

**ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН**

УДК 621.396.67

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКОЙ РЕШЕТКИ
МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЦИЛИНДРОВ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ
ЭЛЕМЕНТАМИ В ПОЛОСЕ ПРОЗРАЧНОСТИ**

© 2021 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 19.05.2020 г.

После доработки 19.05.2020 г.

Принята к публикации 17.06.2020 г.

Исследованы собственные волны однородного электромагнитного кристалла (ЭМК) в виде двумерной решетки из металлических цилиндров с зазорами, в которые включены сосредоточенные элементы (СЭ), образующие параллельный LC-контур. Решетка из цилиндров с СЭ расположена внутри плоского волновода (ПВ). Проанализирована возможность управления параметрами основной волны ЭМК путем изменения емкости. Задача о собственных волнах решена путем численного электродинамического моделирования в системе HFSS с использованием граничных условий периодичности. Исследованы зависимости основных технических характеристик, таких как ширина полосы прозрачности от геометрических параметров структуры и параметров контура. Показано, что уменьшение высоты ПВ и заполнение его диэлектрической средой может использоваться для улучшения показателей качества ЭМК. Рассмотрено возбуждение слоя ЭМК конечной толщины. Показано, что основные выводы, полученные в режиме собственных волн, подтверждаются решением задачи возбуждения ЭМК.

DOI: 10.31857/S0033849421020030

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Данная работа продолжает исследования, направленные на создание реконфигурируемых устройств (РУ) СВЧ-диапазона на основе двумерных однородных электромагнитных кристаллов (ЭМК). Разработка СВЧ-устройств с управляемой структурой является в настоящее время весьма актуальной темой научных исследований и практических разработок. Это связано с тем, что применение РУ значительно расширяет функциональные возможности радиоэлектронной аппаратуры за счет функции управляемости ее характеристиками [1]. В опубликованных работах такие устройства представлены в основном устройствами с электронной перестройкой. Значительная часть исследований в этом направлении относится к антеннам и фильтрам, см., например, [2–5].

В работах [6, 7] была сформулирована концепция построения РУ на основе ЭМК. Основная ее идея состоит в использовании периодической структуры – ЭМК, элементы которого имеют параметры, зависящие от внешних воздействий. В СВЧ-диапазоне наибольшее распространение получили двумерные ЭМК на основе плоского волновода (ПВ). Под ПВ мы понимаем двумерную вол-

новедущую структуру в виде двух параллельных металлических экранов.

С технологической точки зрения удобно выполнять элементы ЭМК на основе ПВ в виде металлических цилиндров. В частности, возможна их реализация в виде металлизированных отверстий в печатной плате. В этом случае изготовление ЭМК может быть выполнено с использованием технологии печатных схем, которая традиционно считается наиболее перспективной для улучшения стоимостных показателей качества. В подтверждение можно привести интегральные устройства на основе SIW волноводов (Substrate Integrated Waveguides), которые весьма интенсивно исследуются и развиваются в последние десятилетия [8, 9]. По структуре основанные на SIW-технологии схемы весьма близки к схемам на основе ЭМК в ПВ. Однако между ними имеется важное отличие, состоящее в том, что цилиндры, образующие кристалл, расположены строго в узлах решетки, тогда как цилиндры в SIW-схемах могут располагаться произвольно.

Может возникнуть предположение, что фиксированная схема расположения элементов ЭМК является фактором, ограничивающим возможно-

сти данного класса устройств по сравнению с SIW-схемами. С одной стороны, это именно так. Однако с точки зрения создания РУ ситуация выглядит иначе, поскольку регулярная структура ЭМК не имеет выделенных направлений, что позволяет достаточно произвольным образом за счет управляющих воздействий формировать в кристалле неоднородные области, выполняющие различные функции по обработке и формированию полей и сигналов.

В работах [10–13] исследуются реконфигурируемые ЭМК и функциональные элементы на их основе с механическим и электромеханическим управлением, которое осуществляется изменением глубины погружения металлического цилиндра в ПВ. В этом случае цилиндр не имеет электрического контакта с одним из экранов ПВ. Между ним и экраном возникает зазор, играющий роль емкости. Поэтому такие цилиндры получили название емкостных цилиндров. В работах [10, 11] рассмотрены волны в однородных ЭМК как в полосе прозрачности, так и в полосах запирания. В работах [12, 13] изучены регулярные волноводы, образованные удалением из ЭМК одного, двух и трех рядов элементов, так называемые одно-, двух- и трехрядные волноводы. Отметим, что в литературе для обозначения СВЧ-схем на основе ЭМК в полосе запирания часто используется англоязычный термин *electromagnetic bandgap* (EBG электромагнитная запрещенная зона), EBG-схемы, устройства, волноводы и т.д., который мы также будем использовать.

Дополнительные возможности для создания РУ открывает применение элементов с электрическим управлением. В качестве таких элементов в СВЧ-диапазоне могут быть использованы управляемые сосредоточенные элементы (СЭ) в виде полупроводниковых диодов. Такие СЭ, включенные в зазор в металлическом цилиндре, изменяют под воздействием управляющего напряжения рассеивающие свойства цилиндра и, следовательно, параметры волн ЭМК. Типовым вариантом управляемого СЭ является диод с управляемой электрическим полем емкостью – варактор.

Первый опыт исследования ЭМК с управляемыми емкостными СЭ представлен в работе [6], в которой на примере весьма простой приближенной модели рассматривались волны в однородном кристалле. С точки зрения создания РУ основным требованием, предъявляемым к ЭМК, является возможность эффективного управления параметрами кристалла. При этом желательно, чтобы свойства элемента ЭМК изменялись от состояния короткого замыкания до состояния холостого хода. В состоянии короткого замыкания сопротивление СЭ, пренебрежимо мало по сравнению с собственным сопротивлением цилиндра. В состоянии холостого хода, наоборот, сопротивление СЭ должно быть

много больше сопротивления цилиндра. Одним из важных выводов работы [6] является то, что при помощи емкостных СЭ состояние короткого замыкания реализуется довольно просто (при относительно большой емкости), в отличие от состояния холостого хода. Поэтому в указанной работе было предложено использовать СЭ в виде параллельного контура. На частоте резонанса его сопротивление велико, а в отсутствие потерь стремится к бесконечности. Вне резонанса сопротивление контура СЭ быстро уменьшается и элемент ЭМК переходит в режим короткого замыкания.

В режиме короткого замыкания цилиндр полностью включен в ПВ и максимально влияет на его электрические характеристики. Параметры ЭМК выбираются таким образом, чтобы в режиме короткого замыкания он находился в полосе запирания. При переходе в режим холостого хода цилиндры не взаимодействуют с полем, что эквивалентно их отсутствию в решетке. Данное утверждение необходимо понимать следующим образом. Оно не означает полного отсутствия токов на цилиндре, но эти токи таковы, что они не возбуждают основную волну ПВ и не влияют на ее распространение. В этом случае ЭМК находится в полосе прозрачности. Возможность переключения из режима запирания в режим прозрачности является критически важным фактором для создания EBG-устройств. При этом основным показателем качества ЭМК является ширина полосы прозрачности, которая во многом определяет полосу рабочих частот всех EBG-устройств.

Основной целью данной работы является исследование электродинамических характеристик однородного ЭМК из цилиндров с СЭ в виде параллельных контуров. Отличие от работы [6] состоит в том, что исследование проводится при помощи системы электродинамического моделирования HFSS (<https://ansys.com>), которая позволяет учесть все основные факторы, действующие в реальной структуре. Другой целью работы является поиск оптимальных параметров структуры, обеспечивающих максимальную ширину полосы прозрачности ЭМК.

2. ИССЛЕДУЕМАЯ СТРУКТУРА И МЕТОД ЕЕ АНАЛИЗА

Исследуемая структура показана на рис. 1. Она представляет собой двумерную решетку из металлических цилиндров с зазорами, в которые включены СЭ. Решетка имеет квадратную сетку и размещается внутри ПВ высотой b . Приняты следующие обозначения: величина зазора h , период решетки P , диаметр цилиндра D .

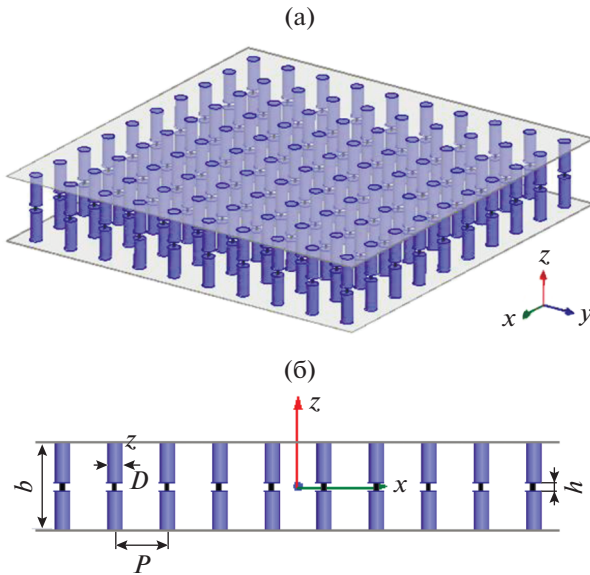


Рис. 1. Двумерно-периодическая однородная решетка цилиндров с сосредоточенными элементами в зазорах: а – общий вид, б – поперечное сечение.

Структура исследуется в квазипериодическом режиме, в котором поле удовлетворяет следующим условиям:

$$\begin{aligned} \vec{E}(x + nP, y + mP) = \\ = \vec{E}(x, y) \exp(-i\beta nP - i\alpha mP), \end{aligned} \quad (1)$$

где α, β – параметры квазипериодического режима, n, m – произвольные целые числа. Один из параметров α, β задается произвольно, а второй находится из решения граничной задачи на собственные волны. Вместе они определяют направление и постоянную распространения волны ЭМК. В силу изотропии структуры в плоскости XOY нам достаточно рассмотреть одно из возможных направлений распространения, например вдоль оси Ox . В этом случае $\alpha = 0$, а β – искомая постоянная распространения волны.

Использование квазипериодического режима позволяет свести задачу анализа бесконечной решетки к анализу одного периода, который показан на рис. 2. Известно [14], что в синфазной решетке с симметричным периодом на границах периода выполняются условия, соответствующие либо идеальной электрической, либо идеальной магнитной стенкам. При $\alpha = 0$ решетка является синфазной по оси Oy . Нас интересует поле, которое соответствует идеальной магнитной стенке. Поэтому при $y = \pm P/2$ мы можем установить соответствующие граничные условия. При $x = \pm P/2$ потребуем выполнения условия периодичности (1). При $z = \pm h/2$ выполняются условия на поверхности идеального проводника.

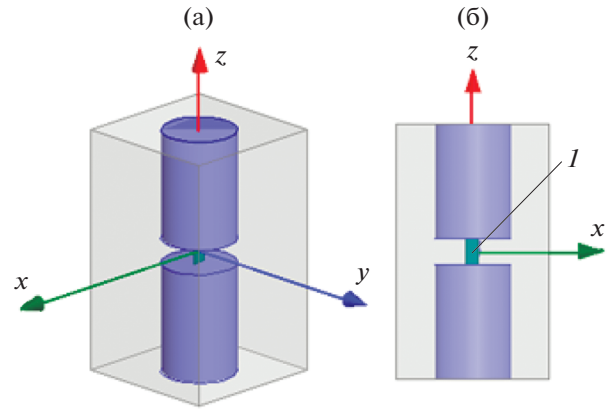


Рис. 2. Элемент решетки (а) и его поперечное сечение (б), I – модель СЭ в виде бесконечно тонкого листка и граничных условий RLC (параллельный LC -контур).

Будем предполагать, что поверхность цилиндра идеально проводящая. Модель СЭ в HFSS имеет вид бесконечно тонкого листка, на котором задано направление линии тока и граничные условия RLC -типа. При этом на поверхности листка выполняются импедансные граничные условия. Величина импеданса определяется импедансом RLC -контра.

Таким образом, граничные условия на всех поверхностях модельной структуры определены. Ее анализ проведем в системе HFSS в режиме собственных волн. В этом режиме через величину сдвига фазы волны на длине периода задается постоянная распространения β , а программа ищет частоту f , на которой в структуре имеется резонанс. Частота резонанса совпадает с частотой, на которой собственная волна ЭМК имеет заданную постоянную распространения. Повторяя данную операцию для разных значений постоянной β , можем найти функциональную зависимость $\beta(f)$, которая является дисперсионной характеристикой исследуемой структуры.

3. ВОЛНЫ В ЭМК С ВОЗДУШНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

На первом этапе рассмотрим дисперсию основной волны ЭМК на основе ПВ, заполненного воздухом. Структуры такого типа удобно возбуждать прямоугольным металлическим волноводом. Поэтому высота ПВ выбирается равной высоте стандартного волновода, размер сечения которого зависит от рабочего диапазона. В данной работе будем ориентироваться на диапазон частот 7...13 ГГц, для которого стандартный волновод 23×10 имеет высоту $b = 10$. Здесь и далее все размеры приводятся в миллиметрах.

Зададим следующие параметры решетки ЭМК: период $P = 6$, относительный диаметр цилиндров $D/P = 0.5$, величина зазора в цилиндрах $h = 1$ ($h/b = 0.1$); в используемой модели СЭ его длина совпадает с высотой зазора в цилиндре, а ширина принята равной $w = 0.5$. Считаем, что в модели СЭ в виде параллельного LC -контура индуктивность постоянная и равна $L = 0.2$ нГ, а емкость C может меняться в диапазоне $0.4 \dots 1.6$ пФ, что соответствует интервалам изменения резонансной частоты контура

$$f_{LC} = 1/2\pi\sqrt{LC} = 17.8-8.9 \text{ ГГц}$$

и его характеристического сопротивления

$$\rho_{LC} = \sqrt{L/C} = 22.4-11.2 \text{ Ом.}$$

В принятой модели СЭ его импеданс в зависимости от частоты определяется импедансом параллельного контура:

$$Z(\omega) = j\omega L / (1 - \omega^2 LC).$$

На рис. 3а, 3б представлена частотная зависимость нормированной постоянной распространения волны ЭМК. На рис. 3а по оси ординат отложен нормированный набег фазы волны на периоде кристалла $\beta P/\pi$, на рис. 3б – коэффициент замедления волны $U = \beta/k$, где k – волновое число свободного пространства. Кривые получены для $C = 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2, 1.4, 1.6$ пФ.

Кривые на рис. 3а наглядно показывают критические частоты, ограничивающие рабочий диапазон ЭМК. Нижняя критическая частота соответствует нулевому набегу фазы на периоде, а верхняя – набегу фазы, равному π . На частотах ниже нижней и выше верхней критических частот располагаются полосы запираения, в которых основная волна структуры имеет чисто мнимую (при отсутствии тепловых потерь) постоянную распространения, т.е. в этих полосах волна не распространяется.

Здесь отметим важное различие в дисперсионных диаграммах основной волны решетки с СЭ и аналогичной волны в ЭМК из емкостных цилиндров с воздушными зазорами, которой соответствует пунктирная кривая. В структуре из емкостных цилиндров на низких частотах вплоть до нулевой имеется полоса прозрачности. В структуре же с резонансными СЭ на низких частотах всегда существует полоса запираения. Данное отличие обусловлено разным частотным поведением импеданса эквивалентной емкости в цилиндре с воздушным зазором и импеданса параллельного контура в модели СЭ. Импеданс емкости растет с понижением частоты, стремясь к бесконечности на нулевой частоте. В этом случае токи на цилиндрах не влияют на волну ПВ. При этом образуется полоса прозрачности решетки из емкостных цилиндров. В параллель-

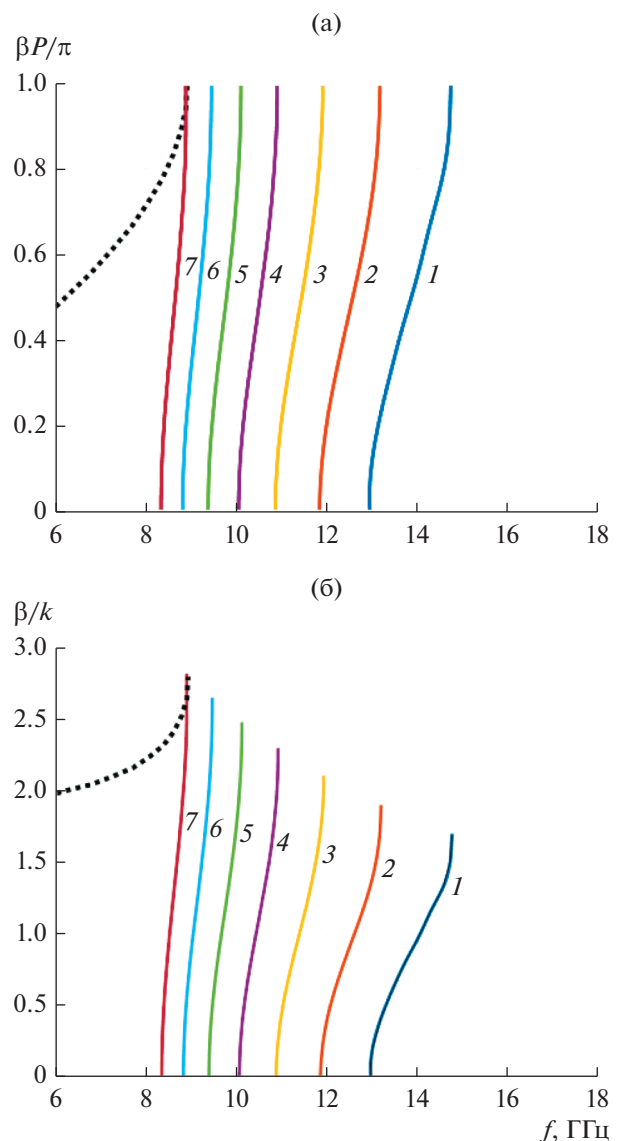


Рис. 3. Дисперсионные характеристики основной волны толстослойного ЭМК (а – с нормировкой постоянной распространения в виде $\beta P/\pi$; б – в виде β/k) при $b = 10$, $P = 6$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.1$, $C = 0.4$ (1), 0.6 (2), 0.8 (3), 1.0 (4), 1.2 (5), 1.4 (6), 1.6 пФ (7), $L = 0.2$ нГ, штриховая кривая – дисперсионная характеристика решетки емкостных цилиндров с воздушными зазорами без СЭ.

ном LC -контуре, который служит моделью СЭ, его импеданс на низких частотах определяется импедансом индуктивности и стремится к нулю. Это приводит к режиму короткого замыкания и к появлению полосы запираения решетки с СЭ на низких частотах.

Увеличение емкости при постоянном значении индуктивности контура приводит к смещению полосы прозрачности вниз по частоте и од-

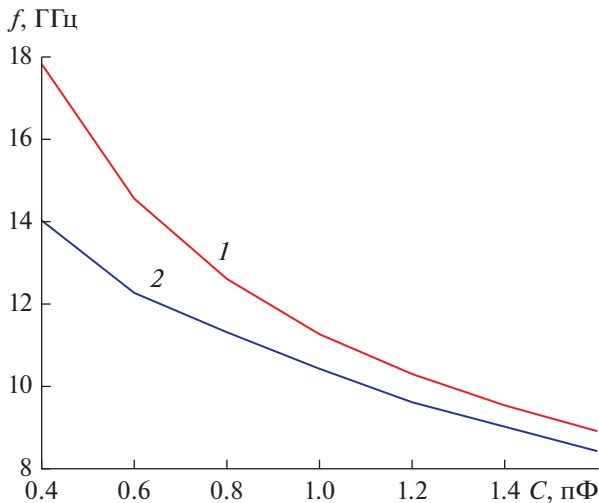


Рис. 4. Зависимости резонансных частот от емкости C контура СЭ при $b = 10$ для f_{LC} (кривая 1) и $f_{рез}$ (кривая 2).

новременно к ее сужению. Как следует из расчетов, при заданных значениях индуктивности и емкости в модели СЭ толстослойный ЭМК с воздушным заполнением имеет весьма узкую полосу прозрачности.

Надо отметить еще одну особенность в поведении волны ЭМК. Так как на частоте резонанса $f = f_{LC}$ импеданс контура стремится к бесконечности, то на этой частоте элемент ЭМК переходит в режим холостого хода, и если не учитывать паразитные емкости в исследуемой структуре, то в этом режиме он не должен влиять на распространение волны ПВ. Так как основной волной ПВ является T -волна с коэффициентом замедления в общем случае $U = \sqrt{\epsilon}$, где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость заполнения ПВ, то в случае воздушного заполнения коэффициент замедления волны ПВ равен единице. Однако расчеты показывают, что частота, на которой волна в решетке цилиндров с СЭ имеет замедление $U = 1$, отличается от f_{LC} . Обозначим эту частоту $f_{рез}$. На рис. 4 приведены зависимости резонансных частот f_{LC} (кривая 1) и частоты $f_{рез}$, на которой $U = 1$ (кривая 2), от емкости C контура СЭ. Видно, что кривые достаточно сильно расходятся. Такое их поведение означает, что расчетная частота f_{LC} , полученная в рамках приближенной теории электрических цепей, отличается от реальной резонансной частоты $f_{рез}$, которая определена путем численного решения и которая учитывает паразитные емкости в рассматриваемой структуре СЭ, включенного в зазор цилиндра внутри ПВ. Можем предположить, что более низкое значение $f_{рез}$ по сравнению с f_{LC} обусловлено влиянием ем-

кости зазора C_3 , которая включена параллельно контуру. Наличие емкости зазора C_3 увеличивает суммарную емкость контура и снижает реальную резонансную частоту относительно f_{LC} .

Таким образом, численное моделирование показывает, что толстослойный ЭМК на основе ПВ с воздушным заполнением имеет недостаточно широкую полосу прозрачности. Видно, что в лучшем из рассмотренных вариантов (см. рис. 3а, 3б кривая 1) относительная полоса рабочих частот не превышает 20%. Это заметно меньше, чем полоса ЭМК, полученная в аналогичных структурах. Для ответа на вопрос, возможно ли получить более широкую полосу прозрачности для решетки с СЭ, были проведены дополнительные исследования (см. далее).

Можно предположить, что относительно узкая полоса прозрачности обусловлена тем, что большее значение сопротивления контура, которое необходимо для реализации режима холостого хода, достигается в достаточно узкой полосе частот. При этом учтем то обстоятельство, что на электрические характеристики волны оказывает влияние не абсолютное, а нормированное значение сопротивления, т.е. сопротивление, нормированное на характеристическое сопротивление ПВ Z_c :

$$Z_c = W_0 b / (\sqrt{\epsilon} P), \quad (2)$$

где W_0 — волновое сопротивление свободного пространства.

Из соотношения (2) следуют возможности уменьшения сопротивления ПВ, а следовательно, увеличения нормированного сопротивления контура. В качестве таких возможностей можем отметить уменьшение высоты ПВ и его заполнение средой с проницаемостью $\epsilon > 1$. Рассмотрим сначала, как влияет на увеличение полосы прозрачности уменьшение высоты ПВ.

На рис. 5а, 5б представлены дисперсионные кривые, полученные при $b = 2$. Остальные параметры те же, что были приняты выше, $P = 6$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.5$, $L = 0.2$ нГ, и при тех же значениях C , $\epsilon = 1$. На рисунках видно существенное увеличение полосы прозрачности структуры.

На рис. 6 показана зависимость резонансной частоты от емкости контура. Кривые 1, 2, как и на рис. 4, получены соответственно по приближенной формуле и путем обработки кривых 1–7 на рис. 5б. Видим, что уменьшение высоты ПВ привело к сближению частот f_{LC} и $f_{рез}$ по сравнению с рис. 4. При уменьшении высоты ПВ величина зазора в цилиндрах и их диаметр остаются неизменными. Поэтому емкость воздушного зазора в области между торцами металлических цилиндров также постоянна в двух рассмотренных случаях. Отсюда можем сделать вывод, что дополнительная

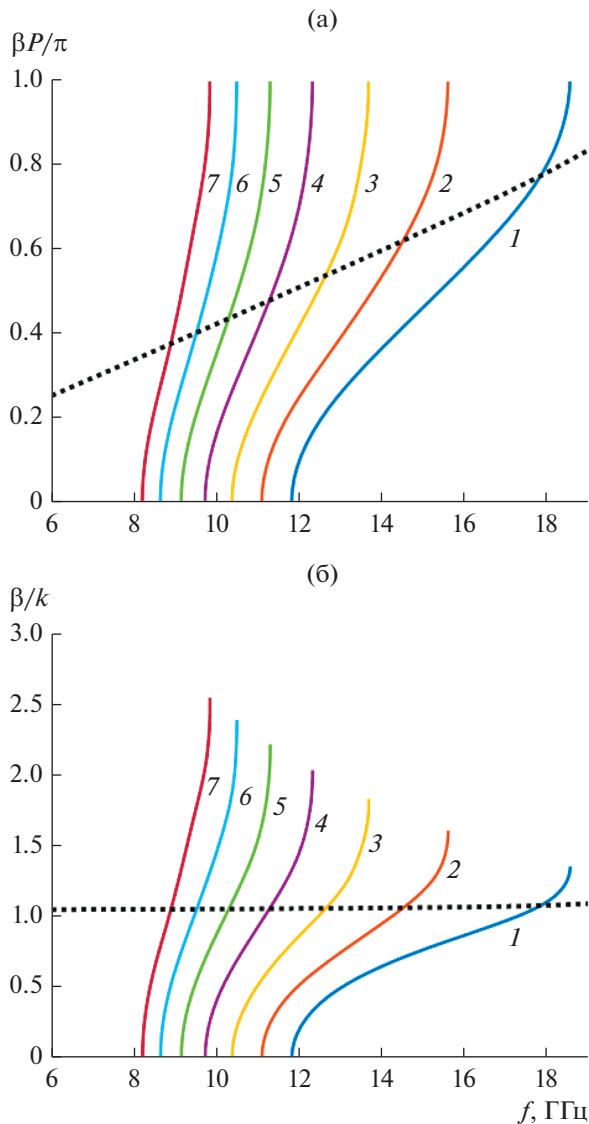


Рис. 5. Дисперсионные характеристики основной волны ЭМК (а – с нормировкой постоянной распространения в виде $\beta P/\pi$; б – в виде β/k) при $b = 2$, $P = 6$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.5$, $C = 0.4$ (1), 0.6 (2), 0.8 (3), 1.0 (4), 1.2 (5), 1.4 (6), 1.6 пФ (7), штриховая кривая – дисперсионная характеристика решетки цилиндров с воздушными зазорами без СЭ.

емкость, снижающая частоту резонанса, связана в основном с полем вокруг зазора. При большой высоте ПВ такое поле возбуждается значительно интенсивнее, чем в тонком ПВ, и обусловленная им емкость оказывает существенное влияние на резонансную частоту контура, снижая ее (см. рис. 4). В тонкослойном ПВ данный эффект проявляется слабее, и здесь мы видим, что за счет малой дополнительной емкости значения f_{LC} мало отличаются от $f_{рез}$ (см. рис. 6).

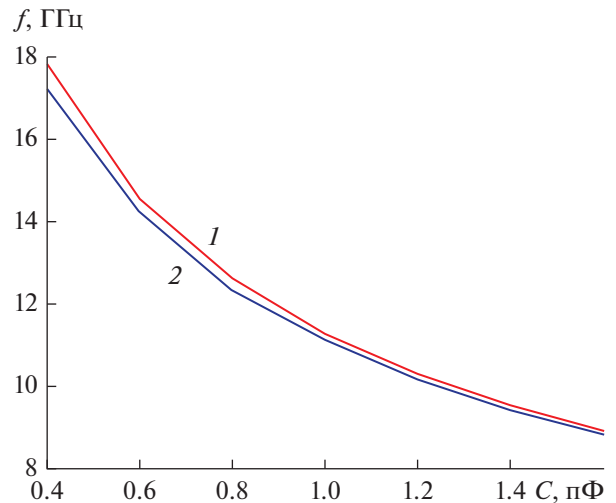


Рис. 6. Зависимости резонансных частот от емкости C контура СЭ при $b = 2$: для f_{LC} (кривая 1) и $f_{рез}$ (кривая 2).

4. ВОЛНЫ В ЭМК С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ И СРАВНЕНИЕ ДИСПЕРСИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Теперь рассмотрим влияние на основную волну ЭМК диэлектрического заполнения ПВ. На рис. 7а, 7б показана частотная зависимость постоянной распространения основной волны ЭМК для значения $\epsilon = 2.2$. Кривые получены для $C = 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 1.2, 1.4$ и 1.6 пФ, $L = 0.2$ нГ, $P = 6/\sqrt{\epsilon}$, $b = 2/\sqrt{\epsilon}$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.5$. Кривые на рис. 7а и 7б отличаются нормировкой постоянной распространения, по аналогии с рис. 5а, 5б. Видно, что увеличение диэлектрической проницаемости привело к дальнейшему расширению полосы прозрачности.

На рис. 8а–8в приведены для сравнения частотные зависимости коэффициента замедления основной волны β/k для трех рассмотренных выше случаев: для толстослойного ЭМК на основе ПВ с воздушным заполнением с параметрами $b = 10$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.1$, $\epsilon = 1$ (а), для тонкослойного ЭМК на ПВ с воздушным заполнением с параметрами $b = 2$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.5$, $\epsilon = 1$ (б) и для тонкослойного ЭМК с диэлектрическим заполнением с параметрами $\epsilon = 2.2$, $P = 6/\sqrt{\epsilon}$, $b = 2/\sqrt{\epsilon}$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.5$ (в).

На рис. 8а–8в по оси абсцисс отложена нормированная частота f/f_{LC} , где для каждой кривой в качестве f_{LC} выбирается соответствующая ей резонансная частота.

Отметим интересную особенность представленных кривых. При $b = 2$ ($\epsilon = 1$) и $b = 2/\sqrt{\epsilon}$ ($\epsilon = 2.2$) они пересекаются в малой окрестности точки

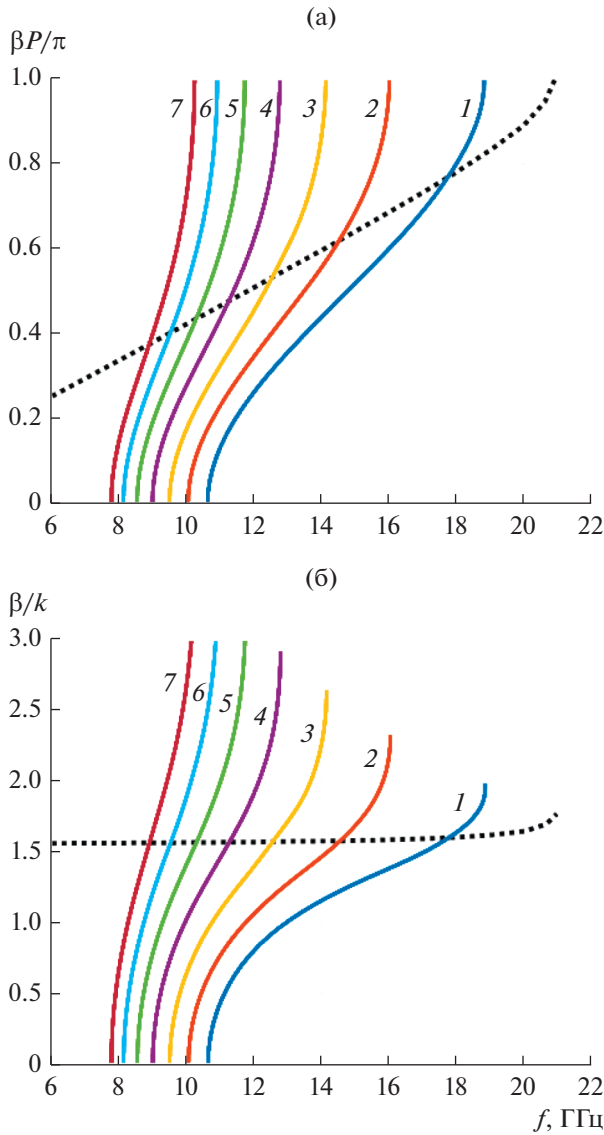


Рис. 7. Дисперсионные характеристики основной волны ЭМК с диэлектрическим заполнением (а – с нормировкой постоянной распространения в виде $\beta P/\pi$; б – в виде β/k) при $\epsilon = 2.2$, $P = 6/\sqrt{\epsilon}$, $b = 2/\sqrt{\epsilon}$, $D/P = 0.5$, $h/b = 0.5$, $L = 0.2$ нГ, $C = 0.4$ (1), 0.6 (2), 0.8 (3), 1.0 (4), 1.2 (5), 1.4 (6), 1.6 пФ (7), штриховая кривая – дисперсионная характеристика решетки емкостных цилиндров с зазорами без СЭ.

$f/f_{LC} = 1$, которая соответствует резонансной частоте контура, определенной в рамках теории электрических цепей. При этом значение коэффициента замедления в точке пересечения близко к $\sqrt{\epsilon}$. При $b = 10$ общая точка пересечения отсутствует. Такое поведение кривых на рис. 8б, 8в полностью соответствует сближению реальной (с учетом емкости зазора) резонансной частоты

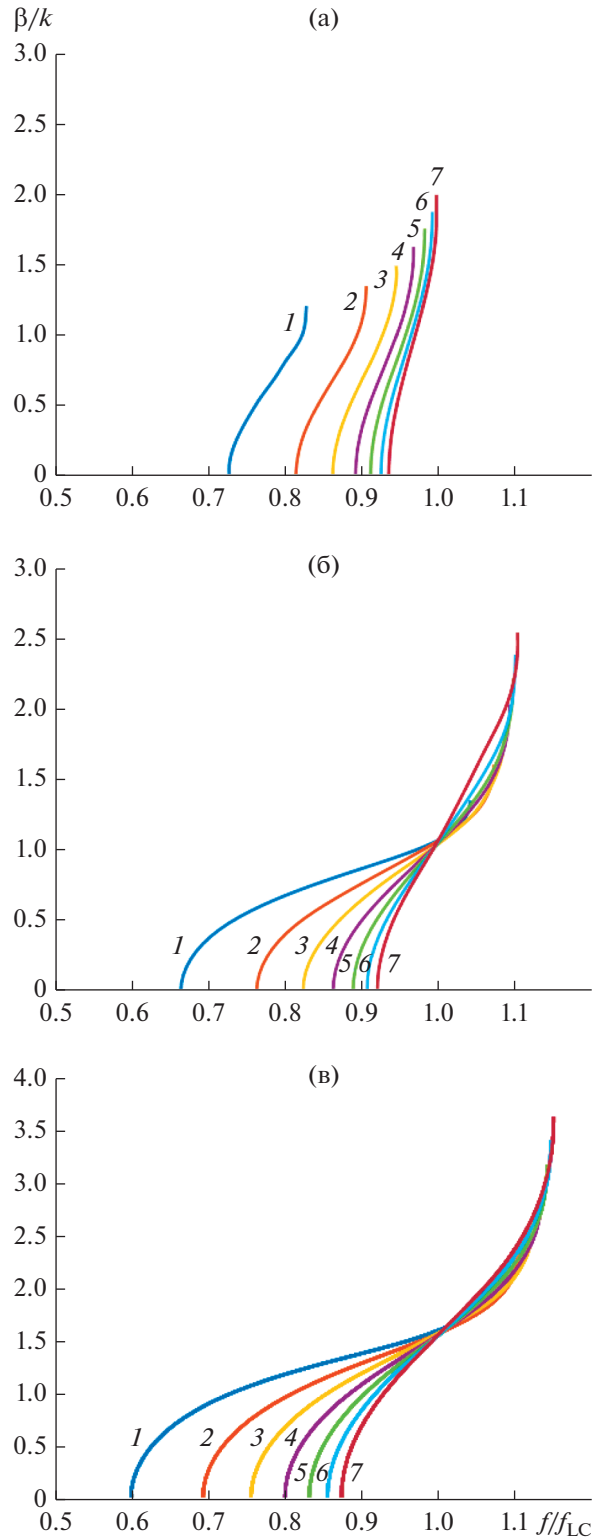


Рис. 8. Сравнение дисперсионных характеристик решеток при нормировке частоты на резонансную частоту контура: толстослойного ЭМК с диэлектрическим (а) и тонкослойного ЭМК с воздушным (б) и диэлектрическим (в) заполнением; $C = 0.4$ (1), 0.6 (2), 0.8 (3), 1.0 (4), 1.2 (5), 1.4 (6), 1.6 пФ (7). Параметры для (а)–(в) приведены в тексте.

$f_{рез}$ и расчетной резонансной частоты f_{LC} при уменьшении высоты ПВ (см. рис. 6).

Для оценки рабочего диапазона частот ЭМК введем граничные частоты: минимальную частоту f_{min} , максимальную частоту f_{max} . Диапазон частот полосы прозрачности определим как их отношение f_{max}/f_{min} . Минимальная и максимальная частоты соответствуют критическим частотам основной волны, определяемым при условиях $\beta P = 0, \pi$. На рис. 9а–9в представлены соответственно зависимости f_{min} , f_{max} и f_{max}/f_{min} от емкости C . Кривые 1–3 соответствуют трем вариантам и комбинациям параметров ПВ, которые описаны выше: кривая 1 – варианту на рис. 8а, кривая 2 – варианту на рис. 8б, кривая 3 – варианту на рис. 8в.

Из рис. 9а–9в видно, что увеличение емкости приводит к уменьшению обеих граничных частот и, следовательно, к уменьшению центральной частоты рабочего диапазона, а также к сужению рабочего диапазона частот. Поэтому с точки зрения увеличения рабочего диапазона надо использовать малые значения емкости. При использовании тонкослойного ПВ с диэлектрическим заполнением диапазон рабочих частот достигает величины 1.8, что близко к рабочему диапазону частот стандартного металлического волновода, равному 2. Следует отметить, что возможности снижения емкости могут ограничиваться наличием паразитных емкостей в решетках на ПВ. Кроме того, уменьшение емкости требует увеличения индуктивности для поддержания постоянной резонансной частоты контура СЭ. При этом увеличение значения индуктивности может быть связано с определенными технологическими трудностями.

5. ПОЛЕ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ ЭМК

Рассмотрим кратко распределения поля основной волны решетки с СЭ в трех режимах: ниже резонанса $f < f_{рез}$, на резонансе $f = f_{рез}$ и выше резонанса $f > f_{рез}$. На рис. 10а–10в представлено распределение амплитуды напряженности электрического поля в сечении элемента ЭМК на трех частотах: 10.678, 11.140 и 11.810 ГГц. Им соответствуют значения замедления $U = 0.780, 0.997, 1.411$. Распределения получены при $P = 6, D/P = 0.5, b = 2, h/b = 0.5, L = 0.2$ нГ, $C = 1.0$ пФ, $\epsilon = 1$. Данным параметрам соответствует значение $f_{LC} = 11.254$ ГГц. Видно, что на всех трех частотах поле распределено относительно равномерно по всему сечению элемента, включая зазор в металлическом цилиндре, в котором расположен СЭ. Это отражает режим распространения волны в полосе прозрачности решетки.

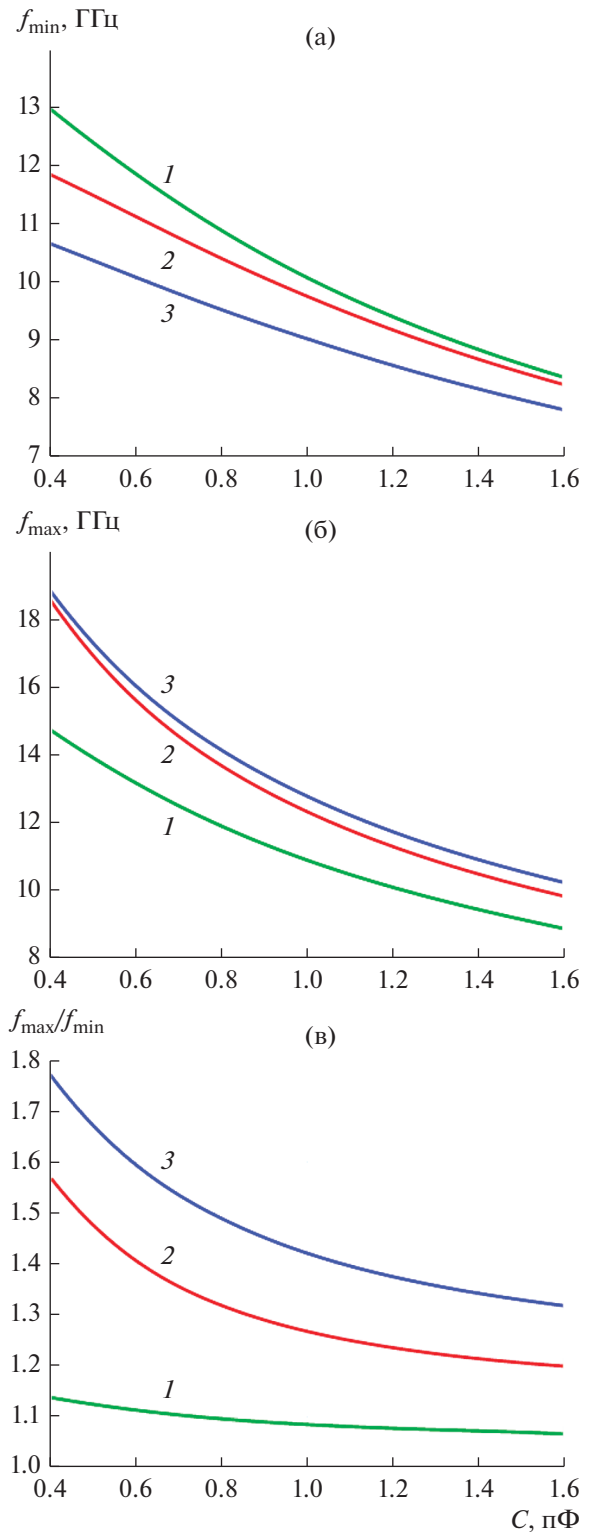


Рис. 9. Зависимости нижней (а) и верхней (б) границы полосы прозрачности решетки, а также их отношения (в) от емкости СЭ; кривая 1 – толстослойный ЭМК на основе ПВ с воздушным заполнением, кривая 2 – тонкослойный ЭМК на ПВ с воздушным заполнением, кривая 3 – тонкослойный ЭМК с диэлектрическим заполнением (параметры см. соответственно рис. 8а, 8б, 8в). Параметры для (а)–(в) приведены в тексте.

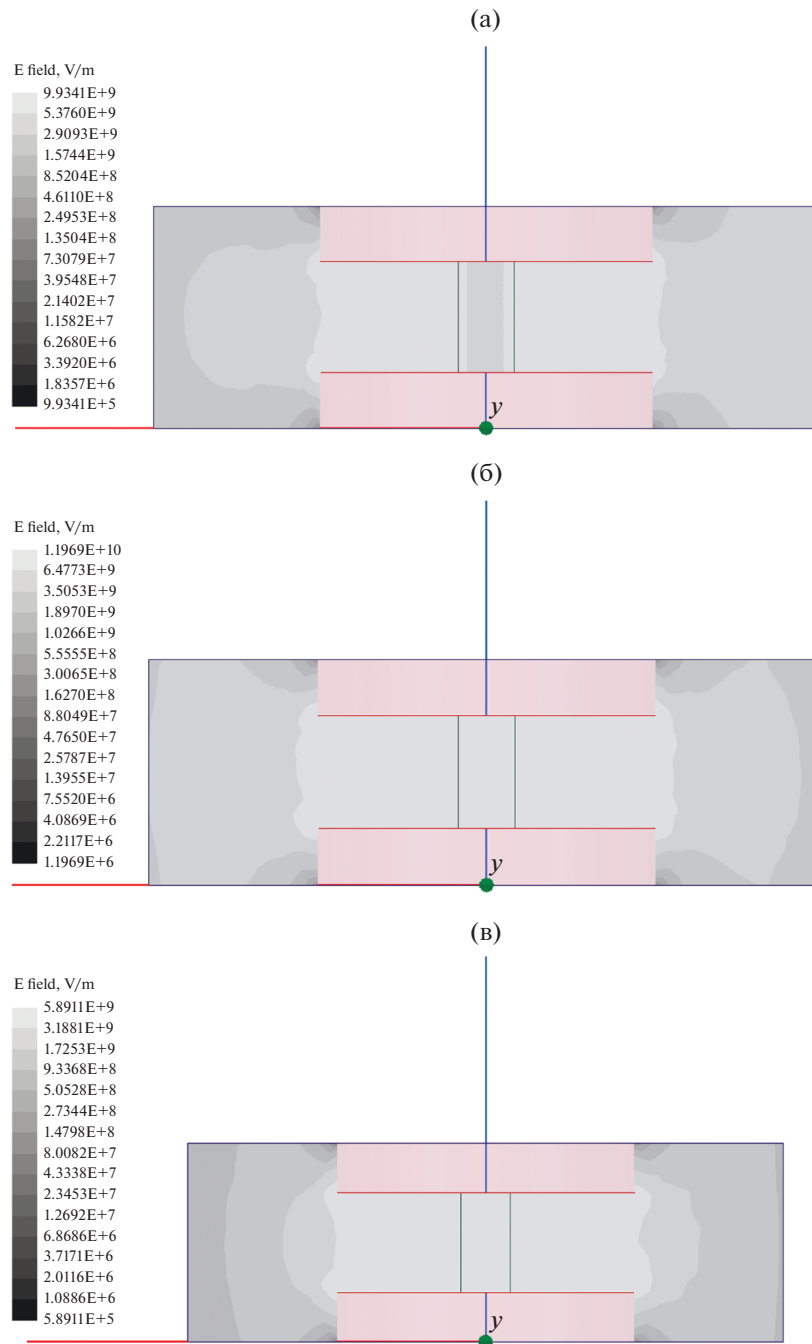


Рис. 10. Распределение амплитуды напряженности электрического поля на трех частотах: ниже резонанса 10.678 ГГц (а), на резонансе 11.140 ГГц (б), выше резонанса 11.810 ГГц (в); светлые участки в распределениях соответствуют большей интенсивности поля.

6. ЭМК В РЕЖИМЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Выше были исследованы характеристики собственных волн (колебаний) ЭМК в постановке задачи без источника. Представляет интерес также изучить поведение ЭМК в режиме возбуждения (вынужденных колебаний). В этом режиме рассматривается структура бесконечная по координате y и конечная по координате x . Электродинамическое

моделирование бесконечной структуры возможно благодаря условиям периодичности (1), которые сводят решение граничной задачи к анализу одного периода по оси $0y$. Мы рассматриваем случай возбуждения ЭМК плоской волной ПВ, падающей на его границу по нормали, т.е. распространяющейся вдоль оси $0x$. В этом случае решетка возбуждается по оси $0y$ синфазно. Тогда, как было отмечено выше,

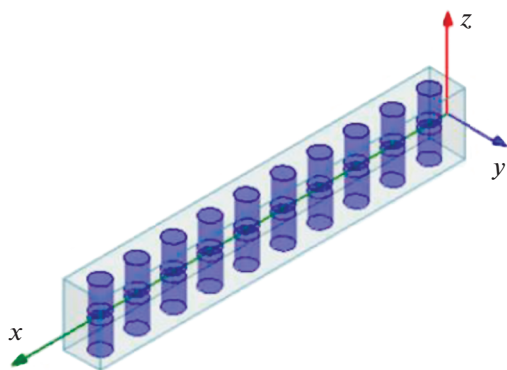


Рис. 11. Модель для численного исследования конечно-периодической решетки с СЭ в режиме возбуждения *T*-волной.

на границах периода выполняются условия, соответствующие магнитной стенке. В результате задача возбуждения бесконечного ЭМК сводится к анализу его канала Флоке (рис. 11).

Канал Флоке в данном случае представляет собой структуру на основе так называемого *TEM*-волновода, имеющего вертикальные магнитные стенки и горизонтальные электрические стенки. В волноводе располагается ряд цилиндров с СЭ. Мы рассматривали слой ЭМК, состоящий из десяти элементов. Такое количество цилиндров достаточно для формирования хорошо видимой полосы запираения. На торцах *TEM*-волновода располагаются порты 1, 2. Таким образом, анализируемая структура является СВЧ-четырёхполосником, который характеризуется своей матрицей рассеяния.

Параметры цилиндров и СЭ, которые использовались в режиме возбуждения, соответствуют рассмотренным выше трем случаям: толстослойный ПВ с воздушным заполнением, тонкослойный ПВ с воздушным заполнением и тонкослойный ПВ с диэлектрическим заполнением.

На рис. 12а–12в представлены частотные зависимости модуля коэффициента передачи S_{21} в децибелах, полученные при следующих параметрах:

(а) $P = 6, \epsilon = 1.0, b = 10, h/b = 0.1$;

(б) $P = 6, \epsilon = 1.0, b = 2, h/b = 0.5$;

(в) $P = 6/\sqrt{\epsilon} = 4.05, \epsilon = 2.2, b = 2/\sqrt{\epsilon} = 1.35, h/b = 0.5$;

для всех трех вариантов $D/P = 0.5, L = 0.2$ нГ; кривые 1–3 получены при $C = 0.4, 1.0, 1.6$ пФ ($f_{LC} = 17.79, 11.25$ и 8.9 ГГц).

Полосе прозрачности соответствуют значения коэффициента передачи, близкие к 1 (0 дБ). В полосе запираения коэффициент передачи быстро уменьшается. Можно отметить хорошую корреляцию результатов для положения и ширины полосы прозрачности, полученных в режиме собственных волн и в режиме возбуждения. Однако

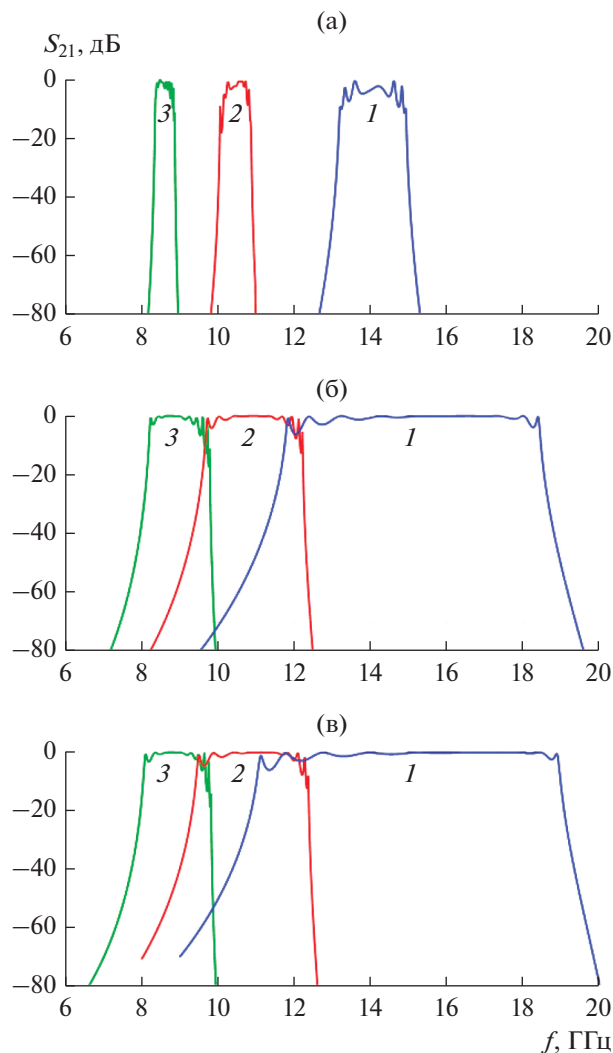


Рис. 12. Частотные зависимости коэффициента передачи S_{21} для конечно-периодической решетки при $C = 0.4$ (1), 1.0 (2) и 1.6 пФ (3) для толстослойного ЭМК с воздушным заполнением (а) и тонкослойного ЭМК с воздушным (б) и диэлектрическим (в) заполнением.

следует отметить, что в относительно узких полосах прозрачности, характерных для толстослойного ПВ с воздушным заполнением (рис. 12а), коэффициент передачи имеет изрезанную характеристику. Он близок к единице только в отдельных частотных точках. Такое поведение означает, что ЭМК даже в полосе прозрачности плохо согласован с выходным *TEM*-волноводом.

При расширении полосы прозрачности (рис. 12б, 12в) согласование в центральной ее части полосы прозрачности улучшается, а изрезанность наблюдается только вблизи границ полосы, что соответствует эффекту рассогласования периодической структуры на краях полосы пропускания.

* * *

Основным результатом данной работы является вывод о принципиальной возможности создания управляемых ЭМК, параметры которых могут изменяться под воздействием управляющих факторов от режима холостого хода до режима короткого замыкания. Возможность реализации режима холостого хода в достаточно широкой полосе частот является необходимым условием для формирования внутри ЭМК волноводных каналов, на основе которых можно создавать функциональные элементы разного уровня сложности и разного назначения.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kodera T., Caloz C.* // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest (MTT). 2013. Seattle, WA, USA. P. 1.
2. *Sievenpiper D.F., Schaffner J.H., Jae S.H. et al.* // IEEE Trans. 2003. V. AP-51. № 10. P. 2713.
3. *Kazemi H., Higgins J.A., Herting B. et al.* // IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. 2007. Honolulu, HI, USA. P. 4357.
4. *Foo S.* // 11th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP). 2017. Paris, France. P. 3026.
5. *Kholodnyak D.* // IEEE MTT-S Intern./ Microwave and RF Conf. (IMaRC). 2017. Ahmedabad, India. P. 263.
6. *Банков С.Е.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 2. С. 133.
7. *Банков С.Е.* // РЭ. 2009. Т. 54. № 6. С. 671.
8. *Wu K., Deslandes D., Cassivi Y.* // Proc. 6th Int. Conf. Telecomm. Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, Oct. 2003. V. 1. P. 3.
9. *Teshirogi T., Yoneyama T.* Modern Millimeter-Wave Technologies. Amsterdam: IOS Press, 2001.
10. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 855.
11. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 6. С. 523.
12. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 9. С. 852.
13. *Банков С.Е., Калинин В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 951.
14. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.