

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.67

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВОРОТОВ EBG-ВОЛНОВОДОВ

© 2021 г. С. Е. Банков^а, *, Е. В. Фролова^а, В. И. Калинин^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 15.01.2021 г.

После доработки 15.01.2021 г.

Принята к публикации 28.02.2021 г.

Рассмотрены повороты на 90° и 45° трехрядных EBG-волноводов на основе электромагнитного кристалла (ЭМК) в виде двумерно-периодической решетки металлических цилиндров, размещенных внутри плоского волновода (ПВ). Рассмотрены повороты волноводов, ориентированных вдоль главных и диагональных оптических осей ЭМК. При помощи электродинамического моделирования в среде HFSS проведена оптимизация поворотов для EBG реконфигурируемых схем с двух- и трехпозиционным управлением. Показано, что в диапазоне частот $1.5 : 1$ элементы с двухпозиционным управлением обеспечивают согласование на уровне не хуже -15 дБ, а элементы с трехпозиционным управлением согласованы на уровне -20 дБ. Проведено экспериментальное исследование поворотов для реконфигурируемых схем с двухпозиционным управлением, результаты которого подтвердили основные выводы электродинамического моделирования. Предложена рефлектометрическая схема измерения малых коэффициентов отражения, позволяющая исключить влияние на результаты измерений неидеальных элементов измерительного СВЧ-тракта.

DOI: 10.31857/S0033849421070019

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Создание реконфигурируемых устройств СВЧ-диапазона, способных изменять под воздействием управляющих факторов не только свои параметры, но и структуру, а следовательно, и функциональное назначение, активно обсуждается в литературе в настоящее время [1–3]. В ряде работ [4, 5] в качестве основы для построения реконфигурируемых устройств были предложены электромагнитные кристаллы (ЭМК) в виде решетки металлических цилиндров, расположенных внутри плоского волновода (ПВ). Подобными структурами можно управлять разными способами. Простейший из них – механическое погружение металлического цилиндра. Возможно также более сложное электронное управление, которое реализуется путем включения в цилиндр сосредоточенного элемента – полупроводникового диода, емкость которого зависит от напряжения на диоде. Реконфигурируемые устройства с электронным управлением изучены в существенно меньшей степени по сравнению со структурами из сплошных цилиндров. Отметим работы [6, 7], в которых рассматриваются собственные волны в волноводах такого типа.

Достаточно большое число работ [8–10] посвящено исследованию однородных и неоднородных ЭМК из так называемых емкостных цилиндров,

т.е. цилиндров, не полностью погруженных в ПВ. Предполагалось, что глубина погружения может использоваться в качестве управляющего фактора, который позволит плавно изменять свойства EBG-волноводов и за счет этого создавать на их основе эффективные СВЧ-элементы и сложные схемы. К сожалению, данное предположение оправдалось не полностью. В упомянутых работах было показано, что во многих случаях плавная трансформация собственных волн EBG-волновода при изменении глубины погружения не наблюдается. Появление емкостной составляющей в импедансе цилиндра, связанной с зазором между цилиндром и экраном ПВ, служит источником появления дополнительных типов волн. Они препятствуют непрерывному преобразованию поля в EBG-волноводе путем изменения глубины погружения цилиндра. Данное обстоятельство существенно уменьшает возможности применения ЭМК из емкостных цилиндров для построения реконфигурируемых СВЧ-устройств.

Альтернативой емкостным цилиндрам могут служить сплошные металлические цилиндры без зазоров. Они имеют индуктивный импеданс, который определяется радиусом цилиндра. Недостатком этих структур является сложность управления их параметрами, что обусловлено измене-

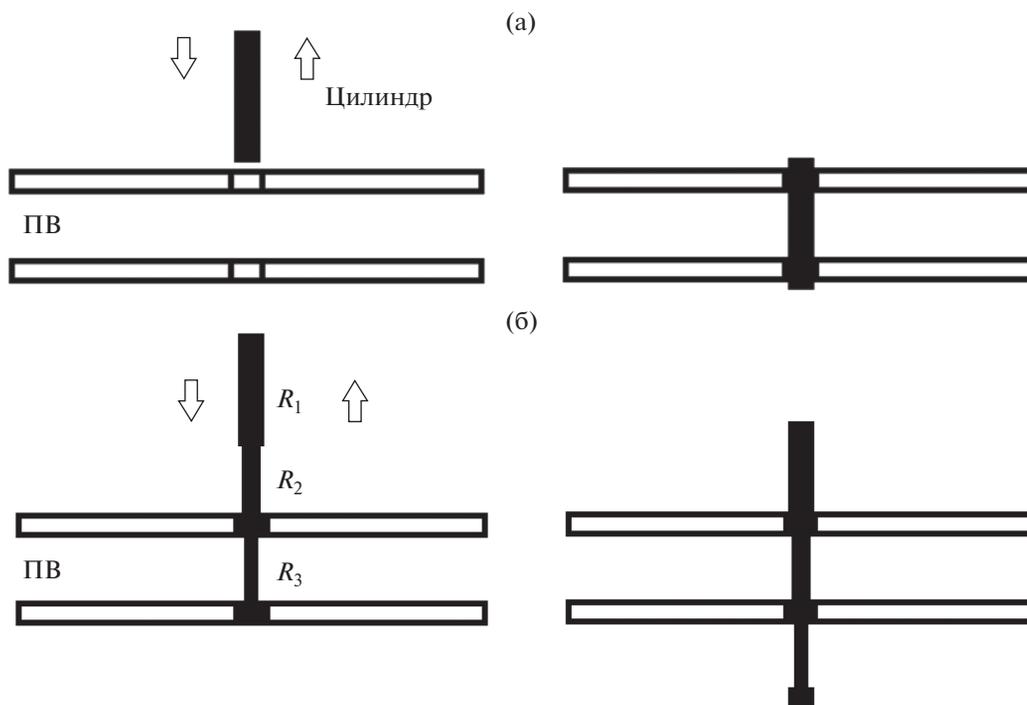


Рис. 1. Двухпозиционное (а) и многопозиционное (б) управление.

нием радиуса. Определенные перспективы имеет обсуждаемая в данной работе идея дискретного управления, в рамках которой данный параметр может принимать ряд фиксированных значений. При этом имеется возможность свести задачу механического управления к изменению глубины погружения цилиндра в ПВ.

Реализация дискретного управления поясняется на рис. 1а. В рамках данного варианта все цилиндры, формирующие ЭМК, могут находиться в двух состояниях:

- цилиндр полностью удален из ПВ;
- цилиндр полностью погружен в ПВ.

Предполагается, что все цилиндры в ЭМК имеют одинаковые радиусы. Элемент регулярного ЭМК – это полностью погруженный цилиндр. Дефекты, формирующие волноведущие и другие функциональные области, – это удаленные цилиндры. Такой вариант механического управления уместно назвать двухпозиционным управлением по числу состояний.

Возможно также и многопозиционное управление (рис. 1б). В этом случае в ПВ погружается металлическая структура, состоящая из нескольких цилиндров с разными радиусами. Достоинством представленного на рис. 1а и 1б дискретного управления является применение линейного перемещения такого же, как в случае емкостных цилиндров. Перемещение может осуществляться в ручном режиме и электромеханически. В по-

следнем случае управление осуществляется при помощи электрических сигналов.

Также мы можем отметить всегда имеющуюся возможность управления структурой ЭМК путем его перекомпоновки, которая сводится к погружению в ПВ и удалению из него металлических цилиндров. В этом случае число типов цилиндров с разными радиусами может быть существенно расширено по сравнению с многопозиционным управлением. Создание СВЧ-схем на основе ЭМК в режиме сборки аналогично созданию объемных объектов при помощи конструктора лего, также содержит набор типовых элементов, соединяющихся разными способами. Поэтому данный вариант реконфигурируемого ЭМК можно назвать СВЧ-лего.

Целью данной, а также предполагаемых последующих работ является оценка возможностей устройств на основе ЭМК с двухпозиционным (бинарным) и трехпозиционным управлением. Предполагается провести электродинамическое моделирование, оптимизацию и экспериментальное исследование ряда структур на основе ЕВГ-волноводов. Их совокупность может рассматриваться как элементная база реконфигурируемых СВЧ-схем, с помощью которой можно создавать сложные разветвленные устройства разного функционального назначения.

При формировании указанной элементной базы мы ориентировались на результаты электроди-

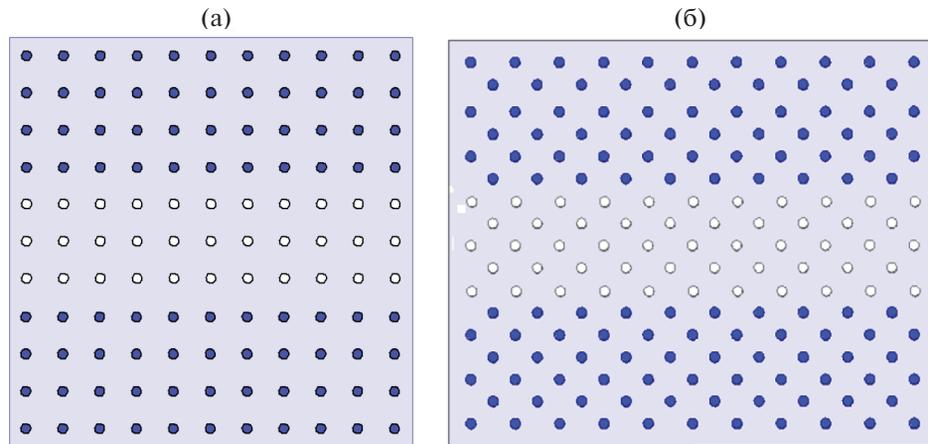


Рис. 2. Трехрядный осевой (а) и пятирядный диагональный (б) EBG-волноводы.

намического моделирования, представленные в работах [11, 12]. В них были исследованы однородные ЭМК из металлических цилиндров, а также разные типы одиночных и связанных волноводов. В указанных работах было показано, что EBG-волноводы могут классифицироваться по числу рядов элементов ЭМК, удалением которых образуется волновод, а также по признаку ориентации волновода относительно оптических осей ЭМК. Таким образом, мы имеем одно-, двух-, трехрядные и т.д. волноводы. Кроме того, они могут быть осевыми и диагональными, если речь идет об ЭМК с квадратной сеткой. Особое место занимают ЭМК с гексагональной сеткой, но на данном этапе мы их не рассматриваем.

В данной работе будем рассматривать структуры, в которых используются определенные типы EBG-волноводов. Для осевых волноводов ограничимся трехрядными структурами, имеющими определенные преимущества по сравнению с аналогичными одно- и двухрядными волноводами. Диагональные волноводы имеют более высокую рядность, которая выбирается из условия соответствия ширины и положения рабочего диапазона частот диагонального волновода и трехрядного осевого волновода, выполненных в одном и том же ЭМК. На основании этого условия мы использовали пятирядные диагональные волноводы.

Исходя из этого мы можем сформировать следующий минимальный набор базовых элементов:

- осевой одиночный волновод;
- диагональный одиночный волновод;
- связанные осевые волноводы;
- поворот на 90° осевого волновода;
- поворот на 90° диагонального волновода;
- поворот волновода на 45° ;
- Y -делитель мощности с входом на осевом волноводе;

- Y -делитель мощности с входом на диагональном волноводе;
- Т-образный делитель мощности на осевых волноводах;
- Т-образный делитель мощности на диагональных волноводах;
- направленный ответвитель на связанных волноводах.

Данный перечень включает минимальный набор базовых элементов, который может быть существенно расширен. Мы рассмотрим различные повороты EBG-волноводов в ЭМК с двух- и трехпозиционным управлением.

На первом этапе проведена оптимизация поворотов и определена их структура. Для этого мы используем систему электродинамического моделирования HFSS. На втором этапе проведено экспериментальное исследование элементов с двухпозиционным управлением. Поскольку экспериментальное исследование предполагает измерение достаточно малых коэффициентов отражения, то для его выполнения была разработана специальная рефлектометрическая методика, позволившая исключить влияние на результаты измерений неидеальных переходов с коаксиальной линии на металлический волновод и с металлического волновода на EBG волновод.

2. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОВОРОТОВ EBG-ВОЛНОВОДОВ С ДВУХПОЗИЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Осевой трехрядный и диагональный пятирядный EBG-волноводы изображены на рис. 2. Видно, что они получаются путем удаления из ЭМК соответственно трех и пяти рядов цилиндров, ориентированных вдоль главных и побочных (диагональных) оптических осей кристалла. На

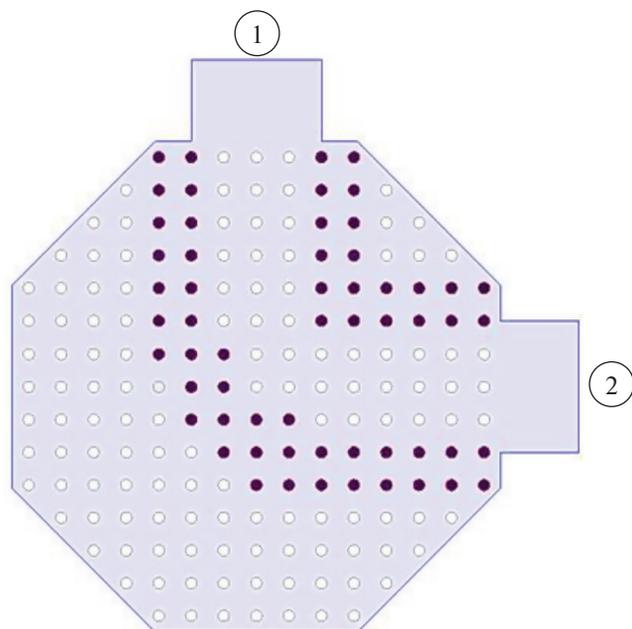


Рис. 3. Модель поворота на 90° осевого волновода (здесь и далее цифрами 1, 2 в кружочках обозначены выходы).

основе результатов работ [11, 12] были выбраны параметры ЭМК: период $P = 5.75$ и радиус цилиндра $R = 1$. Высота ЭМК $h = 10$. Все размеры здесь и далее приводятся в миллиметрах. Данные параметры соответствуют рабочему диапазону частот 7...13 ГГц стандартного металлического волновода сечением 23×10 .

На практике волноводные элементы имеют более узкий рабочий диапазон, так как на нижних частотах их характеристики ухудшаются из-за близости к критической частоте основной волны, а на верхнем краю полосы из-за появления паразитных резонансов, связанных с высшими типами волн. Поэтому при оптимизации EBG-элементов мы стремились к достижению приемлемых характеристик в диапазоне частот 8...12 ГГц.

Повороты EBG-волноводов относятся к классу H -плоскостных волноводных поворотов, которые известны в теории и технике СВЧ-устройств [13]. Для достижения хорошего согласования данного элемента используются два подхода: создание изгиба волновода с постоянным радиусом и излом волновода с согласующим зеркалом. Дискретная структура EBG-волновода плохо подходит для формирования плавных нерегулярностей, таких как изгиб. Поэтому основным направлением было выбрано применение согласующего зеркала.

На примере поворота осевого волновода на 90° мы поясним процесс поиска оптимального решения, который связан с изучением различных вариантов устройства. В качестве отправной точки используется исходный вариант 1 поворота осе-

вого волновода на 90° с согласующим зеркалом, представленный на рис. 3. Далее в его конструкцию вносятся изменения, направленные на улучшение технических характеристик. Были рассмотрены три конструкции – варианты 2–4. Из них выбирается устройство с лучшими параметрами – оптимальный вариант. Для поворотов других типов мы не будем подробно рассматривать их оптимизацию и ограничимся анализом базового и оптимального вариантов.

Отметим, что модель, использованная для электродинамического моделирования, содержит выходы в виде отрезков стандартных металлических волноводов указанного выше сечения. По этой причине на расчетные характеристики оказывают влияние также переходы со стандартного волновода на EBG-волновод. Однако, как отмечается в работах [11, 12], коэффициент отражения от таких переходов весьма мал. Он находится в диапазоне $-(20...30)$ дБ. Поэтому далее мы не предпринимали специальных мер для выделения вклада собственно EBG-элемента в результирующий коэффициент отражения, предполагая, что они отлучаются незначительно.

На рис. 4 представлена частотная зависимость модуля коэффициента отражения поворота (кривая 1). Видно, что область его согласования смещена в сторону высоких частот. По этой причине в целевом диапазоне 8...12 ГГц согласование находится на неудовлетворительном уровне. Можно предположить, что большой уровень отражения обусловлен сужением волноведущего канала в области размещения зеркала. Такое сужение эквивалентно появлению участка запредельного волновода, являющегося источником рассогласования устройства.

Для устранения этого недостатка были рассмотрены варианты 2–4 поворота, представленные на рис. 5а–5в. Этим структурам соответствуют кривые 2–4 на рис. 4. Видно, что удаление элемента ЭМК в вершине клиновидной области при $x = 2P$, $y = 2P$ (вариант 2, кривая 2) положительно сказалось на согласовании поворота. Коэффициент отражения в области частот 9.2...13 ГГц уменьшился до уровня -15 дБ. Однако в нижней части диапазона он по-прежнему достаточно высокий.

В варианте 3 цилиндр при $x = 2P$, $y = 2P$ обратно введен в ЭМК, но зеркало, расположенное под углом 45° к осям волноводов, смещено на один период по сравнению с вариантами 1 и 2 (см. рис. 4, кривая 3). Видно, что коэффициент отражения находится ниже уровня -15 дБ в весьма широком диапазоне 7...12.3 ГГц.

Дальнейшее расширение переходной области поворота, соединяющей EBG-волноводы (см. рис. 5, вариант 4), не привело к улучшению его характеристик. Данной структуре соответствует кривая 4 на рис. 4. Видно, что расширение области

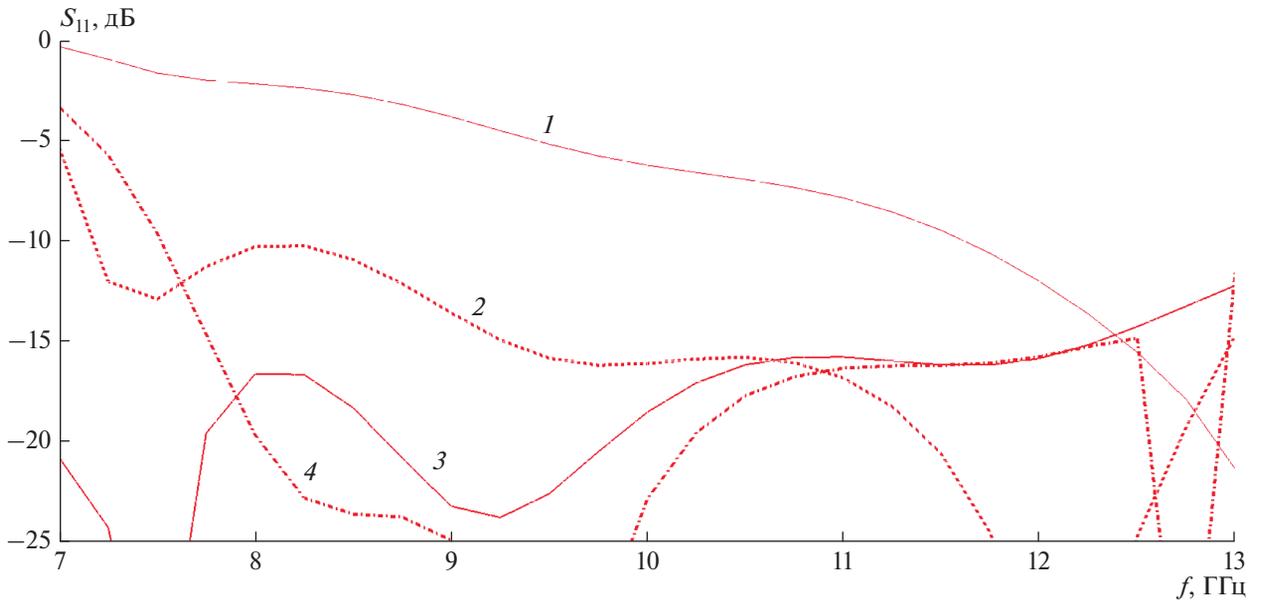


Рис. 4. Частотная характеристика поворота на 90° осевого волновода с двухпозиционным управлением: кривая 1 для поворота, представленного на рис. 3, кривые 2–4 – на рис. 5а–5в соответственно.

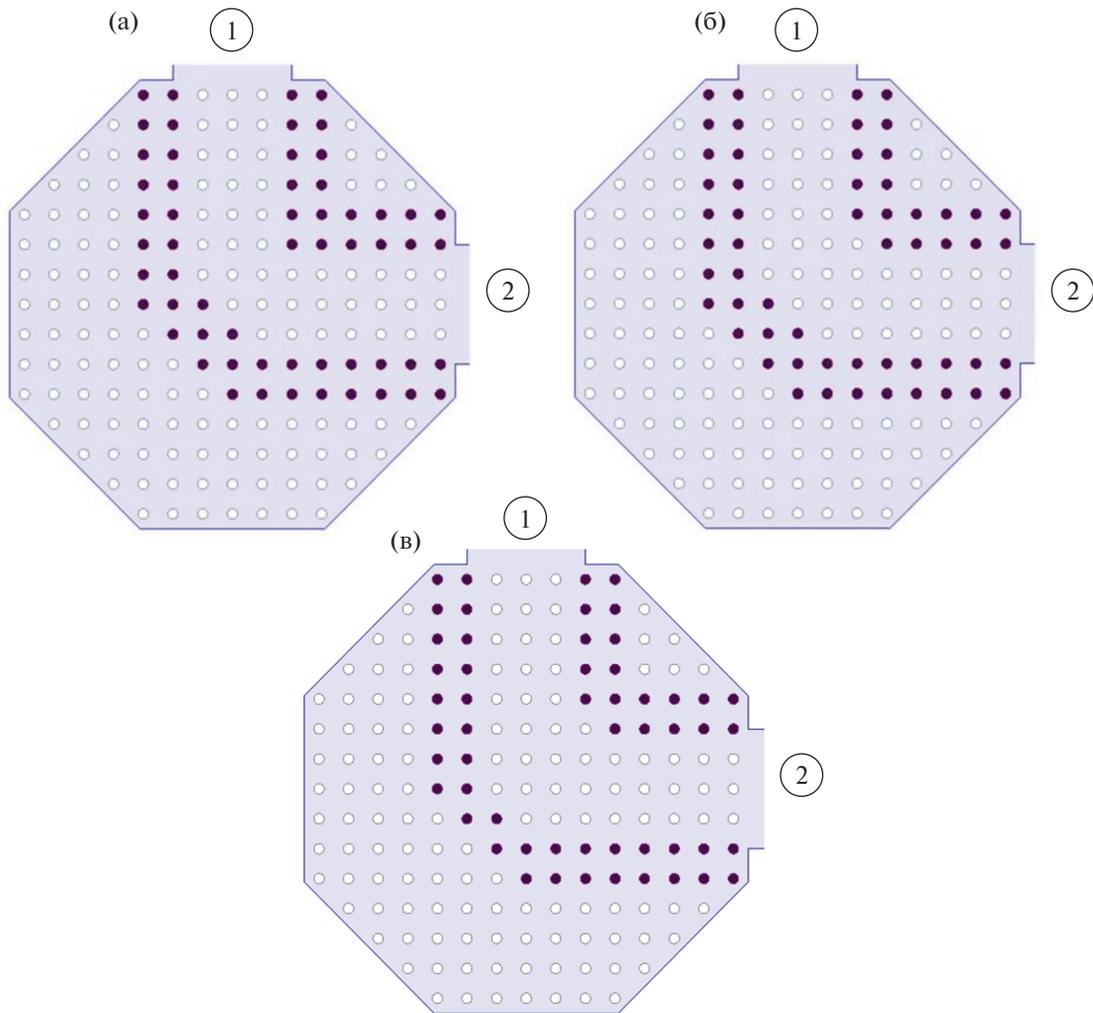


Рис. 5. Варианты поворотов 2 (а), 3 (б) и 4 (в) осевого волновода на 90° .

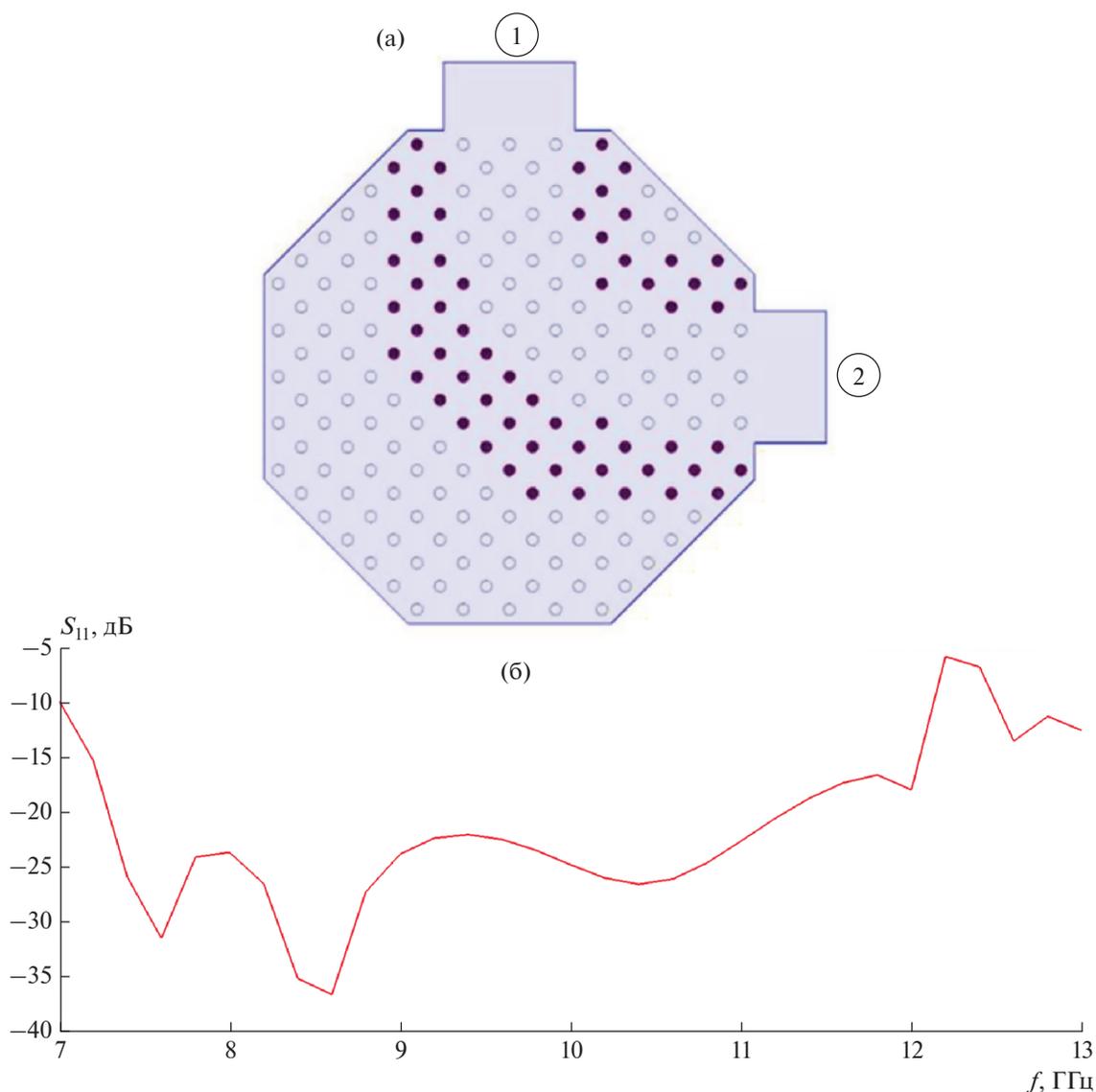


Рис. 6. Оптимальный вариант поворота диагонального волновода на 90° (а) и частотная зависимость коэффициента отражения этого поворота (б).

соединения волноводов приводит к появлению резонанса на частотах выше 12.5 ГГц, который проявляется в резких изломах частотной характеристики. Согласование в нижней части диапазона 7...8 ГГц ухудшилось по сравнению с вариантом 3, однако в области 8...10.2 ГГц коэффициент отражения существенно уменьшился до значений, меньших -20 дБ.

Отметим, что дальнейшие манипуляции со структурой поворота не привели к заметному улучшению его характеристик. Оптимальными структурами мы можем считать конкурирующие варианты 3 и 4. Вариант 3 имеет более широкую полосу согласования, а в варианте 4 она уже, но уровень коэффициента отражения в ней ниже. В целом можно сделать вывод, что поворот осевого волновода на 90° может быть согласован в целевом

диапазоне 8...12 ГГц на уровне -15 дБ. Отметим, что данный уровень коэффициента отражения является типовым для элементов с двухпозиционным управлением. За редким исключением согласовать их на более низком уровне отражения в указанной полосе частот не удается.

Оптимизация поворотов осевого волновода на 45° и диагонального волновода на 90° проводилась в рамках изложенных выше подходов. Поэтому не будем подробно описывать все этапы поиска оптимальных конструкций элементов, а приведем окончательные их варианты.

На рис. 6а показана конструкция поворота диагонального волновода на 90° , а на рис. 6б рассчитанная для него частотная характеристика коэффициента отражения. Видно, что в диапазоне

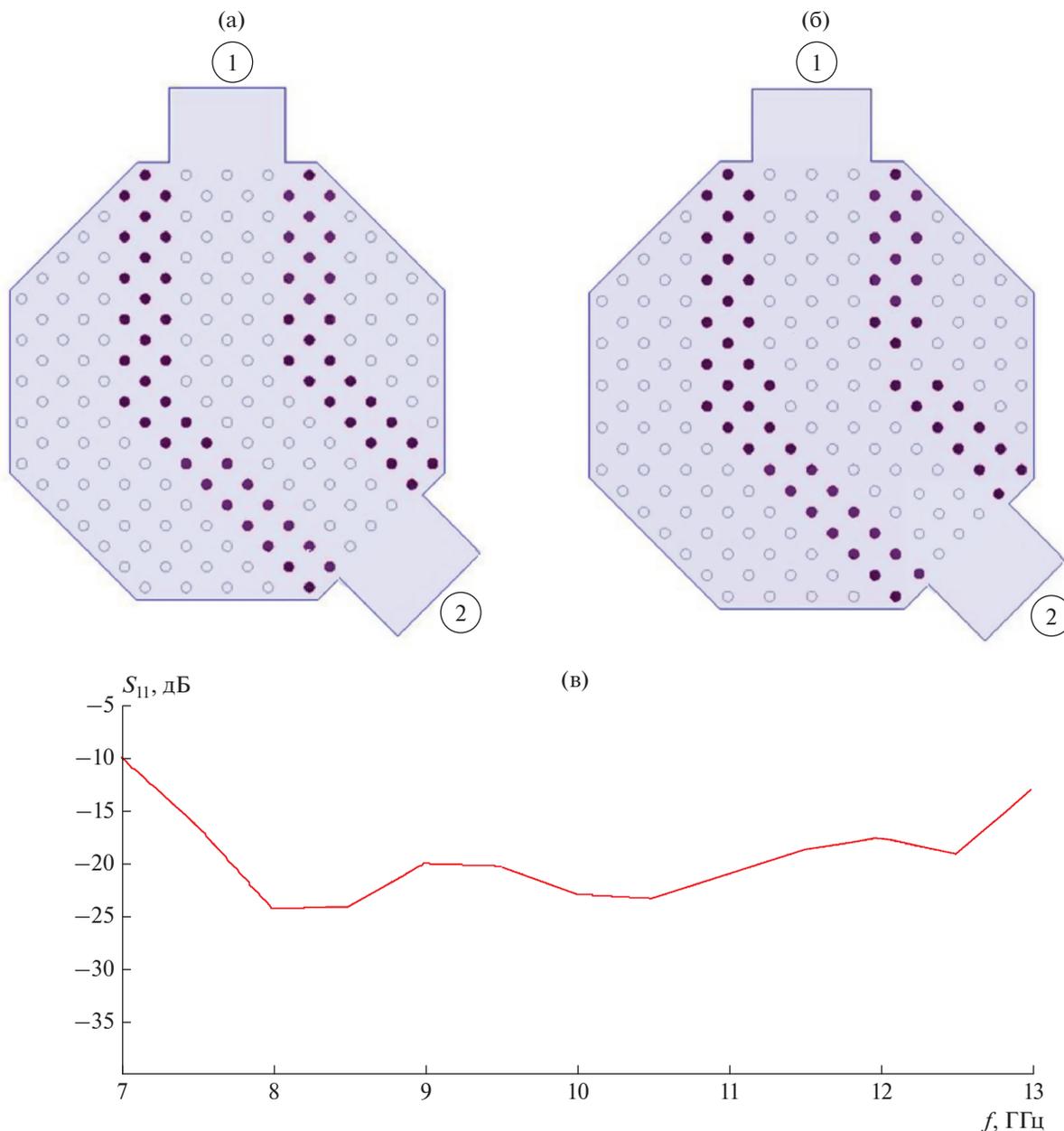


Рис. 7. Базовый (а) и оптимальный (б) варианты поворота на 45° и частотная характеристика оптимального варианта (в).

7.2...12 ГГц коэффициент отражения ниже уровня -15 дБ, а в диапазоне 7.2...11.2 ГГц он не превышает значения -20 дБ. На частотах выше 12 ГГц можем отметить резкие изломы частотной характеристики, обусловленные уже отмеченными выше резонансами внутри полости поворота.

Следующим исследованным элементом является поворот волновода на 45° . Особенностью этого элемента является то, что один его вход выполнен на осевом волноводе, а второй — на диагональном. Базовая конструкция поворота показана на рис. 7а. Она представляет собой простое сочленение осевого и диагонального волноводов.

Центрами рассеяния в такой структуре естественным образом являются точки соединения стенок волноводов. В ходе оптимизации в этих местах произошли изменения в положении цилиндров. В результате получена оптимальная конструкция двухпозиционного поворота на 45° , которая показана на рис. 7б. На рис. 7в представлена ее частотная характеристика. Видно, что поворот данного типа согласован в полосе 7.7...11.2 ГГц по уровню -20 дБ, а по уровню -15 дБ он имеет полосу согласования 7.3...12.8 ГГц. Данный результат является наилучшим для поворотов, исследованных в данной работе.

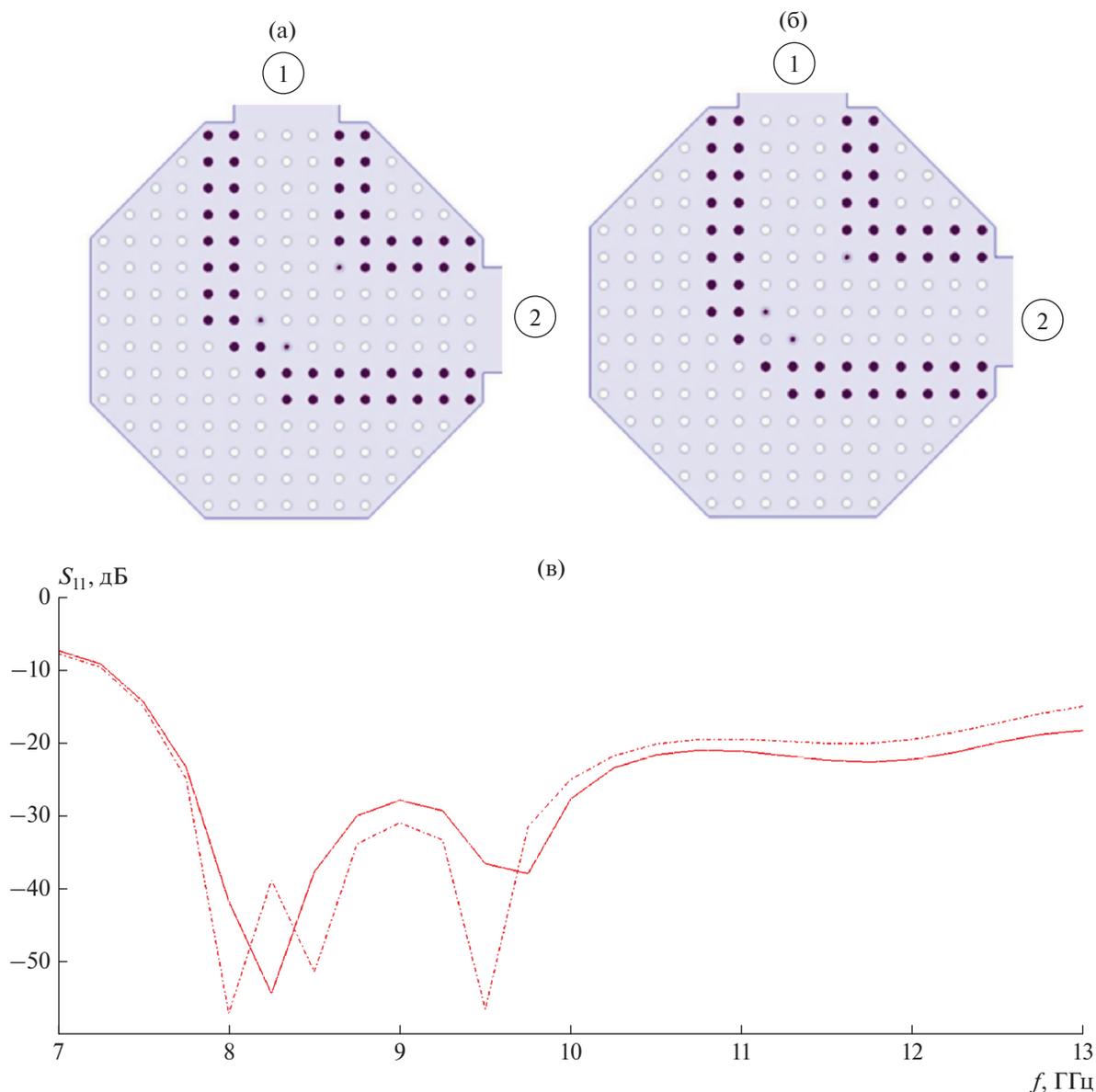


Рис. 8. Оптимальные повороты на 90° осевого волновода с трехпозиционным управлением (а, б) и их частотные характеристики (в): 1 (для а) и 2 (для б).

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОВОРОТОВ ЕВГ-ВОЛНОВОДОВ С ТРЕХПОЗИЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Следующий этап электродинамического моделирования состоит в исследовании и оптимизации параметров поворотов с трехпозиционным управлением, которое подразумевает применение цилиндров трех радиусов, равных 1, 0.5 и 0. Нулевой радиус соответствует удаленному из ЭМК цилиндру.

На рис. 8а и 8б показаны конструкции двух незначительно отличающихся вариантов поворотов осевых волноводов с трехпозиционным управле-

нием на 90° . Видно, что большинство цилиндров имеют стандартный радиус, равный 1. Три элемента ЭМК, расположенные в вершине поворота и на его зеркале, имеют радиус меньше 0.5. Расширение набора размеров цилиндров позволило улучшить частотную характеристику данного волноводного элемента по сравнению с двухпозиционным вариантом (см. рис. 4), который обеспечивал согласование на уровне -15 дБ. Трехпозиционный поворот, показанный на рис. 8б, обеспечивает согласование на уровне -20 дБ в полосе 7.7...12.5 ГГц. Частотные характеристики обоих поворотов, представленных на рис. 8а, 8б, показаны на рис. 8в (кривые 1, 2 соответственно).

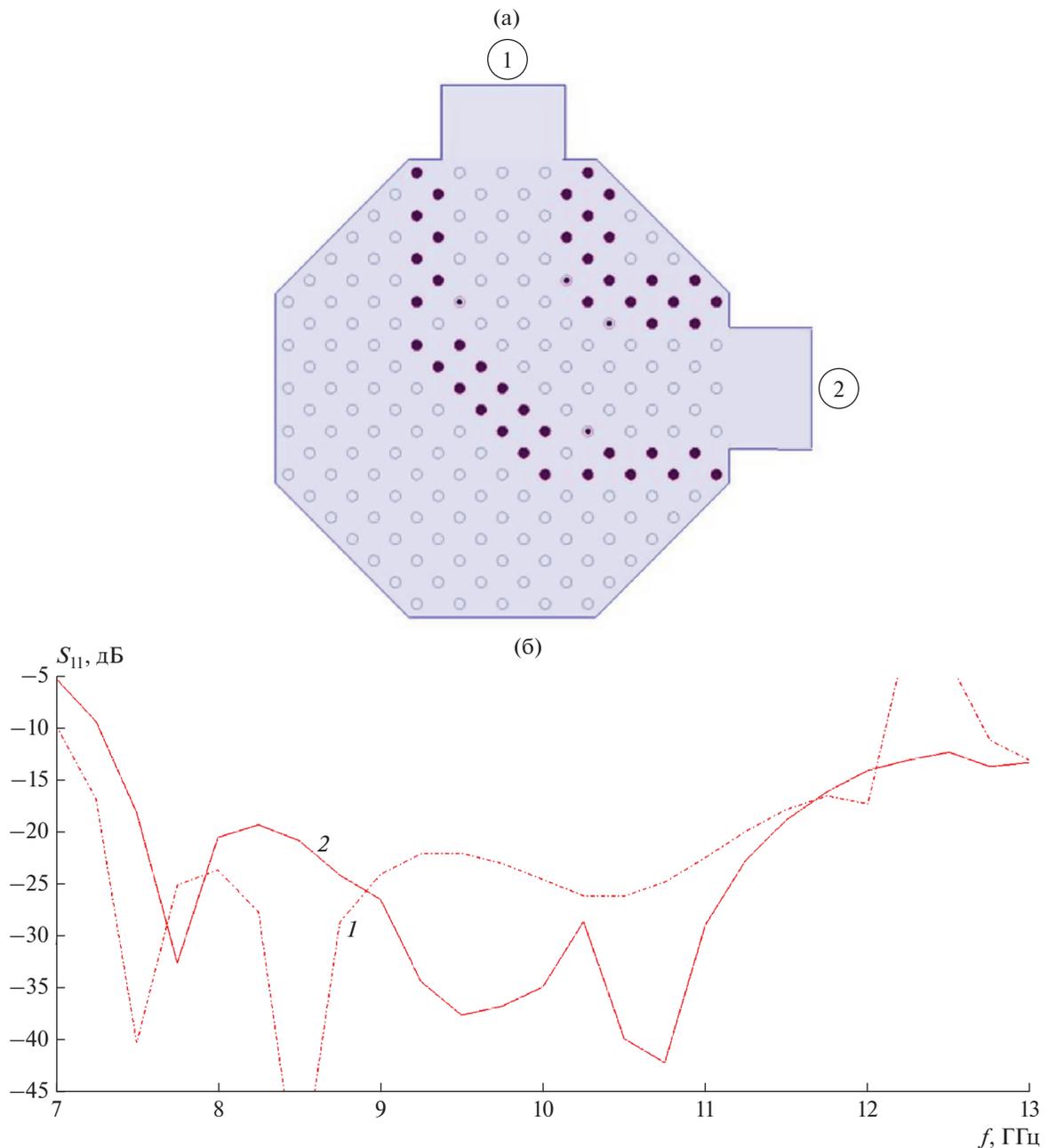


Рис. 9. Поворот диагонального волновода с трехпозиционным управлением на 90° (а) и частотные характеристики поворотов (б) с двухпозиционным (1) и трехпозиционным (2) управлением.

Поворот диагонального волновода на 90° , изображенный на рис. 6 в двухпозиционном варианте, продемонстрировал достаточно хорошие характеристики (см. рис. 7). Он согласован по уровню -20 дБ в полосе $7.3 \dots 11.2$ ГГц. Согласованию на более высоких частотах мешает резонанс, возникающий в полости перехода.

Переход к трехпозиционному управлению не дал существенного улучшения параметров поворота. На рис. 9а показан вариант трехпозиционного поворота с лучшими характеристиками, ко-

торые показаны на рис. 9б для устройств с двух- и трехпозиционным управлением. Видно, что трехпозиционный вариант имеет полосу рабочих частот $7.5 \dots 11.5$ ГГц, определенную по уровню -20 дБ, которая ближе к целевому диапазону $8 \dots 12$ ГГц, чем в случае двухпозиционного варианта. Однако расширения полосы частот добиться не удалось.

Похожая ситуация имеет место в случае поворота на 45° . Исходный двухпозиционный вариант, показанный на рис. 7б, уже имел достаточно хорошие параметры. Поэтому существенного их

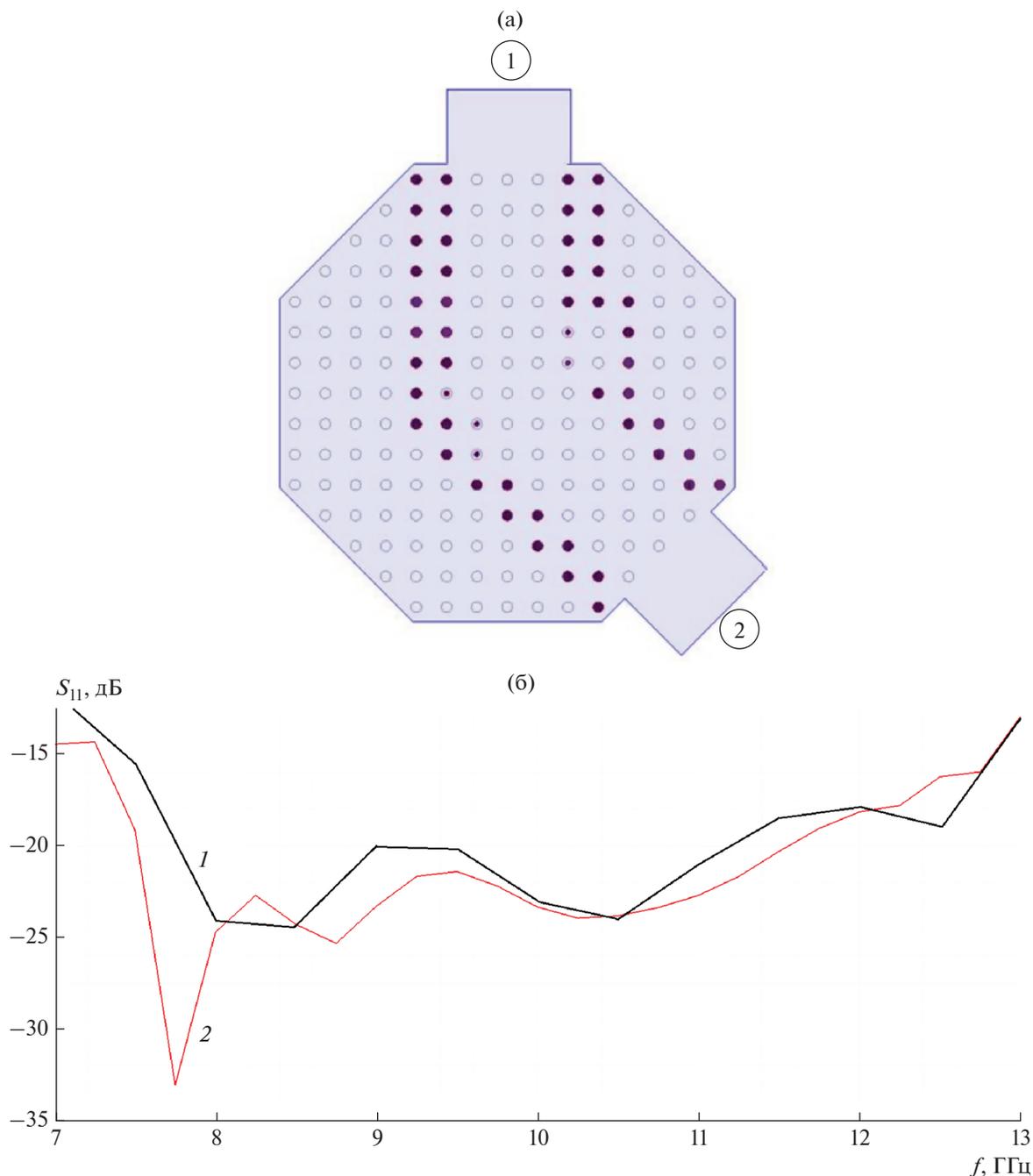


Рис. 10. Поворот на 45° с трехпозиционным управлением (а) и частотные характеристики поворотов (б) с двухпозиционным (1) и трехпозиционным (2) управлением.

улучшения при переходе к трехпозиционному управлению было трудно ожидать. Тем не менее можем отметить некоторое заметное расширение полосы согласования и уменьшение уровня отражения в структуре, показанной на рис. 10а. Ее частотной характеристике соответствует кривая 2 на рис. 10б. Для сравнения приведена также кривая 1, полученная для двухпозиционного поворота. Можно отметить, что удается достигнуть уровня согласования -20 дБ в полосе 7.5...11.5 ГГц.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ ОБРАЗЕЦ

Для проведения экспериментальных исследований был изготовлен образец, представленный на рис. 11а. Он состоит из двух металлических пластин восьмиугольной формы, которые выполняют функцию экранов ПВ. Толщина пластин равна 3. В экранах ПВ имеется система круглых отверстий с диаметром 2. В эти отверстия погружаются металлические цилиндры длиной 16, имеющие расширения (рис. 11б), которые ис-

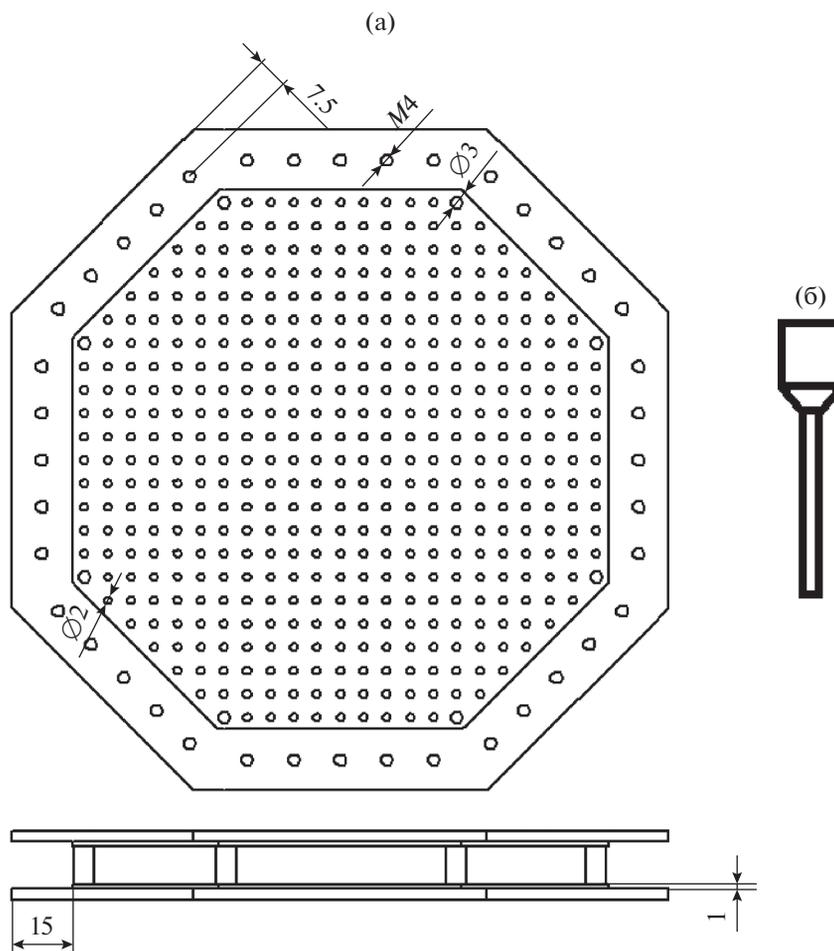


Рис. 11. Образец для экспериментального исследования (а) и элемент ЭМК (б).

пользуются для их фиксации в отверстиях. Расстояние между экранами равно 10, что совпадает с высотой стандартного металлического волновода сечением 23×10 . Отверстия формируют квадратную сетку ЭМК с периодом 5.75. Механически экраны ПВ закрепляются при помощи цилиндрических стоек диаметром 6 и высотой 10. Стойки крепятся к экранам при помощи винтов М3.

По краям металлических пластин имеется выборка шириной 15 и глубиной 1. Она предназначена для размещения между экранами металлического волновода, имеющего стенки толщиной 1. Металлические волноводы используются для возбуждения ЕВГ-структур. Восьмиугольная форма образца позволяет исследовать элементы, имеющие выходы как в виде осевых, так и в виде диагональных волноводов.

5. РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКАЯ МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

Из результатов электродинамического моделирования, представленных в разд. 2,3, видно, что

задача экспериментального исследования ЕВГ-структур сводится к измерению сравнительно малых коэффициентов отражения в достаточно широкой полосе частот. Решение этой задачи предъявляет жесткие требования к измерительной аппаратуре. В частности, следует отметить, что доступные измерительные приборы МИКРАН имеют выходы на коаксиальной линии и, таким образом, для их использования необходимы коаксиально-волноводные переходы. К сожалению, их характеристики не позволяют выполнить с необходимой точностью измерение коэффициента отражения в требуемой полосе частот, так как собственный коэффициент отражения перехода достигает уровня ниже -20 дБ лишь в диапазоне 10...12 ГГц.

Для решения данной проблемы была использована специальная рефлектометрическая методика измерений, которая позволяет практически полностью исключить негативное влияние коаксиально-волноводных переходов. Структурная схема измерительной установки показана на рис. 12. Она включает коаксиально-волноводный переход (КВП), диафрагму, размещенную между волно-

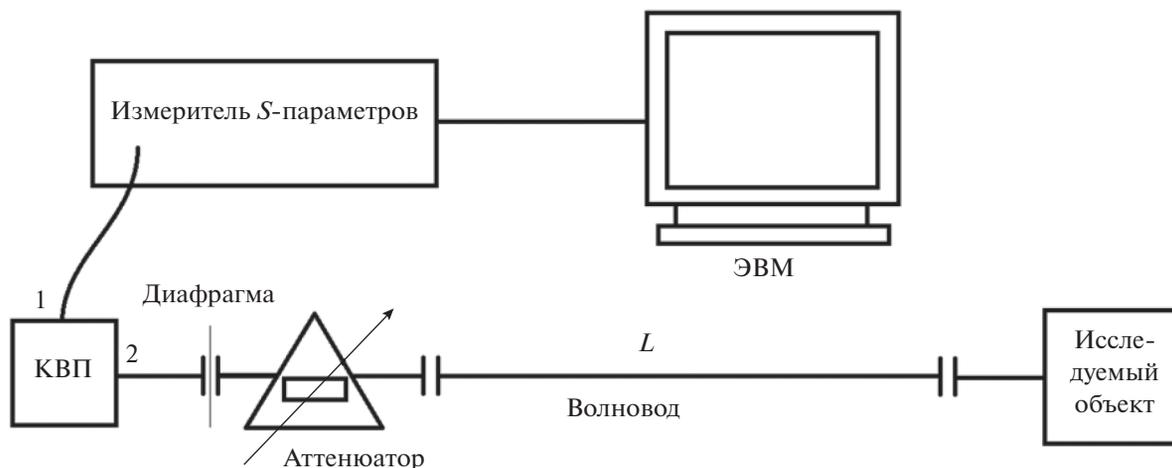


Рис. 12. Рефлектометрическая схема измерений.

водными фланцами КВП и перестраиваемого аттенюатора, волноводную секцию длиной L и исследуемый объект, который присоединяется к волноводу при помощи фланцев.

Известные соотношения теории цепей СВЧ [14] позволяют записать суммарный коэффициент отражения R на входе измерителя S -параметров следующим образом:

$$R = S_{110} + \frac{S_{120}^2 R_x \exp(-2i\gamma L - 2\Delta)}{1 - S_{220} R_x \exp(-2i\gamma L - 2\Delta)}, \quad (1)$$

где R_x – коэффициент отражения исследуемого объекта, S_0 – матрица рассеяния КВП вместе с диафрагмой,

$$\gamma = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} \quad (2)$$

– постоянная распространения волновода (k – волновое число свободного пространства, $a = 23$), Δ – ослабление сигнала в аттенюаторе. Вход 1 КВП соответствует коаксиальному входу, а вход 2 – волноводному.

Допуская, что матрица S_0 является матрицей рассеяния унитарного четырехполюсника [14], можем получить из формулы (1) выражение для модуля коэффициента отражения:

$$\begin{aligned} |R|^2 &= \frac{a + b \cos \theta}{c + b \cos \theta}, \\ a &= |S_{110}|^2 + |R_x|^2 \exp(-4\Delta), \\ b &= 2|S_{110}||R_x| \exp(-4\Delta), \\ c &= 1 + |S_{110}|^2 |R_x|^2 \exp(-4\Delta), \\ \theta &= -2\gamma L + \varphi_{220} + \varphi_x, \end{aligned} \quad (3)$$

где φ_{220} – фаза параметра S_{220} , а φ_x – фаза коэффициента отражения R_x .

Отметим, что при изменении в широкой полосе частот функция $\cos \theta$ является быстро осциллирующей функцией за счет выбора длины волноводной секции L . При этом параметры a , b , c меняются значительно медленнее. Причем разница в скорости изменения может регулироваться в достаточной мере выбором параметра L . Данный фактор позволяет эффективно использовать преобразование Фурье и связанную с ним процедуру фильтрации для выделения из функции $|R(\theta)|$ полезной составляющей, пропорциональной интересующему нас параметру R_x .

Нетрудно показать, что первая гармоника функции $|R(\theta)|^2$ пропорциональна параметру b , если он достаточно мал. Более точная оценка показывает, что с относительной погрешностью 0.05 первая гармоника пропорциональна b при $b < 0.3$. Данное условие нетрудно выполнить, выбирая затухание аттенюатора Δ .

Изложенные выводы справедливы, когда параметр θ изменяется в бесконечных пределах. На практике он меняется в широких, но конечных пределах. За счет этого происходит расширение спектра функции $|R(\theta)|^2$ и возникают связанные с этим погрешности. Однако их появление не меняет в целом алгоритм обработки сигнала, который поступает в ЭВМ от измерителя S -параметров.

Отметим, что приведенные выше выводы были сделаны на основе анализа суммарного коэффициента отражения как функции параметра θ . В реальности измерительный прибор передает в компьютер сигнал, являющийся функцией частоты f . При этом постоянная распространения волновода (2) нелинейно зависит от частоты, и, таким образом, функция $|R(f)|^2$ имеет паразитную частотную модуляцию, обусловленную диспер-

сией волноводной волны. Наличие такой модуляции безусловно является негативным эффектом, который приводит к “размытию” спектра сигнала и затрудняет его фильтрацию. Поэтому весьма полезной процедурой, которая предшествует фильтрации, оказалось преобразование частоты следующего вида:

$$f_m = \sqrt{f^2 - f_c^2}, \quad (4)$$

где $f_c = 150/a$ – критическая частота в гигагерцах основной волны волновода, $a = 23$. После применения преобразования (4) функция $|R(f_m)|^2$ не имеет паразитной частотной модуляции.

Для получения достоверной количественной оценки коэффициента отражения измерительная схема должна быть откалибрована. Калибровка включает обязательное измерение, когда в качестве нагрузки используется короткозамыкатель с коэффициентом отражения, равным минус единице. Также может быть проведено измерение сигнала с согласованной нагрузкой, у которой $R_x = 0$. Данное измерение не является обязательным. Как следует из формул (3), из него можем найти параметр a . Однако, как отмечалось выше, он является медленно меняющейся функцией частоты f_m . Ее вклад легко устраняется путем фильтрации. Калибровка по короткозамыкателю позволяет найти параметр u_k как функцию переменной f_m :

$$u_k = 2|S_{110}| \exp(-4\Delta). \quad (5)$$

Измерение коэффициента отражения с неизвестной нагрузкой и последующая фильтрация дают сигнал

$$u_x = 2|S_{110}| |R_x| \exp(-4\Delta). \quad (6)$$

С учетом (5) получаем

$$|R_x| = u_x / u_k. \quad (7)$$

Как видим, описанная выше процедура измерения коэффициента отражения не зависит от качества КВП, так как элементы его матрицы рассеяния слабо зависят от частоты и их влияние устраняется в ходе фильтрации измеренных сигналов. Более того, мы специально вводим диафрагму между КВП и волноводной секцией с целью получить удобное для измерений значение коэффициента отражения S_{110} , которое регулируется размерами окна диафрагмы.

Для тестирования измерительной методики, описанной выше, была изготовлена емкостная волноводная диафрагма, коэффициент отражения от которой предварительно рассчитывался с помощью HFSS. Диафрагма имеет размер $d = 6.9$ и толщину $t = 0.3$.

Измеренный модуль коэффициента отражения как функция модифицированной частоты f_m при калибровке схемы на короткозамыкатель по-

казан на рис. 13а. Спектр данного сигнала, полученный путем быстрого преобразования Фурье, представлен на рис. 13б. Видно, что он состоит из ряда локализованных спектральных компонент, соответствующих гармоникам функции (3). В идеальном случае спектральные компоненты имеют вид дельта-функций. В измеренном сигнале они имеют конечную ширину. Видна низкочастотная составляющая, соответствующая медленно меняющимся функциям, а также первая, вторая и т.д. гармоники сигнала. Появление гармоник связано с многократными отражениями волн между КВП и короткозамыкателем. Такая структура спектра позволяет легко определить границы полосы пропускания фильтра, который должен выделить первую гармонику. Отметим, что высокая степень локализации спектральных составляющих во многом обеспечена применением преобразования (4).

Задавая границы полосы пропускания фильтра от $n = 80$ до 150, можем обеспечить надежное выделение первой гармоники. Калибровочный сигнал после фильтрации показан на рис. 14. Видно, что он имеет высокочастотное заполнение и медленно меняющуюся амплитуду, которая в данном исследовании представляет наибольший интерес. Для ее выделения необходимо осуществить преобразование, эквивалентное детектированию сигнала. Мы использовали операцию взятия модуля сигнала, после чего вновь находили спектр сигнала, из которого выделялась низкочастотная компонента. Обратное преобразование Фурье от выделенной части спектра дает искомого огибающую сигнала, которая и есть сигнал u_k (5).

Аналогично описанные выше операции фильтрации и детектирования проводятся и с сигналом, полученным от исследуемой нагрузки. Эти операции позволяют получить функцию u_x и коэффициент отражения (7). На рис. 15 приведена частотная зависимость коэффициента отражения от диафрагмы. Кривая 1 получена путем измерений, а кривая 2 рассчитана с помощью HFSS. Видно, что отличие измеренных данных от расчетных не превышает 0.6 дБ. При этом сам коэффициент отражения находится на уровне –20 дБ в нижней части частотного диапазона, возрастая до –15 дБ в его верхней части.

6. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЕВГ-СТРУКТУР

На первом этапе экспериментальных исследований был исследован отрезок ЕВГ-волновода с двумя переходами на стандартный волновод. Длина отрезка ЕВГ-волновода составила 23 периода с выбранным значением $P = 5.75$. Результаты измерений приведены на рис. 16. Качественно экспериментальная частотная характеристика совпадает

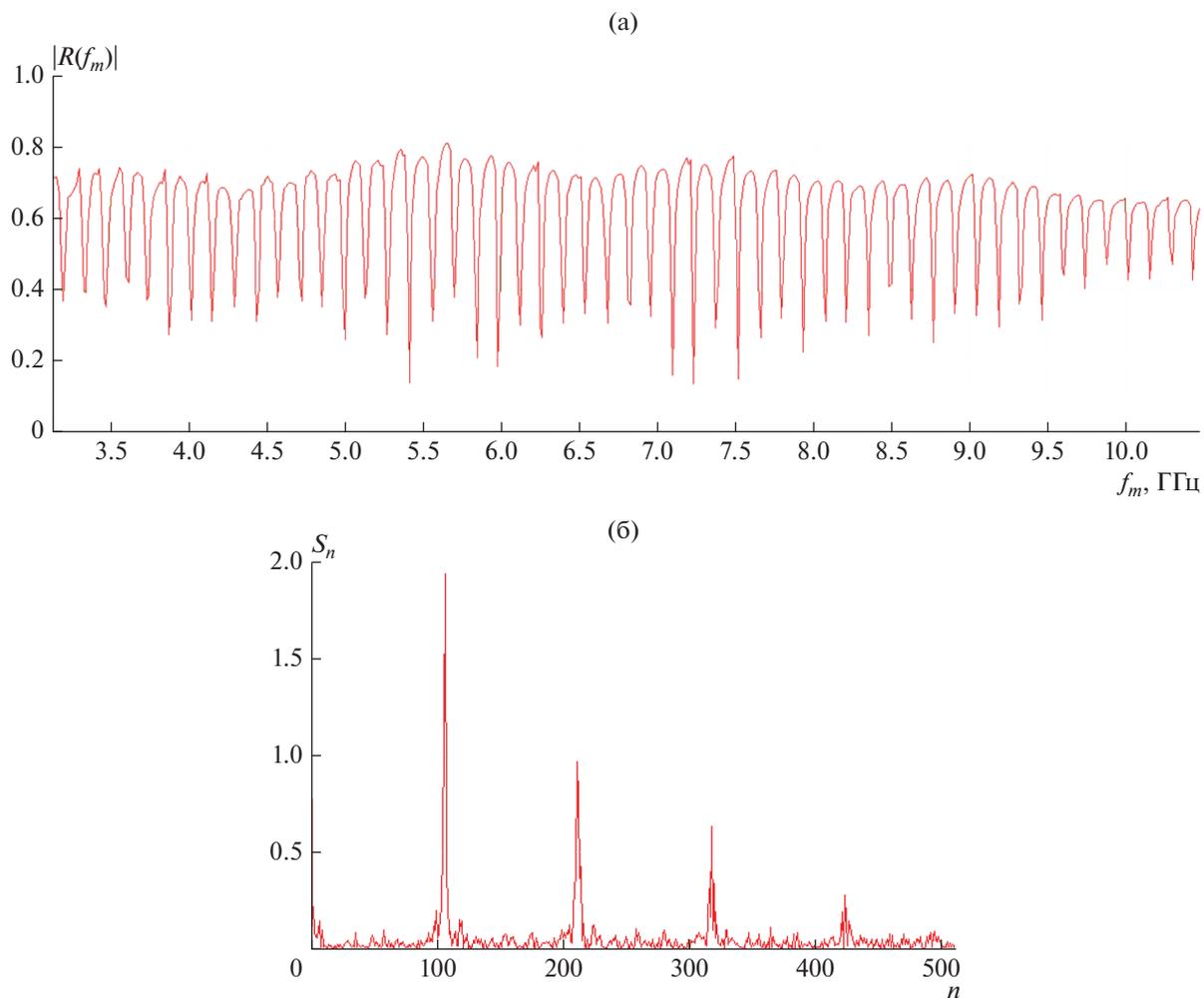


Рис. 13. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения при калибровке на короткозамыкатель (а) и спектр калибровочного сигнала (б).

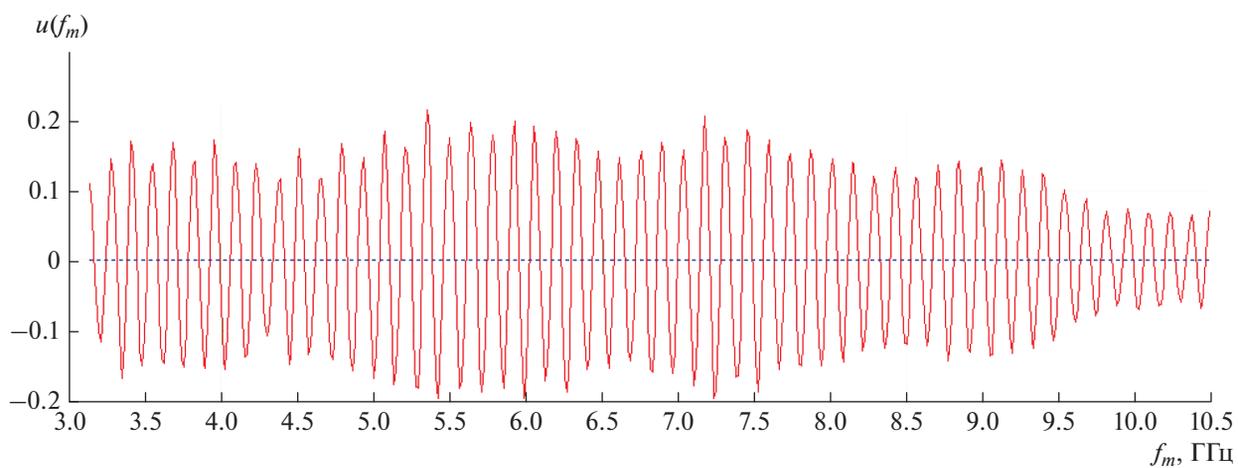


Рис. 14. Калибровочный сигнал после фильтрации.

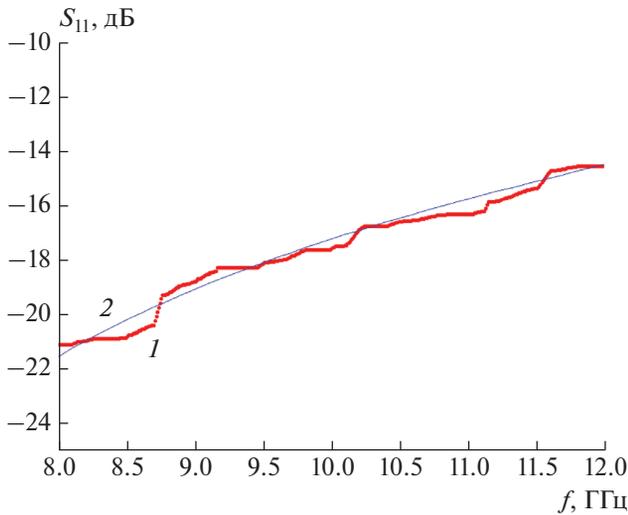


Рис. 15. Измеренная (1) и расчетная (2) частотные зависимости коэффициента отражения от диафрагмы.

с расчетной. Наблюдаются характерные пульсации коэффициента отражения, обусловленные интерференцией волн, отраженных от двух переходов. Однако уровень коэффициента отражения заметно превосходит расчетные значения. В центре рабочего диапазона 8...12 ГГц амплитуда пульсаций достигает значений $-(24...25)$ дБ, тогда как по расчетам они должны находиться на уровне -30 дБ. На краях диапазона амплитуда пульсаций находится на уровне -20 дБ.

Предполагая, что переходы имеют одинаковые коэффициенты отражения, можем сделать вывод, что каждый из них согласован на уровне не лучше, чем -26 дБ. Этому уровню согласования соответствует достаточно малое отражение. Однако в отличие от расчетной ситуации, даже такие от-

ражения от переходов могут вносить существенные искажения в результирующий коэффициент отражения измеряемого поворота ЕВГ-волновода, который, как показано в разд. 2, находится на уровне $-(15...20)$ дБ. Причина увеличения коэффициента отражения в экспериментальном образце может быть обусловлена особенностями конструкции перехода, показанной на рис. 17. Данная конструкция допускает зазоры между стандартными волноводами и экранами ПВ, поскольку в ней стандартный волновод фиксируется только по вертикали при помощи прижимного винта.

Дальнейшие исследования показали, что паразитный сигнал, порожденный переходами, как правило, меняется в зависимости от частоты заметно быстрее полезного сигнала, создаваемого волноводным элементом. Это свойство полезного сигнала позволяет использовать для его выделения процедуру фильтрации или усреднения, которая подавляет быстро изменяющиеся компоненты.

Для пояснения данного подхода рассмотрим частотные характеристики осевого поворота ЕВГ-волновода на 90° . Структура поворота показана на рис. 5в. На рис. 18а представлена фотография образца для экспериментального исследования, а на рис. 18б показана его частотная характеристика до усреднения (кривая 1) и после усреднения (кривая 2). На кривой 1 хорошо видны периодические пульсации, порожденные переходами, которые накладываются на некоторый средний уровень, определяемый кривой 2. В этом случае кривую 2 можем рассматривать как частотную характеристику собственно исследуемого поворота. Для сравнения на рис. 19 показаны экспериментальная и расчетная частотные характеристики поворота осевого волновода на 90° .

Структура исследованного поворота диагонального волновода на 90° показана на рис. 6. Получен-

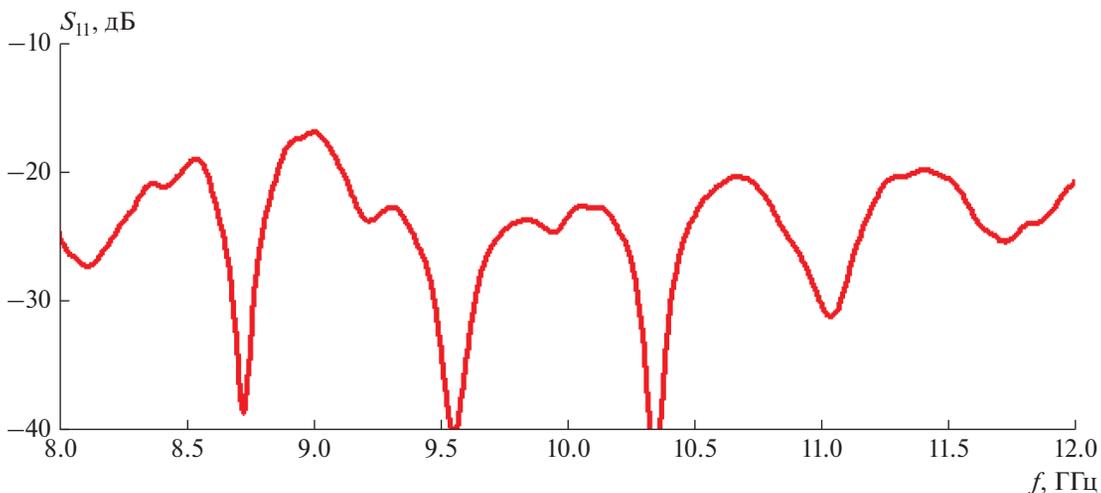


Рис. 16. Частотная характеристика ЕВГ-волновода с двумя переходами на стандартный волновод.

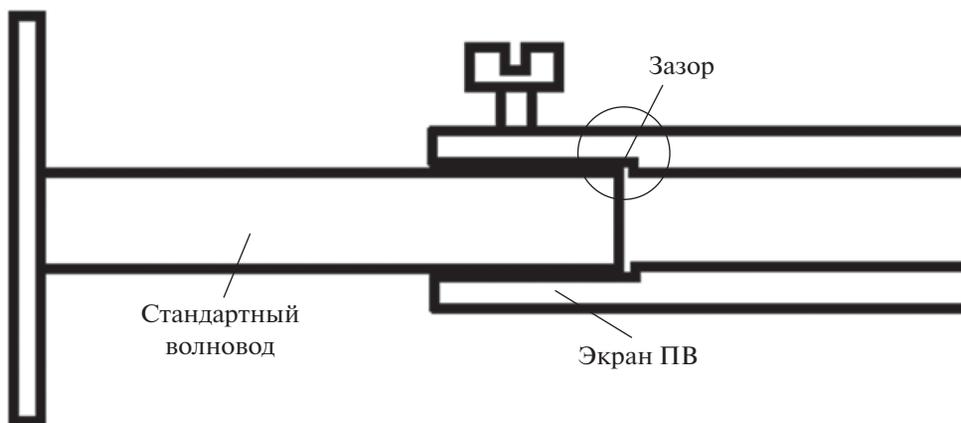


Рис. 17. Узел возбуждения EBG-волновода.

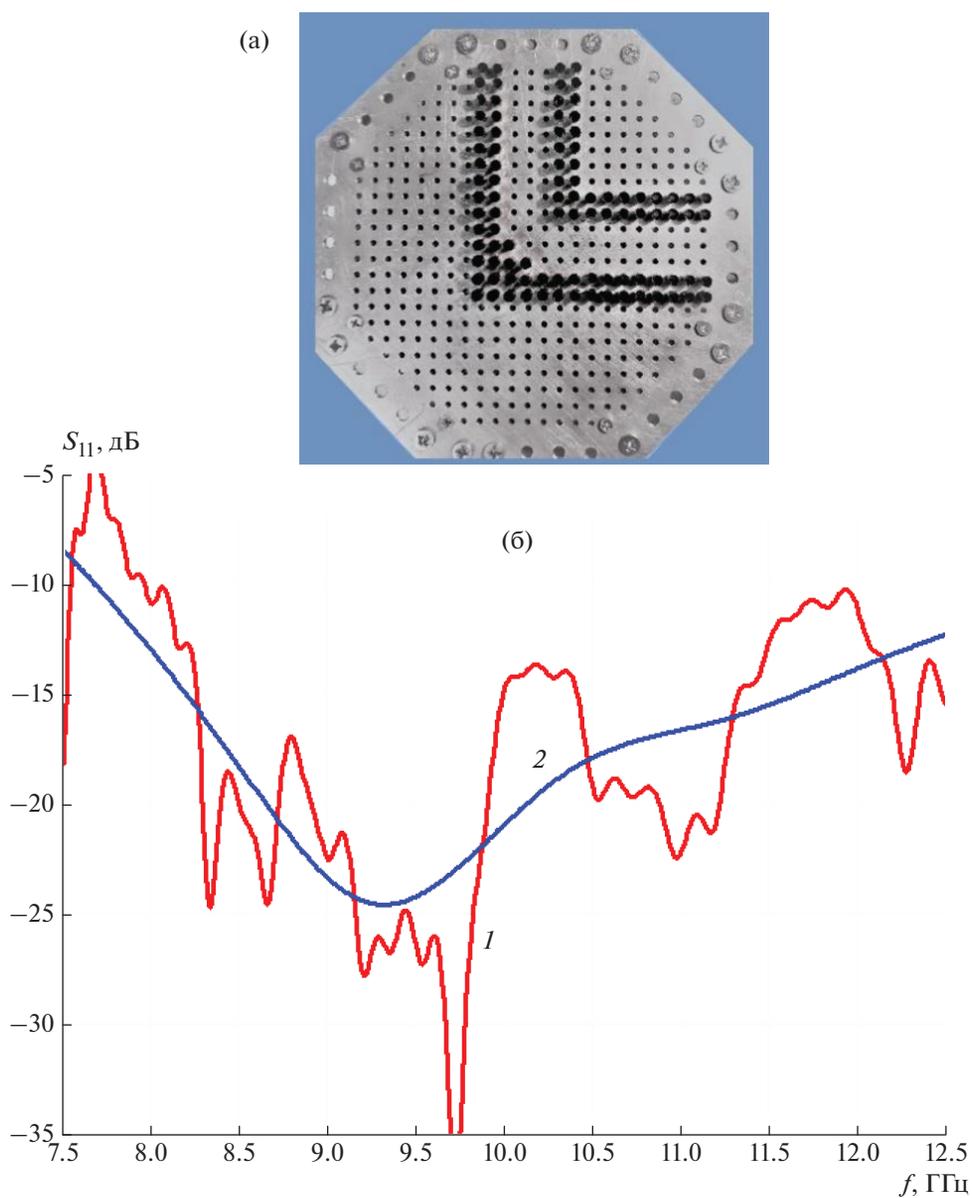


Рис. 18. Образец экспериментально исследованного поворота осевого волновода на 90° (а) и его измеренная частотная характеристика (б) до (1) и после усреднения (2).

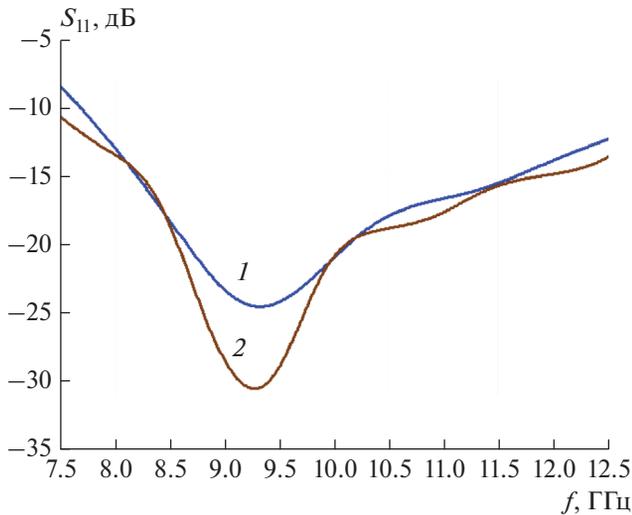


Рис. 19. Измеренная (1) и расчетная (2) частотные характеристики поворота осевого волновода на 90°.

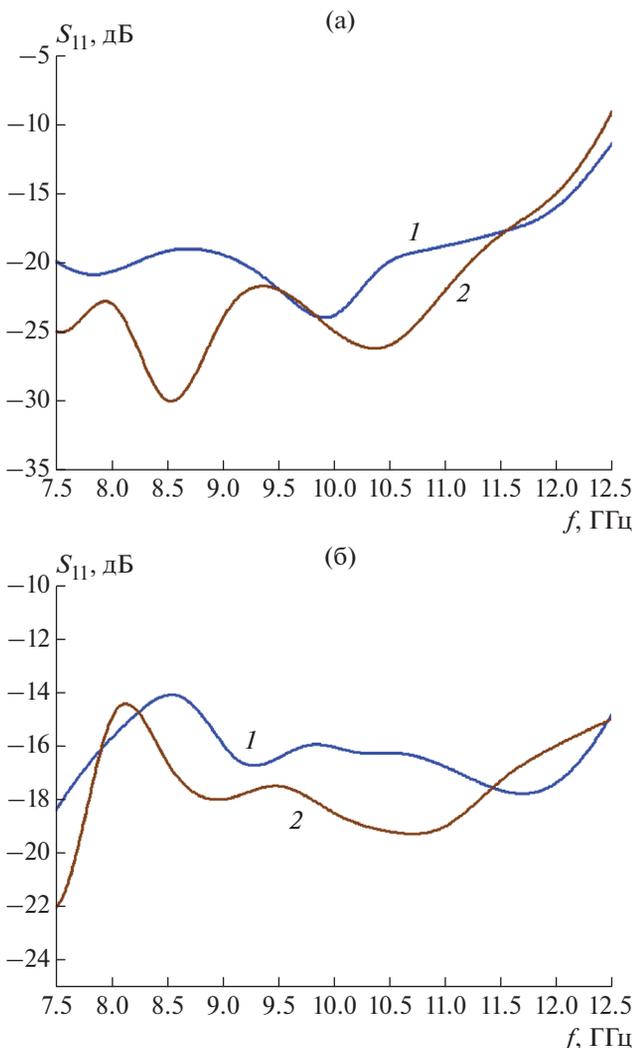


Рис. 20. Измеренная (1) и расчетная (2) частотные характеристики поворота диагонального волновода на 90° (а) и на 45° (б).

ные для него частотные характеристики представлены на рис. 20а, на котором кривая 1 соответствует измеренной, а кривая 2 расчетной характеристикам. Аналогичные кривые для поворота на 45° представлены на рис. 20б (структуру см. на рис. 7б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты данной работы свидетельствуют о том, что элементы с двухпозиционным управлением обеспечивают согласование на уровне -15 дБ в диапазоне 8...12 ГГц. Переход к трехпозиционному управлению снижает коэффициент отражения до уровня -20 дБ. Эти выводы следуют как из результатов электродинамического моделирования, так и из экспериментальных исследований, подтверждающих расчетные данные.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kuriazidou C.A., Contopanagos H.F., Alexopoulos N.G.* // IEEE Trans. 2001. V. MTT-49. № 2. P. 297.
2. *Гуняков В.А., Герасимов В.П., Мысливец С.А. и др.* // Письма в ЖТФ. 2006. Т. 32. Вып. 21. С. 76.
3. *Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Абрамов А.В. и др.* // Изв. ВУЗов Электроника. 2010. № 1. С. 24.
4. *Банков С.Е.* // РЭ. 2009. Т. 54. № 6. С. 671.
5. *Банков С.Е.* Электромагнитные кристаллы. М.: Физматлит, 2010.
6. *Банков С.Е.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 2. С. 133.
7. *Фролова Е.В., Банков С.Е., Калинин В.И.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 6. С. 553.
8. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 926.
9. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 6. С. 523.
10. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 11. С. 1227.
11. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 982.
12. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 1115.
13. *Левин Л.* Теория волноводов. М.: Радио и связь, 1981.
14. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. школа, 1988.