального короткозамыкателя снижается, поэтому на высоких частотах можно ожидать увеличения погрешности при измерении коэффициента замедления.

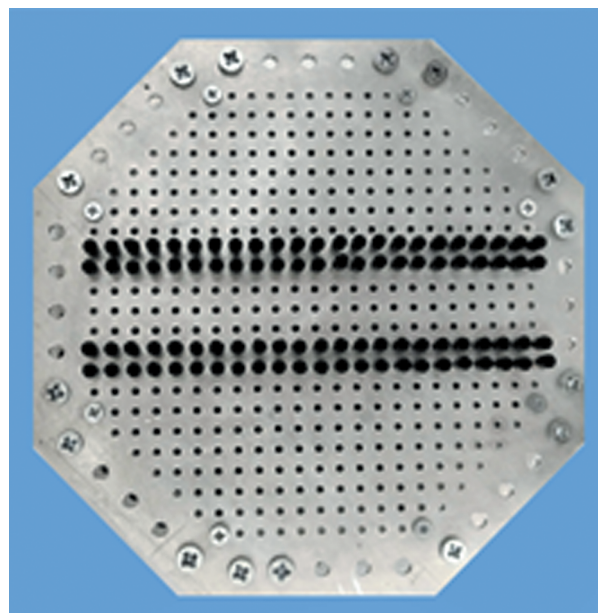


Рис. 6. Фотография макета для измерения дисперсионных характеристик трехрядного осевого волновода.

В качестве иллюстрации структуры поля разных типов колебаний на рис. 5а–5г приведены рассчитанные распределения напряженности электрического поля в резонаторе на частотах 6.84, 7.11, 8.10 и 13.09 ГГц, соответствующих $n = 1, 2, 4$ и 10 .

Экспериментальное исследование дисперсионных характеристик ЕВГ-волноводов проводилось на макете ЭМК, описанном в [15]. Характерной особенностью является то, что путем перекомпоновки металлических стержней в нем удается гибко изменять конфигурацию волноводных каналов и реализовать по отдельности макеты всех структур на рис. 2. Макет трехрядного осевого волновода, на котором были проведены экспериментальные исследования, показан на рис. 6.

Как и в численном эксперименте, в физическом эксперименте макет возбуждался стандартным прямоугольным металлическим волноводом через щель в диафрагме. Сравнение измеренных и расчетных значений резонансных частот в исследованном диапазоне частот представлено на рис. 7. Видно, что для всех десяти типов колебаний они хорошо согласуются.

По рассчитанным и измеренным значениям резонансных частот и соответствующему числу полуволн в распределении поля вдоль резонатора определяли значения коэффициента замедления волны в резонаторе на этих частотах. Результаты частотной зависимости $U(f)$ приведены на рис. 8, там же представлена дисперсионная кривая трехрядного осевого волновода, рассчитанная с помощью HFSS в режиме собственной моды (*eigen-*

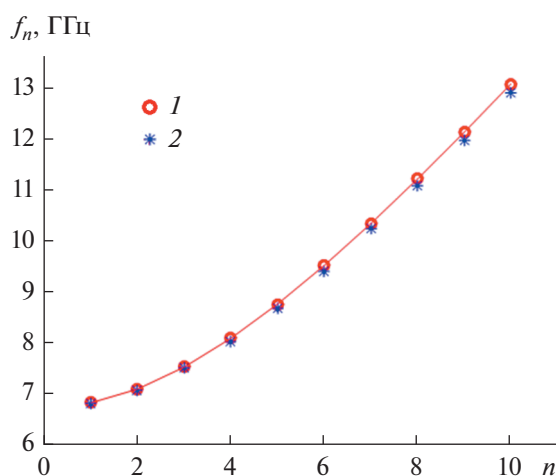


Рис. 7. Расчетные (1) и измеренные (2) резонансные частоты для первых десяти типов колебаний ($n = 1 : 10$).

mode) при использовании периодических граничных условий [17]. Видим, что все три способа определения дисперсионной характеристики дают близкие частотные зависимости коэффициента замедления. Некоторое различие может быть обусловлено отмеченным выше небольшим сдвигом резонансных частот нагруженного волноводом резонатора относительно собственных частот невозмущенного резонатора.

Наряду с измерением дисперсионных характеристик целью исследования ЕВГ-волноводов было изучение устойчивости их параметров к технологическим факторам. Основной проблемой реконфигурируемых схем на основе ЭМК в виде решетки металлических цилиндров является необходимость обеспечить возможность их свободного перемещения в направлении, перпендикулярном экранам ПВ. В этом случае жесткое крепление цилиндров к экранам ПВ с помощью винтов, использованное в работах [12, 13], исключается.

В экспериментальном образце, который был использован в данной работе и в [15, 16], цилиндры диаметром $D = 2$ фиксировались в отверстиях в экранах с тем же диаметром исключительно на трении. При этом неизбежно возникают некон-

Таблица 1. Резонансные частоты при $n = 1, 2, 4, 10$ для четырехборок экспериментального образца

Номер сборки	n			
	1	2	4	10
1	6.84	7.111	8.101	13.091
2	6.841	7.11	8.099	13.089
3	6.839	7.111	8.101	13.091
4	6.839	7.109	8.099	13.091

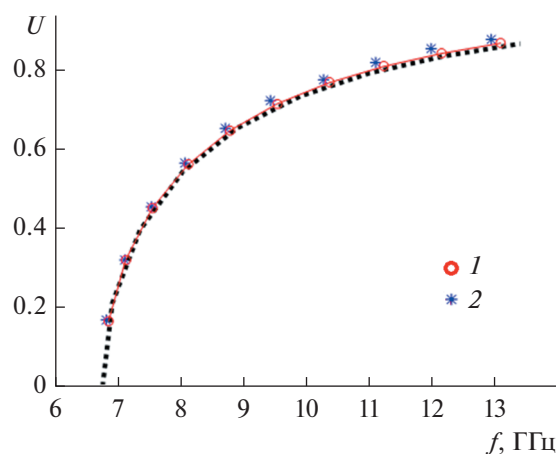


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента замедления волны в осевом волноводе: 1 – расчет в задаче возбуждения резонатора волноводом, 2 – эксперимент, пунктирная кривая – расчет в режиме eigenmode.

тролируемые зазоры между боковыми поверхностями цилиндров и экранами, которые оказывают влияние на электродинамические параметры цилиндров и, как следствие, на параметры волноводов. Для уменьшения этого эффекта экраны ПВ имели увеличенную толщину 3 для создания достаточно большой емкости и, следовательно, относительно малого сопротивления указанных зазоров. Если условие малости сопротивления контакта выполняется, то цилиндр ведет себя так же, как в случае идеального электрического контакта, который предполагался в расчетных моделях.

Для изучения влияния зазоров провели эксперимент: один и тот же резонатор четыре раза разбирали и собирали, измеряя каждый раз резонансные частоты. Результаты измерений представлены в табл. 1.

Как видим, полученные результаты практически не зависят от номера эксперимента. Отличие наблюдается в третьем знаке. Отсюда можем сделать вывод, что по крайней мере в данном образце контакты имеют достаточно малое сопротивление и не оказывают существенного влияния на результаты измерений.

4. ПЯТИРЯДНЫЙ ДИАГОНАЛЬНЫЙ ЕВГ-ВОЛНОВОД

Метод исследования дисперсионной характеристики пятирядного диагонального ЕВГ-волновода (см. рис. 26) аналогичен описанному выше для трехрядного осевого волновода. Модель для численного исследования на основе возбуждения резонатора стоячей волны показана на рис. 9. Метод возбуждения резонатора тот же – прямоугольным металлическим волноводом через шель

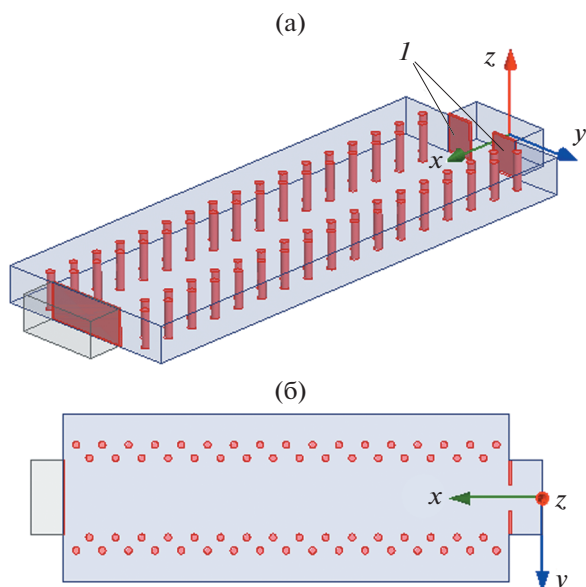


Рис. 9. Модель для численного исследования дисперсионной характеристики пятирядного диагонального волновода: трехмерный вид (а), вид сверху (б); I – диафрагма.

в диафрагме с теми же размерами, что и выше. Длина волновода и резонатора, образованного в том же макете ЭМК, равна $L = 17\sqrt{2}P$ при том же значении периода $P = 5.75$. Как видно из рис. 9, максимальное число цилиндров, уместяющихся вдоль резонатора, в этом случае равно 17.

Рассчитанная в результате решения задачи возбуждения резонатора частотная характеристика коэффициента отражения на входе возбуждающего волновода представлена на рис. 10. Каждой резонансной частоте на ней соответствует целое число полуволн, укладываемых на длине резонатора. Следует отметить, что в полосе частот возбуждающего волновода минимальная резонансная частота в данном случае соответствует трем полуволнам на длине резонатора $n_{\min} = 3$, в отличие от рассмотренной осевой структуры, в которой $n_{\min} = 1$.

Рассчитанные для этого случая распределения напряженности электрического поля вдоль резонатора на резонансных частотах 6.93, 7.49, 8.15 и 13.26 ГГц, соответствующих $n = 3, 4, 5$ и 10, показаны на рис. 11. Макет пятирядного диагонального волновода, на котором были проведены экспериментальные исследования, представлен на рис. 12.

Сравнение измеренных и расчетных значений резонансных частот для первых девяти типов колебаний представлено на рис. 13. Видно, что, как и в случае осевого волновода, измеренные и расчетные значения резонансных частот практически совпадают.

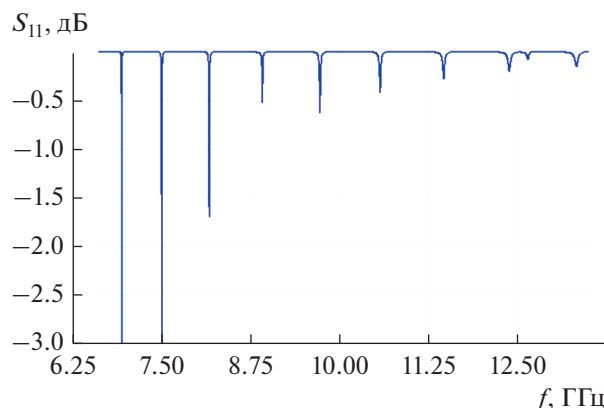


Рис. 10. Расчетная характеристика коэффициента отражения при возбуждении резонатора на диагонально-ориентированном волноводе.

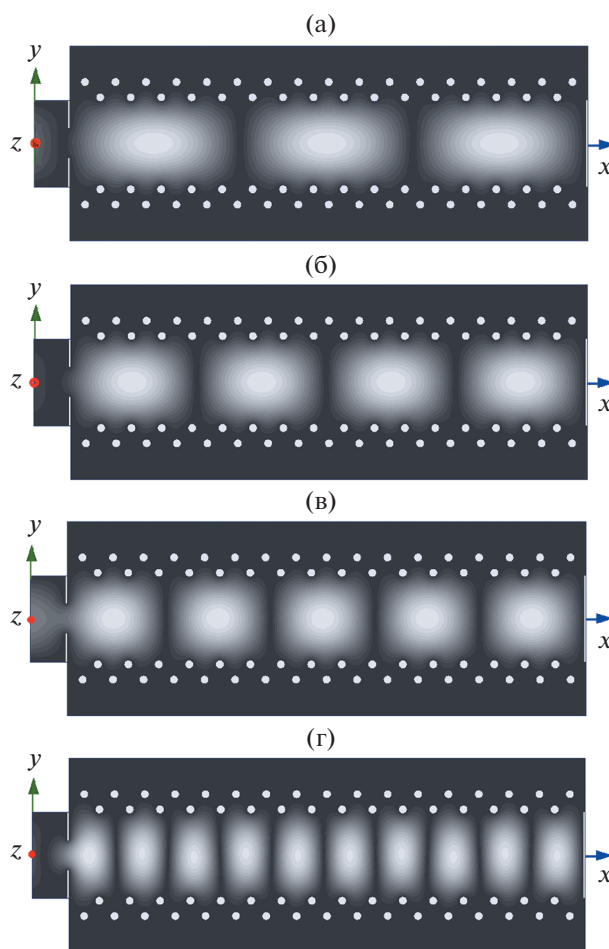


Рис. 11. Распределения амплитуды электрического поля вдоль резонатора, соответствующие четырем различным типам колебаний: 6.93 (а), 7.49 (б), 8.15 (в) и 13.26 ГГц (г), соответствующих $n = 3, 4, 5$ и 10.

Как и выше для осевого волновода, по рассчитанным и измеренным значениям резонансных частот и соответствующему числу полуволн в рас-

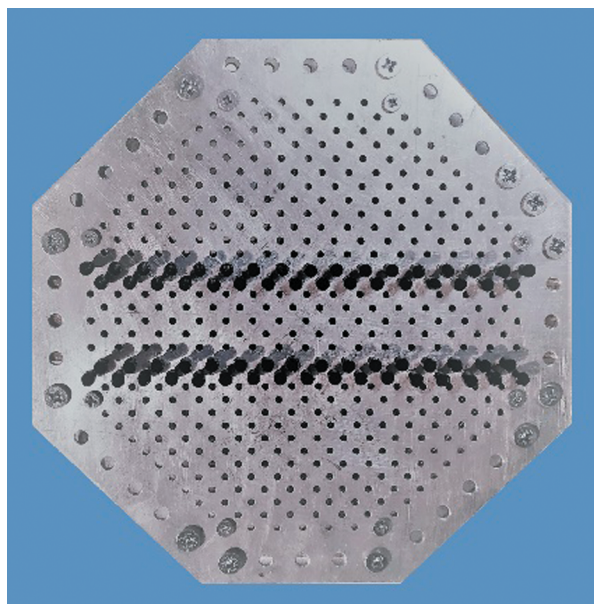


Рис. 12. Фотография макета для измерения дисперсионных характеристик пятирядного диагонального волновода.

пределении поля вдоль резонатора определяли значения коэффициента замедления волны в резонаторе на этих частотах. Результаты на частотной зависимости $U(f)$ приведены на рис. 14, там же представлена дисперсионная кривая пятирядного диагонального волновода, рассчитанная с помощью HFSS в режиме *eigenmode* при использовании периодических граничных условий [18]. Видим, что, как и в случае осевого волновода, все три способа определения дисперсионной характеристики дают очень близкие частотные зависимости коэффициента замедления.

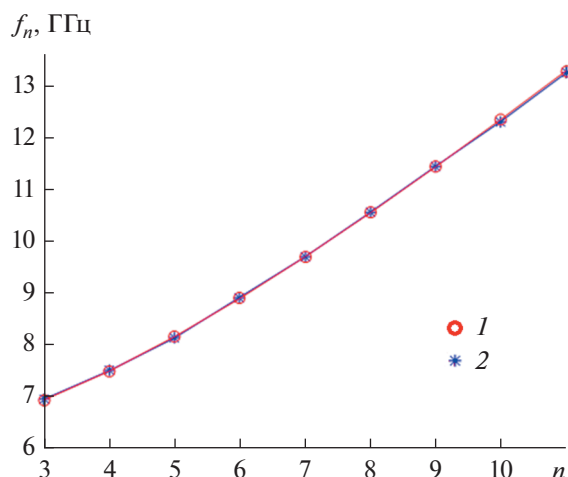


Рис. 13. Расчетные (1) и измеренные (2) резонансные частоты первых девяти типов колебаний ($n = 3 \dots 11$)

5. СВЯЗАННЫЕ ОСЕВЫЕ EBG-ВОЛНОВОДЫ

Структура связанных трехрядных осевых волнопроводов представлена на рис. 2в. В отличие от одиночных волнопроводов, в данной структуре могут распространяться четный и нечетный типы волн, отличающиеся распределением поля в поперечном сечении [20]. На регулярном участке структуры эти волны являются несвязанными и распространяются независимо, поэтому в численном и экспериментальном исследовании эти волны могут рассматриваться отдельно и независимо друг от друга.

Модель для численного исследования дисперсионных характеристик системы связанных волнопроводов с использованием резонаторного метода представлена на рис. 15. В этом случае резонатор образован из отрезков двух трехрядных осевых EBG-волнопроводов, имеющих общую полупрозрачную стенку из одного ряда цилиндров. Все цилиндры имеют одинаковый диаметр $D = 2$ и полностью погружены в кристалл. Длина резонатора, как и в модели одиночного осевого волновода, равна $L = 23P$, где период $P = 5.75$. Возбуждение резонатора, как в описанных выше моделях, осуществляется стандартным металлическим волноводом через щель в диафрагме 1 (см. рис. 15), установленной на входе одного из связанных волнопроводов. Ширина щели в диафрагме та же, что и раньше.

Если бы исследуемая резонансная структура была строго симметричной с сохранением продольной плоскости симметрии, то четную и нечетную волны системы связанных волнопроводов можно было бы рассматривать отдельно и независимо друг от друга, поскольку они формировали

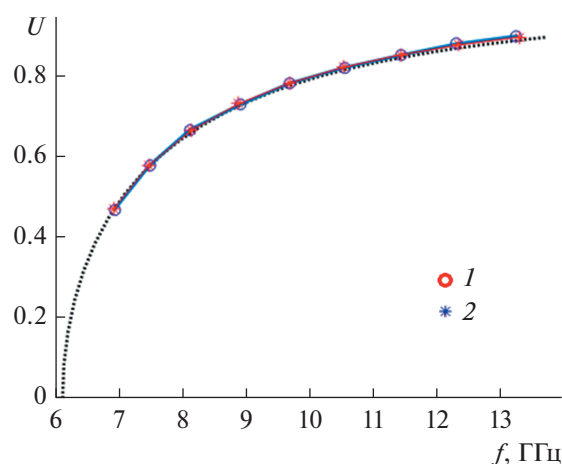


Рис. 14. Частотная зависимость коэффициента замедления волны в диагональном волноводе: 1 – расчет в задаче возбуждения резонатора волноводом, 2 – эксперимент, пунктирная кривая – расчет в режиме *eigenmode*.

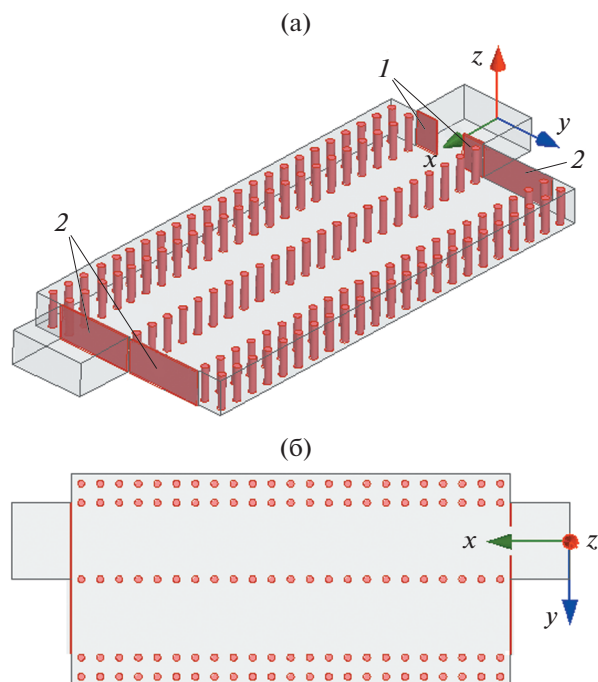


Рис. 15. Модель для численного исследования дисперсионной характеристики связанных волноводов, 1 – диафрагма со щелью, 2 – короткозамыкатели: трехмерный вид (а), вид сверху (б).

бы соответственно четное и нечетное колебания резонатора. Однако в данной структуре с диафрагмой, через которую осуществляется возбуждение резонатора, нарушена симметрия, вследствие чего ортогональность четных и нечетных колебаний также нарушается. Это означает, что четное и нечетное колебания в структуре на рис. 15 оказываются связанными. Благодаря этой связи образуются два новых собственных колебания, каждое из которых представляет собой линейную комбинацию четного и нечетного колебаний, существующих в соответствующей симметричной структуре с закороченной диафрагмой. Эти новые колебания не являются ни четными, ни нечетными. Они имеют несимметричные относительно плоскости XOZ распределения полей.

Предполагая слабую связь резонатора с внешней схемой, естественно также предположить, что частоты этих колебаний близки к частотам четного и нечетного типов колебаний, существующих в невозмущенном резонаторе, что подтверждается приведенными далее расчетами. Поэтому измеренная дисперсионная характеристика, определяемая по частотам возмущенного резонатора, оказывается близкой к теоретической, определяемой по частотам невозмущенного резонатора (см. формулу (1)). Таким образом, рассчитывая и измеряя резонансные частоты в каждой паре резонансов на частотной характеристике, полученной в численном и

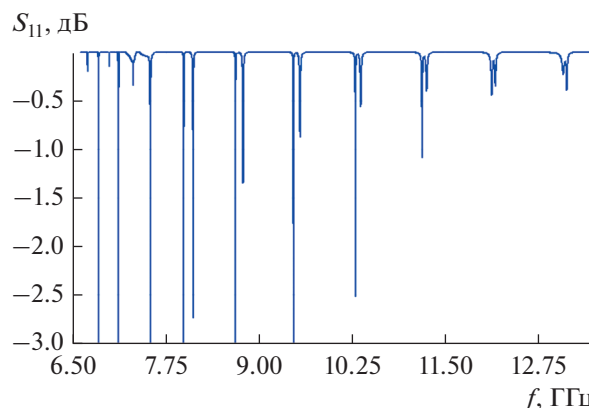


Рис. 16. Расчетная характеристика коэффициента отражения при возбуждении резонатора на связанных волноводах.

физическом эксперименте, можем с достаточной точностью получить дисперсионные характеристики четных и нечетных волн связанных волноводов.

Собственные колебания резонатора на связанных волноводах (см. рис. 15) имеют отличающиеся резонансные частоты. Разность частот определяется в основном уровнем связи между волноводами (степенью прозрачности общей стенки). Предположим, что при заданных параметрах структуры связь волноводов достаточно слабая и, следовательно, разность частот резонансов достаточно мала. В этом случае можем ожидать, что в рассчитанной и измеренной частотных характеристиках отраженного сигнала в структуре на рис. 15 эти два колебания должны проявляться в виде пар близко расположенных резонансов. Каждой такой паре соответствует определенное число полуволн на длине резонатора, а каждому резонансу в паре соответствует одно из собственных колебаний с максимумом поля в одном или в другом волноводе.

Рассчитанная в результате решения задачи возбуждения такого резонатора частотная зависимость коэффициента отражения приведена на рис. 16. Как видно на рисунке, в исследуемой полосе частот 6.6...13.5 ГГц наблюдаются 10 пар резонансных частот. Резонансные кривые в каждой паре соответствуют четным и нечетным типам волн. Каждая пара частот характеризуется целым числом полуволн на длине резонатора.

Для определения типа волны на каждой резонансной частоте была исследована структура поля соответствующего колебания в продольном и поперечном сечениях волноводов. В соответствии с числом полуволн, укладываемых на длину резонатора, вычислялись постоянные распространения волн. По направлениям вектора электрического поля в волноводах в поперечном сечении резонатора определялся тип волны (четная или нечетная).

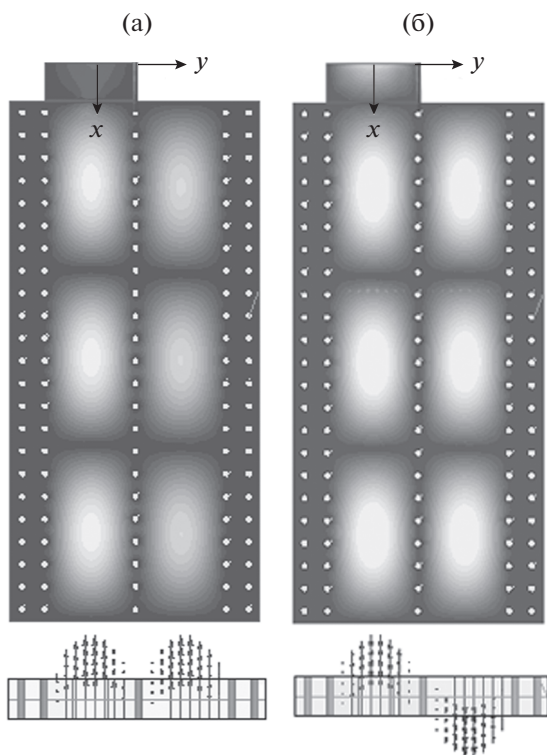


Рис. 17. Распределения напряженности электрического поля в продольных сечениях связанных волноводов, соответствующие двум типам колебаний: 7.465 (а) и 7.567 ГГц (б) при $n = 3$.

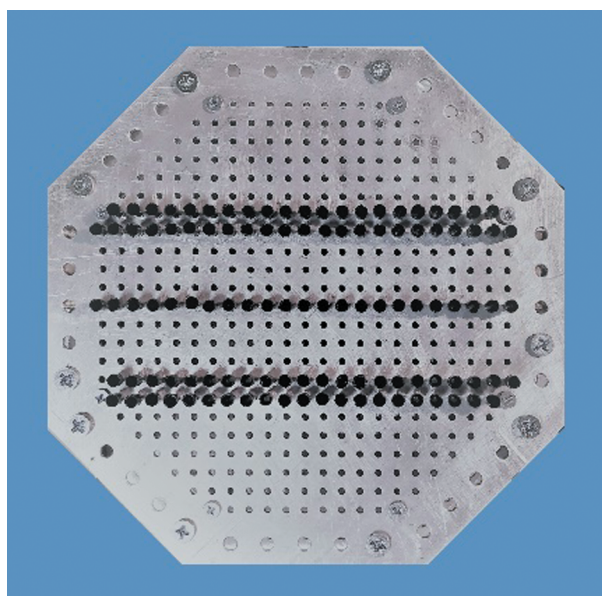


Рис. 18. Фотография макета для измерения дисперсионных характеристик связанных осевых волноводов.

Найденные распределения напряженности электрического поля вдоль резонатора на резонансных частотах 7.465 и 7.567 при $n = 3$ показаны

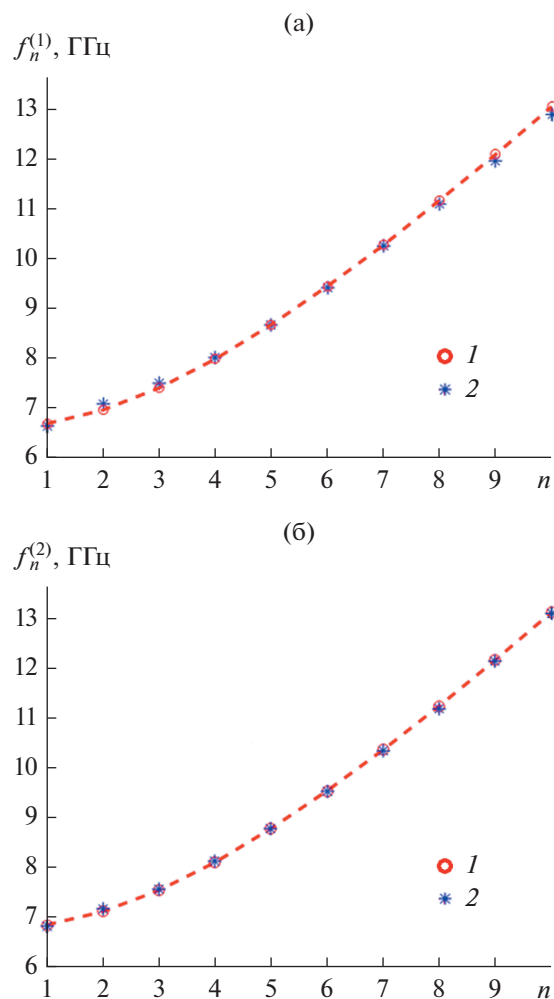


Рис. 19. Расчетные (1) и измеренные (2) резонансные частоты четных $f_n^{(1)}$ (а) и нечетных $f_n^{(2)}$ (б) типов колебаний в зависимости от числа полуволн n для длины резонатора.

на рис. 17. При этом векторы напряженности электрического поля в связанных волноводах для четной волны (рис. 17а) имеют одинаковые направления, для нечетной (рис. 17б) – противоположные. Макет связанных осевых волноводов, на котором были проведены экспериментальные исследования, показан на рис. 18.

В физическом эксперименте, проведенном по той же схеме, что и численный, были измерены частотная характеристика коэффициента отражения, аналогичная представленной на рис. 16, а также соответствующие резонансные частоты четных и нечетных типов колебаний. Сравнение расчетных и измеренных данных приведено на рис. 19.

Как и для одиночных волноводов, по рассчитанным и измеренным значениям резонансных частот четных и нечетных типов колебаний и соответствующему числу полуволн в распределении

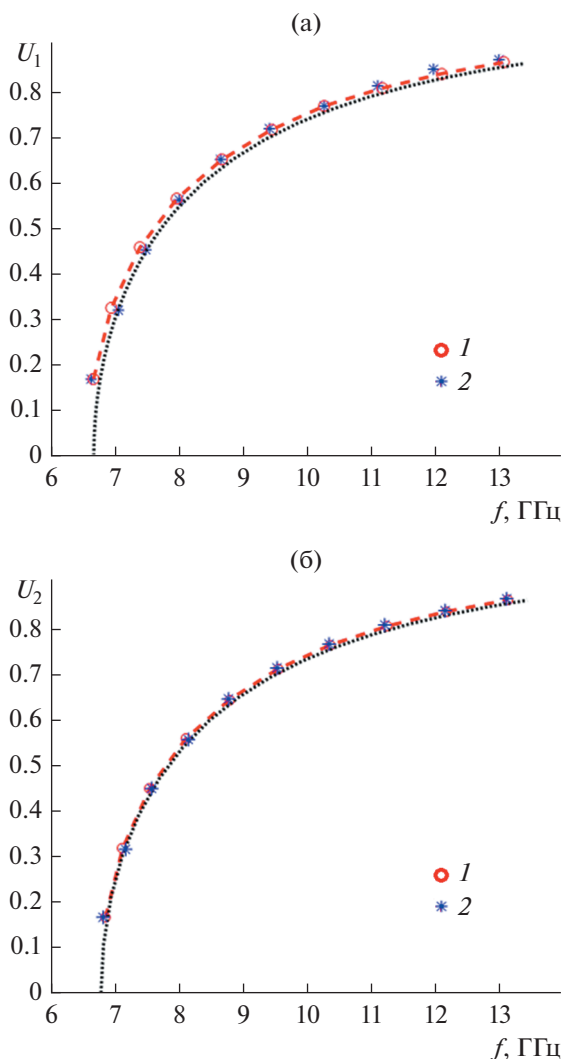


Рис. 20. Частотные зависимости коэффициента замедления четной $U_1(f)$ (а) и нечетной $U_2(f)$ (б) волн в связанных осевых волноводах: 1 – расчет в задаче возбуждения резонатора волноводом, 2 – эксперимент, пунктирная кривая – расчет в режиме eigenmode.

поля вдоль резонатора определяли значения коэффициента замедления четных и нечетных волн в связанных волноводах на этих частотах. Результаты на частотных зависимостях $U_1(f)$ для четных волн и $U_2(f)$ для нечетных приведены на рис. 20а, 20б. На каждом из них представлена соответствующая дисперсионная кривая для четной и нечетной волн системы связанных волноводов, рассчитанная с помощью HFSS в режиме eigenmode при использовании периодических граничных условий [20]. Видим, что, как и для рассмотренных одиночных волноводов, все три способа определения дисперсионной характеристики связанных волноводов дают очень близкие частотные зависимости коэффициентов замедления как для четной, так и для нечетной волн.

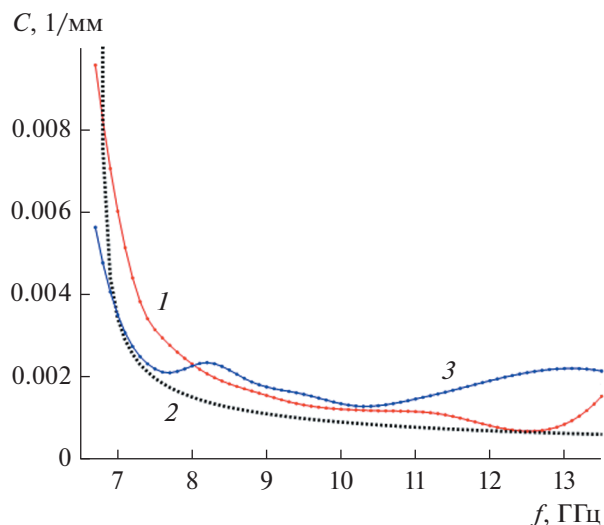


Рис. 21. Частотная зависимость линейного коэффициента связи: 1 – расчет по резонаторному методу, 2 – расчет в режиме eigenmode, 3 – расчет на основе измерений.

Для связанных волноводов важной характеристикой, показывающей степень связи и позволяющей оценивать длину направленных ответвителей с заданным коэффициентом передачи, в частности трехдецибелльных направленных ответвителей, является линейный коэффициент связи (ЛКС) [20], который определяется через постоянные распространения четного и нечетного типов волн $\beta_{\text{ч}}$, $\beta_{\text{н}}$ по формуле $C = |\beta_{\text{ч}} - \beta_{\text{н}}|/2$. На основе полученных выше результатов при использовании трех способов определения дисперсионных характеристик четных и нечетных волн были рассчитаны соответствующие частотные зависимости ЛКС для рассмотренных связанных трехрядных осевых волноводов (рис. 21). Как видно, все три зависимости достаточно хорошо согласуются друг с другом в большей части исследованного диапазона частот. Кроме того, можно отметить, что в диапазоне частот 8.5...11.5 ГГц (относительная полоса 30%) частотная зависимость ЛКС достаточно плавная, что согласуется с данными [20].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные результаты свидетельствуют о том, что использованные в работах [17, 18] расчетные модели с весьма высокой точностью описывают поведение собственных волн одиночного и связанных осевого и диагонального ЕВГ-волноводов. Поэтому сделанные в указанных работах выводы относительно рабочего диапазона указанных структур и выбора их параметров можно считать достоверными. Важным результатом также является вывод относительно повторяемости пара-

метров базовых волноводов для ЕВG-схем при их реконфигурации.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания (тема № 0030-2019-0014).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Yablonovitch E.* // Phys. Rev. Lett. 1987. V. 58. № 20. P. 2059.
2. *Joannopoulos J.D., Meade R.D., Winn J.N.* Photonic Crystals: Molding the Flow of Light. Princeton, NJ: Princeton Univ. Press, 1995.
3. *Sakoda K.* Optical Properties of Photonic Crystals. Berlin: Springer-Verlag, 2005.
4. *Mosallaei H., Rahmat-Samii Y.* // IEEE Trans. 2003. V. AP-51. № 3. P. 549.
5. *Painter O., Lee R.K., Scherer A. et al.* // Science. 1999. V. 284. № 6. P. 1819.
6. *Mekis A., Chen J.C., Kurland I. et al.* // Phys. Rev. Lett. V. 77. № 18. P. 3787.
7. *Банков С.Е.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 2. С. 133.
8. *Банков С.Е.* // РЭ. 2009. Т. 54. № 6. С. 671.
9. *Банков С.Е.* Электромагнитные кристаллы. М.: Физматлит, 2010.
10. *Kraftmakher G.A., Butylkin V.S., Kazantsev Yu.N. et al.* // Appl. Phys. A. 2017. V. 123. P. 56.
11. *Kraftmakher G., Butylkin V., Kazantsev Y., Mal'tsev V.* // Electronics Lett. 2017. V. 53. № 18. P. 1264.
12. *Банков С.Е., Пангонис Л.И.* // РЭ. 2008. Т. 53. № 3. С. 295.
13. *Bankov S.E., Duplenkova M.D.* // Proc. 1st Int. Congress on Advanced Electromagnetic materials in Microwaves and Optics. 21–26 October 2007. Rome. P. 288.
14. *Xu H., Wang Y., Chaffar F., Roy L.* // IEEE Trans. 2020. V. MTT-69. № 2. P. 1334. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.3040384>
15. *Банков С.Е., Фролова Е.В., Калиничев В.И.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 7. С. 627.
16. *Банков С.Е., Фролова Е.В., Калиничев В.И.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 10. С. 939.
17. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 9. С. 852.
18. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 951.
19. *Левин Л.* Теория волноводов. М.: Радио и связь, 1981.
20. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 4. С. 315.