

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.67

ВОЛНЫ В EBG-ВОЛНОВОДАХ, ОРИЕНТИРОВАННЫХ ВДОЛЬ ГЛАВНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ОСЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО КРИСТАЛЛА

© 2020 г. С. Е. Банков^{а, *}, В. И. Калинин^а, Е. В. Фролова^а

^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: sbankov@yandex.ru

Поступила в редакцию 22.08.2019 г.

После доработки 22.08.2019 г.

Принята к публикации 10.09.2019 г.

Исследованы собственные волны волноводов в электромагнитных кристаллах с квадратной сеткой. Кристалл образован металлическими цилиндрами, расположенными между двумя параллельными экранами. Волноводы ориентированы вдоль главных оптических осей кристалла. Рассмотрены одно-, двух- и трехрядные волноводы, образованные соответственно удалением из кристалла одного, двух и трех рядов цилиндров. Исследование проведено путем электродинамического моделирования в системе HFSS в режиме собственных волн. Получены зависимости постоянных распространения собственных волн от частоты и параметров структуры. Для всех волноводов определены минимальная и максимальная частоты рабочего диапазона и его ширина и даны рекомендации по оптимальному выбору параметров волноводов.

DOI: 10.31857/S003384942008001X

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Электромагнитные кристаллы (ЭМК) привлекают внимание исследователей и разработчиков СВЧ-устройств в качестве среды, на основе которой можно создавать разнообразные волноводные устройства СВЧ- и миллиметрового диапазона. Известны разные виды ЭМК [1]. Среди них нужно выделить кристаллы, образованные решетками металлических цилиндров, которые расположены внутри плоского волновода (ПВ) в виде двух параллельных проводящих экранов. Такие структуры имеют широкие функциональные возможности. В частности, они могут быть изготовлены в рамках технологии печатных схем СВЧ. В этом случае цилиндры выполняются в виде металлизированных отверстий в печатной плате [2]. Возможность использования печатной технологии выглядит весьма привлекательной, поскольку она обеспечивает относительно низкую стоимость и технологичность разрабатываемых устройств.

Устройства в виде системы металлизированных отверстий в печатной плате в настоящее время активно используются в технике СВЧ- и миллиметрового диапазонов. Их можно разделить на два класса: с произвольным и регулярным расположением цилиндров. Им соответствуют два класса волноводов. Волноводы первого типа получили

название substrate integrated waveguides (SIW) [3], а волноводы второго типа electromagnetic bandgap (EBG) волноводы [4]. Несмотря на похожую структуру, они существенно отличаются друг от друга.

Волноводы, интегрированные в подложку, или SIW-волноводы по принципу своего функционирования наиболее близки к классическим металлическим волноводам. Металлические цилиндры, расположенные на достаточно малом расстоянии, формируют структуру, близкую по своим параметрам к сплошной металлической стенке. При помощи таких стенок в SIW-схемах происходит формирование областей, выполняющих функции СВЧ-устройств различного вида и назначения.

В EBG-волноводах и в EBG-схемах в целом цилиндры располагаются в узлах сетки ЭМК. Формирование волноведущих каналов и функциональных областей осуществляется путем внесения дефектов в кристаллическую решетку. Наиболее распространенным и наиболее простым видом дефекта является удаленный из решетки цилиндр. Нетрудно увидеть, что в EBG-волноводах концентрация поля в канале происходит за счет отражения не от стенки, как в SIW-волноводах, а от ЭМК, а в идеальном случае — от полубесконечного ЭМК. Поскольку по определению в EBG

ЭМК отсутствуют распространяющиеся волны, то отражение от его границы является полным.

На первый взгляд, SIW-схемы имеют преимущества по сравнению с EBG-схемами, так как в них используется более гибкий способ формообразования. Данное утверждение справедливо для устройств с фиксированной структурой и функциональным назначением, которые в рамках SIW-технологии могут быть реализованы с лучшими характеристиками. Однако в последние годы активно развиваются так называемые реконфигурируемые СВЧ-устройства [5, 6]. Их отличительной чертой является возможность изменения под воздействием внешних управляющих факторов не только параметров устройства, но и его структуры и функционального назначения.

С точки зрения создания реконфигурируемых устройств EBG-схемы имеют хорошие перспективы [7]. В настоящее время круг такого типа структур преимущественно ограничен антеннами. Использование ЭМК позволяет существенно его расширить за счет создания сложных разветвленных схем с управляемой структурой. Поскольку топология функциональных областей реконфигурируемой схемы заранее не определена, то основное преимущество SIW-устройств становится несущественным, а фиксированное расположение элементов ЭМК в узлах кристаллической решетки, наоборот, становится преимуществом.

Отметим, что достижение управляемости требует значительной модификации ЭМК. Он должен состоять из элементов, свойства которых зависят от внешних воздействий. Такими элементами могут быть металлические цилиндры с зазорами, в которые включены полупроводниковые диоды, металлические цилиндры с управляемой глубиной погружения и т.д. Видно, что ЭМК на основе ПВ с решеткой цилиндров достаточно просто интегрируется с элементами управления и может служить основой для построения реконфигурируемых схем.

Сверхвысокочастотные ЭМК, предназначенные для построения реконфигурируемых устройств, были исследованы в работах [7, 8]. Следующий этап исследования состоит в изучении регулярных волноводов и их собственных волн. EBG-волноводы рассматривались во многих работах в качестве объекта численного моделирования (см., например, [9, 10]). Примеры исследования их собственных волн приведены в [11–13].

В работе [11] исследуется основная собственная волна однорядного EBG волновода в ЭМК из сплошных металлических цилиндров. В работе [11] рассмотрена основная волна волновода в ЭМК из коаксиальных цилиндров, а в работе [12] — из цилиндров с сосредоточенными элементами.

Отметим, что EBG-волноводы различаются по числу рядов, удаление которых из кристалла об-

разует волновод, а также их ориентацией относительно осей кристалла. В отмеченных выше работах были исследованы однорядные волноводы, которые образованы удалением одного слоя элементов кристалла. Рассматривались волноводы, ориентированные вдоль основных оптических осей ЭМК. Анализ собственных волн проводился методом компенсирующих источников [13].

Данная работа является продолжением исследований, представленных в [7, 8, 11–13]. Ее цель — изучение собственных волн одно-, двух- и трехрядных волноводов, ориентированных вдоль главных оптических осей ЭМК из сплошных металлических цилиндров. Основным методом исследования является электродинамическое моделирование в системе HFSS.

Изучение собственных волн ориентировано не только на расширение базы знаний о новых волноведущих структурах, но и на решение задач, имеющих практическое значение. К таким задачам относится определение факторов, влияющих на предельные рабочие частоты волновода, и определение его рабочего диапазона. Также целью нашей работы является оптимальный выбор параметров EBG-волноводов.

2. ОБЪЕКТ И МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ

Исследуем волноводы в двумерном ЭМК. Пример однорядного волновода показан на рис. 1а. Кристалл состоит из решетки идеально проводящих цилиндров диаметром D , расположенных с одинаковым периодом P вдоль обеих осей Ox и Oy . Цилиндры полностью погружены в область между двумя идеально проводящими экранами, расстояние между которыми обозначим через h . Рассмотрим случай, когда ось волновода направлена вдоль одной из главных осей кристалла (случай волновода с осью, направленной вдоль диагонали решетки, составляет предмет дальнейшего исследования).

Определим ширину волновода W как расстояние между центрами цилиндров, образующих противоположные боковые стенки волноводного канала. Для упрощения численных расчетов в принятой здесь модели волновода его боковые стенки были составлены из двух рядов цилиндров, и эту волноводную структуру ограничили идеально-проводящими боковыми стенками, которые с каждой стороны отстоят от крайних рядов цилиндров на полпериода (рис. 1б). Отметим, что учета двух рядов цилиндров в большинстве случаев вполне достаточно для получения решения, весьма близкого к решению для волновода, образованного двумя полубесконечными ЭМК.

Для решения поставленных задач используем стандартную систему электродинамического моделирования HFSS в режиме расчета собственных

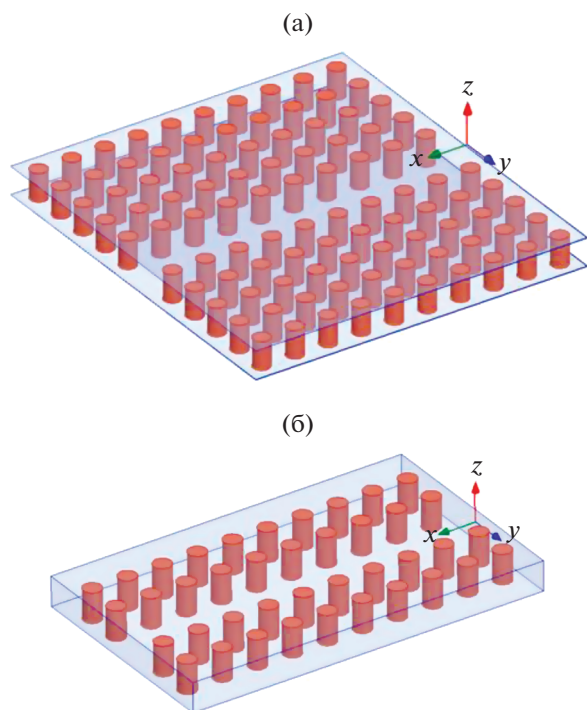


Рис. 1. Волноводный канал в двумерно-периодической решетке цилиндров (а) и в ограниченной по ширине периодической структуре (б).

волн (PCB). В системе HFSS он получил название *eigenmode*. Кратко опишем методику расчета на примере однорядного волновода. Отметим, что под собственной волной EBG-волновода мы понимаем решение граничной задачи, удовлетворяющее условиям периодичности:

$$\vec{E}(x + nP) = \vec{E}(x) \exp(-i\beta nP), \quad (1)$$

где β — постоянная распространения волны, $\vec{E}(x)$ — вектор ее электрического поля. В соответствии с

рис. 1 направление распространения волны совпадает с осью $0x$. Соотношение (1) позволяет нам рассматривать один период структуры, которая строго обладает периодичностью только вдоль оси $0x$.

Выделим в системе HFSS один период (рис. 2) и используем периодические граничные условия на двух гранях перпендикулярных оси $0x$. На остальных поверхностях установим граничные условия идеальной проводимости. Задавая в периодических условиях различные сдвиги фазы $\Delta\phi$ на длине периода, можем рассчитать при помощи HFSS соответствующие им резонансные частоты эквивалентного резонатора, образованного объемом ячейки [14]. В принятой модели идеально проводящих цилиндров и стенок бокса распространяющимся волнам соответствуют действительные частоты. Из соотношения (1) следует связь сдвига фазы с постоянной распространения волны:

$$\Delta\phi = -\beta P. \quad (2)$$

Отметим, что соотношение (2) выполняется только на резонансной частоте резонатора f_r , которая определяется в режиме PCB. Таким образом, меняя параметр $\Delta\phi$, мы получаем набор соответствующих частот f_r , который позволяет нам рассчитать интересующую нас зависимость постоянной распространения волны от частоты.

Важным обстоятельством является то, что одному значению фазового сдвига $\Delta\phi$ могут соответствовать несколько резонансных частот. Эти частоты соответствуют разным типам волн EBG-волновода. Говоря о типах волн, необходимо отметить следующее. В EBG-волноводе из сплошных металлических цилиндров можно выделить особую серию волн, не имеющих вариаций поля по координате z . Эти волны имеют три компоненты поля E_z, H_x, H_y , аналогичные H_{0n} -волнам ($n = 1, 2, \dots$) прямоугольного металлического вол-

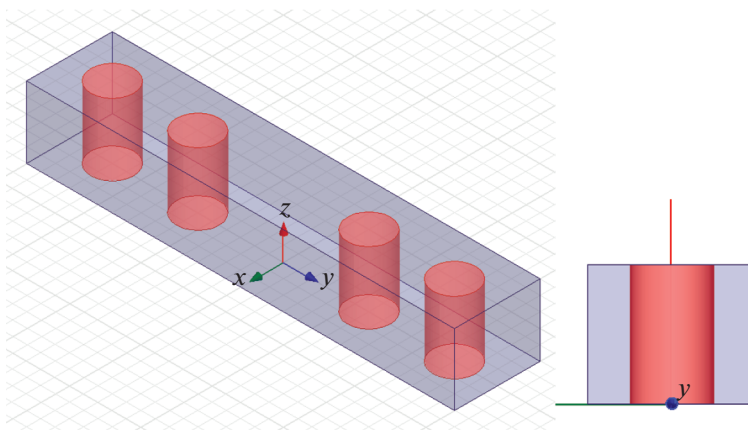


Рис. 2. Модель ячейки однорядного периодического волновода; распространение вдоль оси $0x$.

новода, поэтому целесообразно сохранить для них это обозначение. Отметим, что к их числу относится основная волна волновода, являющаяся H_{01} -волной. Также важно отметить, что постоянные распространения и структуры полей H_{0n} -волн не зависят от высоты волновода h . Этот параметр оказывает влияние только на постоянные затухания H_{0n} -волн, которые монотонно уменьшаются при увеличении величины h . Здесь мы также имеем полную аналогию с волнами прямоугольного металлического волновода.

Волны EBG-волновода, имеющие вариации поля по оси Oz , существенно отличаются от волн металлического волновода. Они могут иметь все шесть компонент поля и не относиться ни к TE -, ни к TM -волнам. Важно отметить, что такие волны начинают распространяться только при нарушении неравенства

$$h < \lambda/2, \quad (3)$$

где λ — длина волны в среде, заполняющей ПВ. Неравенство (3) является одним из факторов, ограничивающих рабочий диапазон EBG-волновода со стороны высоких частот, определяя частоту $f_{\max}$:

$$f_{\max} = c/2h, \quad (4)$$

где c — скорость света в среде, заполняющей ПВ.

Для определенности далее считаем, что ПВ имеет воздушное заполнение. Переход к волноводу с диэлектрическим заполнением осуществляется элементарно путем масштабирования частотной шкалы, что возможно вследствие однородности среды внутри EBG-волновода. Другие факторы и соответствующие им частоты $f_{\max i}$, $i = 1, 2, \dots, N$, связанные со свойствами H_{0n} -волн, будут рассмотрены ниже. Сейчас важно отметить, что выбором высоты h мы всегда можем выполнить неравенство

$$f_{\max} \geq f_{\max i}. \quad (5)$$

Отсюда следует, что частота $f_{\max}$, связанная с обсуждаемыми высшими типами волн EBG-волновода, не влияет на определение верхней границы рабочего диапазона частот волновода $F_{\max}$, которая задается следующим соотношением:

$$F_{\max} = \min(f_{\max i}), \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (6)$$

Из сказанного можно сделать вывод, что с практической точки зрения интерес представляют H_{0n} -волны, которые будут исследованы в данной работе. Более того, из всего спектра собственных волн нас интересуют те, которые соответствуют основному и ближайшему высшему типам волн, определяющим полосу его одномодового режима.

Следует отметить, что соотношения (4), (6) задают алгоритм оптимального выбора высоты волновода:

$$h_{\text{опт}} = c/2F_{\max}. \quad (7)$$

Выбирая ее в соответствии с равенством (7), получаем максимально возможное значение высоты и, следовательно, минимально возможное затухание основной волны при максимально возможной верхней границе рабочего диапазона частот.

Для определенности построения модели для численного исследования зададим ширину волновода $W = 24$, высоту $h = 10$, предполагая, что для возбуждения данного волновода может использоваться стандартный волновод X -диапазона сечением 23×10 . Здесь и далее все размеры в миллиметрах. Очевидно, что волноводный канал шириной $W = 24$ может быть образован не единственным способом. В данной работе рассмотрим три способа и, соответственно, три вида образуемого волновода. Первый способ состоит в удалении из кристалла одного ряда цилиндров с периодом $P = 12$. Назовем такой волновод однорядным. Второй — в удалении из кристалла двух рядов цилиндров с периодом $P = 8$. По аналогии будем называть такой волновод двухрядным. В третьем способе аналогично, волновод, образуемый путем удаления из кристалла трех рядов цилиндров с периодом $P = 6$, назовем трехрядным. Нетрудно видеть, что во всех трех вариантах определенная выше ширина волноводного канала равна $W = 24$ независимо от диаметра цилиндров. Отметим, что выбор геометрических размеров волновода и ЭМК не имеет принципиального значения, так как окончательные результаты, представленные в нормированном виде, могут быть использованы для определения характеристик волноводов с произвольными геометрическими параметрами.

3. ОДНОРЯДНЫЙ ВОЛНОВОД

На рис. 3 представлены результаты расчета в полосе частот относительной фазовой постоянной распространения β/k (k — волновое число свободного пространства) для основного (кривые 1, 2) и высшего по ширине (кривая 3) типов волн однорядного волновода с параметрами $P = 12$, $D = 6$ ($D/P = 0.5$). В принятой выше классификации это волны H_{01} и H_{02} . Пунктирная кривая показывает частотную дисперсию волн двумерно-периодической решетки с теми же параметрами P и D в полосе ее прозрачности.

Дисперсионная диаграмма для основного типа волны в исследованном диапазоне частот состоит из двух ветвей. Первая ветвь на более низких частотах (кривая 1) соответствует режиму прямой волны, для которой фазовая и групповая скорости параллельны, вторая ветвь на более высоких

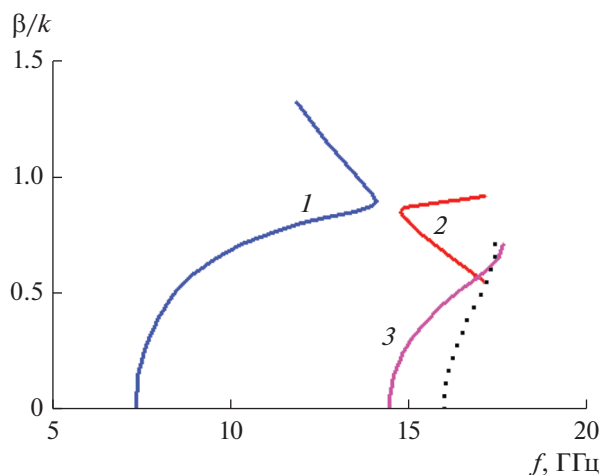


Рис. 3. Дисперсионные диаграммы H_{01} (кривые 1, 2) и H_{02} (кривая 3) волн однорядного волновода с $P = 12$, $D = 6$ и дисперсионная диаграмма волны в однородной решетке в полосе ее прозрачности (пунктирная кривая); кривые 1 и 2 — режим прямой и обратной волн соответственно.

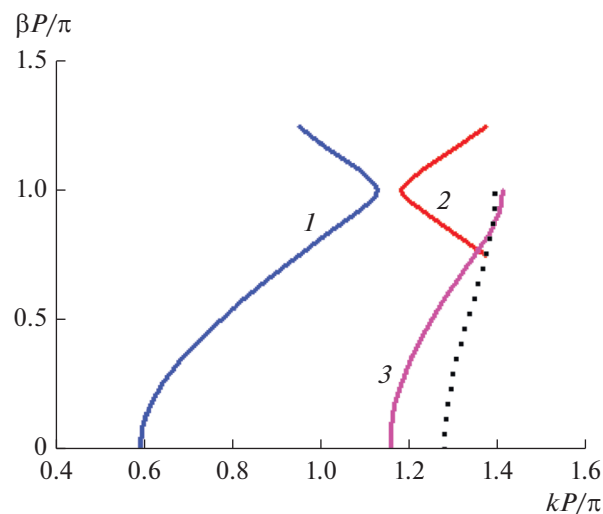


Рис. 4. Дисперсионные диаграммы для однорядного волновода с параметрами $P = 12$, $D = 6$ в координатах $\beta P - kP$; кривые 1 и 2 — режим прямой и обратной волн соответственно, 3 — высший тип волны, пунктир — основная волна решетки.

частотах (кривая 2) соответствует режиму обратной волны, для которой фазовая и групповая скорости антипараллельны. Участки обеих ветвей с разным наклоном относятся к встречно распространяющимся волнам (в положительном и отрицательном направлениях оси $0x$). Ветви разделены полосой частот (в данном случае шириной ≈ 0.67 ГГц), в которой распространение основной волны отсутствует. На частотах, соответствующих краям этой полосы, групповая скорость волны равна нулю. На рис. 4 дисперсионные диаграммы представлены в координатах $\beta P - kP$.

Приведенные на рис. 3, 4 результаты позволяют качественно оценить характеристики собственных волн ЕВГ-волновода и сформулировать факторы, определяющие границы его рабочего диапазона частот. Отметим, что выводы, сделанные для однорядного волновода, остаются справедливыми при увеличении числа рядов. Видно, что со стороны нижних частот рабочий диапазон волновода ограничен критической частотой основной H_{01} -волны f_{c01} . Таким образом, имеется равенство

$$F_{\min} = f_{c01}, \quad (8)$$

где $F_{\min}$ — нижняя граница рабочего диапазона частот.

На высоких частотах наблюдаются три фактора, ограничивающие рабочий диапазон частот. К ним относятся: возникновение полосы запырания основной волны, появление распространяющейся волны высшего типа и появление распространяющейся волны однородного ЭМК. Пусть им соответствуют частоты $f_{\max 1-3}$. В соответствии

с формулой (6) для определения верхней границы рабочего диапазона $F_{\max}$ из них надо выбрать минимальную частоту. Фактором, определяющим параметр $F_{\max}$ в рассмотренном выше примере (см. рис. 3, 4), является возникновение полосы запырания основной волны.

Рассмотрим далее распределение полей волн основного и высшего типов. На рис. 5а, 5б показаны рассчитанные распределения амплитуды электрического поля в двух сечениях в пределах одного периода волновода для основного типа волны на двух частотах, соответствующих режиму прямой и обратной волны соответственно. Как и следовало ожидать, для основного типа волны максимум поля в обоих режимах имеет место в центральной области волновода. На рис. 6 представлено распределение амплитуды электрического поля ближайшего высшего (нечетного по ширине) типа волны. Характерным является отсутствие поля в продольной плоскости симметрии волновода.

Представляет интерес исследовать зависимость диапазонных свойств волноводного канала от диаметра цилиндров, образующих его боковые стенки. На рис. 7 представлены зависимости критической частоты основного типа волны f_{c01} (кривая 1) и высшего по ширине типа волны f_{c02} (кривая 2) волновода от относительного диаметра D/P и там же — зависимость от D/P верхней частоты f_{s01} , на которой основной тип волны перестает распространяться (кривая 3). Эта частота соответствует нижнему краю полосы частот, разделяющей режимы прямой и обратной волн (см. рис. 3, 4). Штриховая линия показывает зависимость ниж-

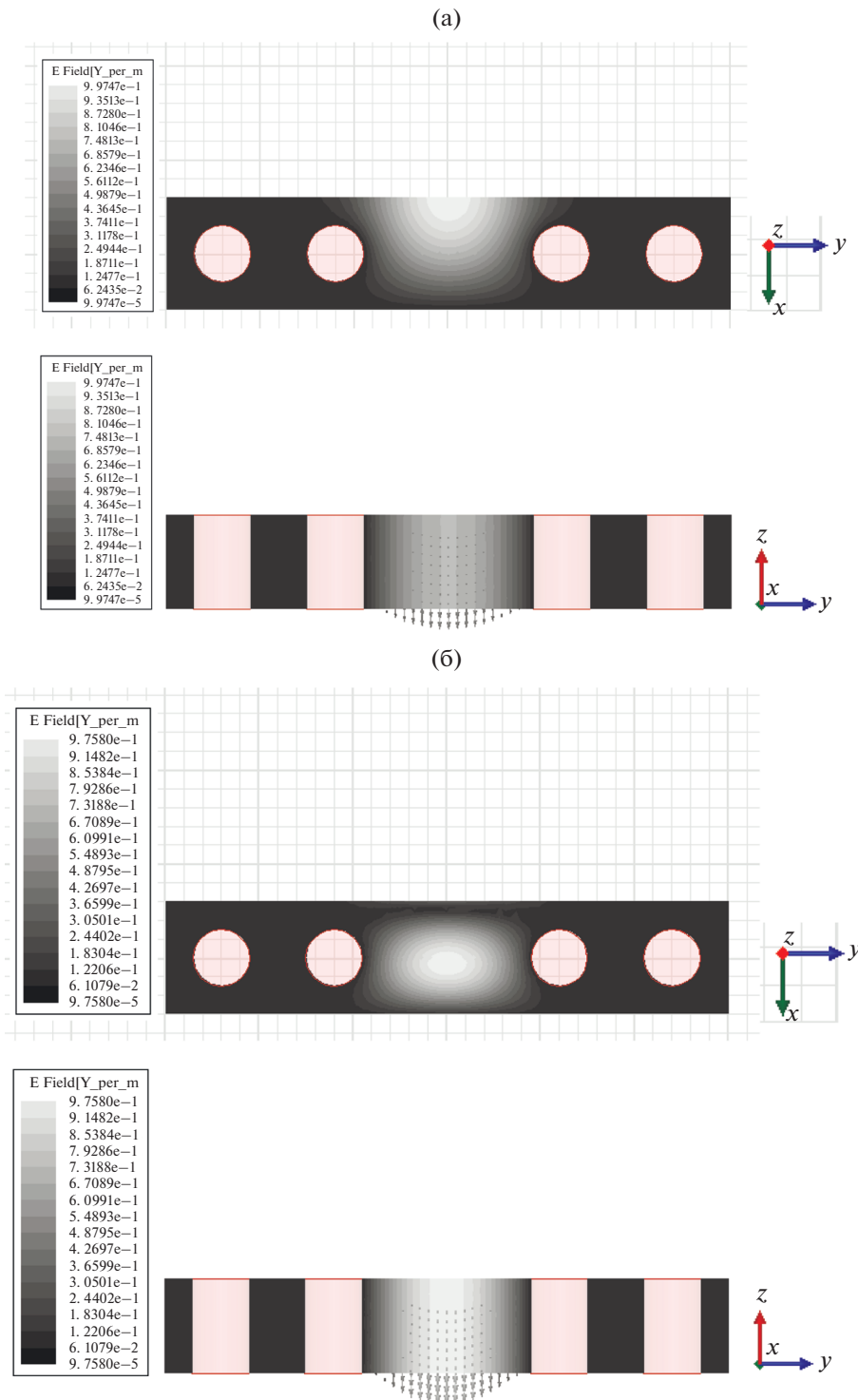


Рис. 5. Распределения амплитуды электрического поля основного типа волны в двух сечениях: а — в режиме прямой волны на частоте 9.62 ГГц, б — в режиме обратной волны на частоте 15.39 ГГц.

ней частоты полосы прозрачности однородной двумерно-периодической решетки f_{ca} с периодом $P = 12$ от относительного диаметра образующих ее цилиндров. Приведенные участки кривых 2 и 3

лежат ниже штриховой линии, т.е. в области непрозрачности решетки.

Результаты, представленные на рис. 7, позволяют рассчитать относительную полосу одномо-

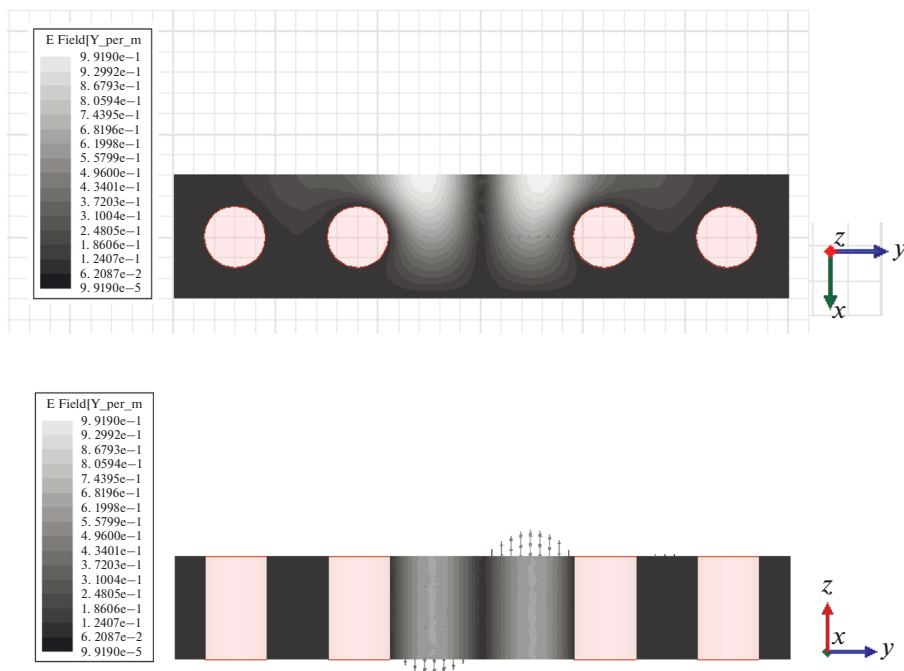


Рис. 6. Распределения амплитуды электрического поля высшего типа волны в двух сечениях на частоте 15.62 ГГц.

вого режима волновода. Определим ее как отношение частот $F_{\max}/F_{\min}$, где минимальная частота рассчитывается по выражению (8), а максимальная частота равна минимуму из частот f_{c02} , f_{s01} и f_{ca} . Это отношение приведено на рис. 8, и, как видим, при определенном значении D/P достигается максимум полосы одномодовости. Из рис. 7 следует, что для значений $D/P < 0.35$ верхняя частота $F_{\max}$ определяется нижней частотой зоны прозрачности кристалла f_{ca} (штриховая линия), для $0.35 \leq D/P \leq 0.46$ — крити-

ческой частотой высшего по ширине типа волны f_{c02} , для $D/P > 0.46$ — частотой f_{s01} , на которой основной тип волны перестает распространяться (групповая скорость равна нулю).

4. ДВУХРЯДНЫЙ ВОЛНОВОД

Модель ячейки двухрядного волновода с той же шириной $W = 24$ в решетке цилиндров с периодом $P = 8$, показана на рис. 9. Для расчета его

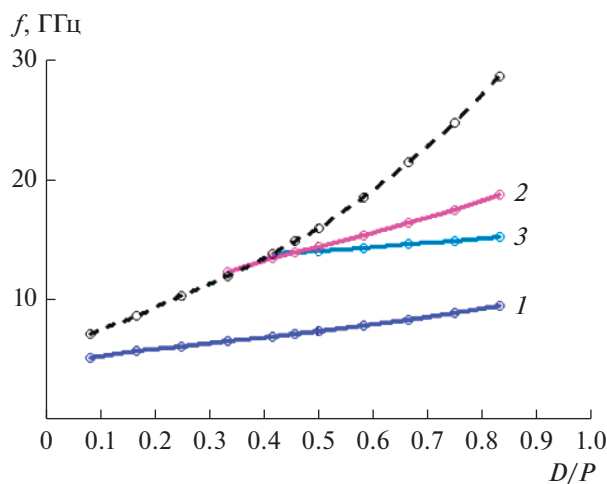


Рис. 7. Критические частоты f_{c01} (кривая 1), f_{c02} (кривая 2), f_{s01} (кривая 3) однорядного волновода и f_{ca} (штриховая линия) волны однородной двумерно-периодической решетки с периодом $P = 12$ в зависимости от относительного диаметра цилиндров.

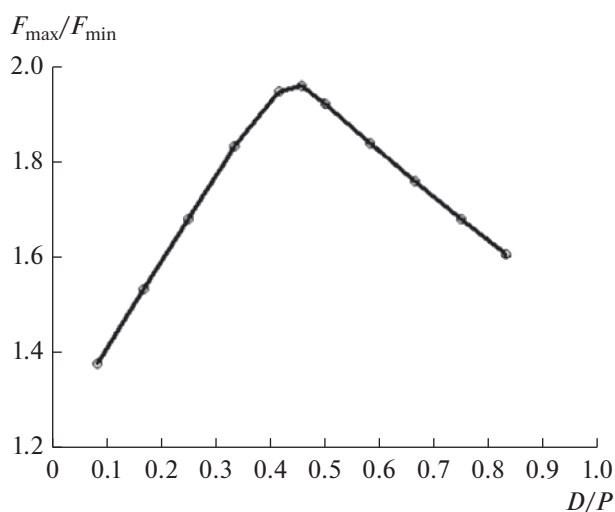


Рис. 8. Зависимость рабочего диапазона однорядного волновода от относительного диаметра цилиндров.

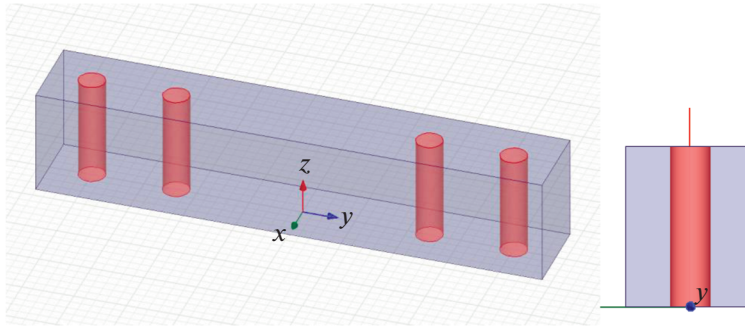


Рис. 9. Модель единичной ячейки двухрядного периодического волновода; распространение вдоль оси Ox .

дисперсионных характеристик используем тот же метод, что и выше для однорядного волновода. По аналогии с рис. 3, 4 на рис. 10, 11 представлены результаты расчета в полосе частот дисперсионных диаграмм для основной H_{01} (кривые 1, 2) и высшей по ширине (кривая 3) H_{02} волн двухрядного волновода с параметрами $P = 8$, $D = 2.5$. Пунктирная кривая показывает частотную дисперсию волн двумерно-периодической решетки с теми же параметрами P и D в полосе ее прозрачности. Физическая трактовка двух ветвей для основного типа волны та же, что и выше для однорядного волновода. Полоса непрозрачности для основного типа волны в этом случае сужается по сравнению с однорядным волноводом и равна ≈ 0.36 ГГц. Распределения амплитуды полей ос-

новного и высшего типов волн в этом случае аналогичны по структуре распределениям на рис. 5, 6 для однорядного волновода и здесь не приведены.

На рис. 12 показаны зависимости от D/P нижней критической частоты основного типа волны f_{c01} (кривая 1), высшего по ширине типа волны f_{c02} (кривая 2) и верхней частоты f_{s01} , на которой основной тип волны перестает распространяться (кривая 3). Расчеты показывают, что в отличие от однорядного волновода верхние частоты f_{s01} значительно превышают частоты высшего по ширине типа волны f_{c02} во всем рассмотренном диапазоне D/P . Штриховая линия показывает зависимость нижней частоты полосы прозрачности однородной двумерно-периодической решетки f_{ca} с периодом $P = 8$ от относительного диаметра образующих ее цилиндров.

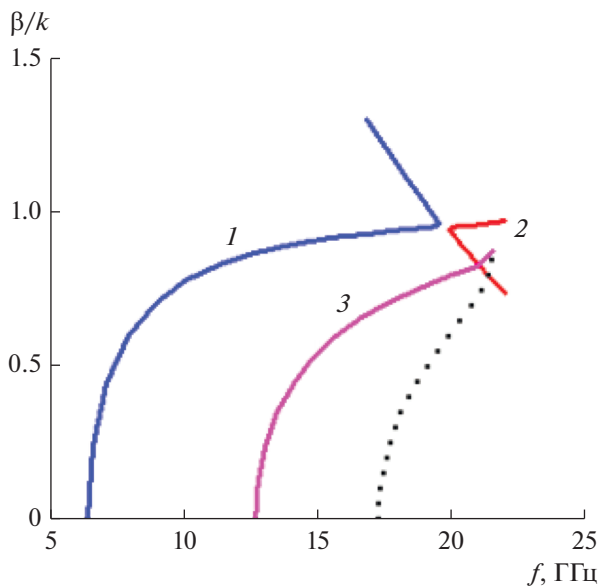


Рис. 10. Дисперсионные диаграммы основного (кривые 1, 2) и ближайшего высшего (кривая 3) типов волн двухрядного волновода с параметрами $P = 8$, $D = 2.5$, а также дисперсия волны в однородной решетке в полосе ее прозрачности (пунктир); кривые 1 и 2 – режим прямой и обратной волн соответственно.

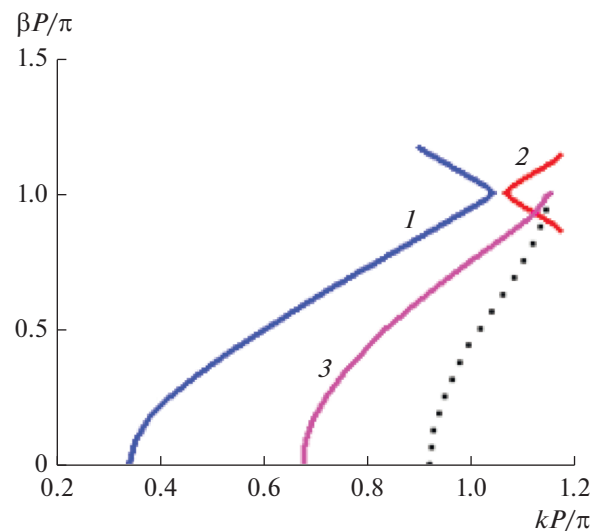


Рис. 11. Дисперсионные диаграммы для двухрядного волновода с параметрами $P = 8$, $D = 2.5$ в координатах $\beta P - kP$: кривые 1 и 2 – режим прямой и обратной волн соответственно, 3 – высший тип волны, пунктир – основная волна решетки.

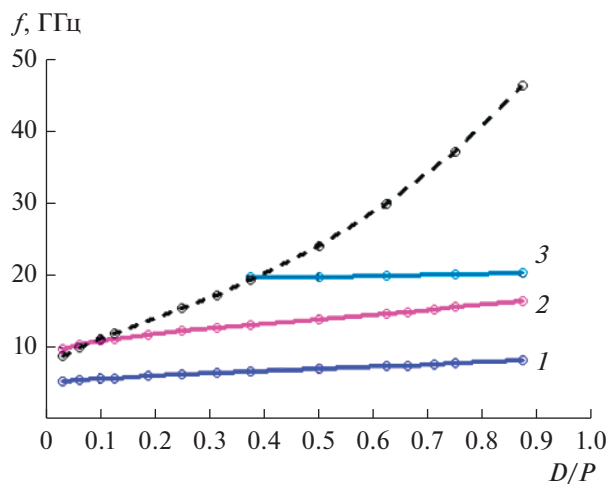


Рис. 12. Критические частоты f_{c01} (кривая 1), f_{c02} (кривая 2), f_{s01} (кривая 3) двухрядного волновода и f_{ca} (штриховая линия) волны однородной двумерно-периодической решетки с периодом $P = 8$ в зависимости от относительного диаметра цилиндров.

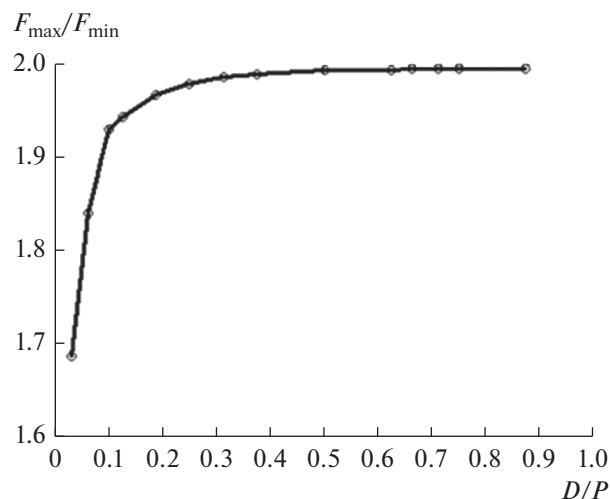


Рис. 13. Зависимость рабочего диапазона двухрядного волновода от относительного диаметра цилиндров.

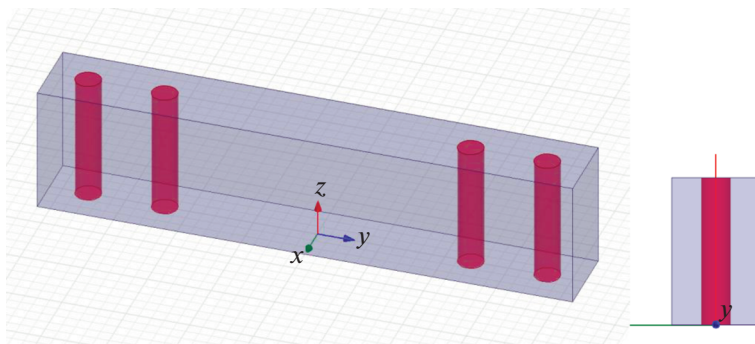


Рис. 14. Модель единичной ячейки трехрядного периодического волновода; распространение вдоль оси Ox .

На основании этих данных была рассчитана относительная полоса одномодового режима двухрядного волновода в зависимости от относительного диаметра цилиндров (рис. 13). Как видим, в случае двухрядного волновода прозрачность решетки ограничивает верхнюю рабочую частоту волновода только для очень тонких цилиндров с $D/P < 0.1$. Для больших диаметров в исследованном диапазоне размеров верхняя рабочая частота $F_{\max}$ определяется высшим по ширине типом волны волновода.

5. ТРЕХРЯДНЫЙ ВОЛНОВОД

Случай трехрядного волновода аналогичен двум рассмотренным выше. Модель ячейки трехрядного волновода в решетке цилиндров с периодом $P = 6$ представлена на рис. 14, рассчитанные

дисперсионные диаграммы — на рис. 15, 16. По виду и физическому содержанию они аналогичны рассмотренным выше характеристикам для однорядного и двухрядного волноводов. Полоса непрозрачности для основного типа волны сужается по сравнению с однорядным и двухрядным волноводами и составляет примерно 0.19 ГГц.

На рис. 17 показаны зависимости от D/P нижней критической частоты основного типа волны f_{c01} (кривая 1), высшего по ширине типа волны f_{c02} (кривая 2) и верхней частоты f_{s01} , на которой основной тип волны перестает распространяться (кривая 3). Там же представлена зависимость нижней частоты полосы прозрачности однородной двумерно-периодической решетки f_{ca} с периодом $P = 6$ от относительного диаметра образующих ее цилиндров (штриховая линия). Расчеты показывают, что в данном случае, как и в случае двухрядного

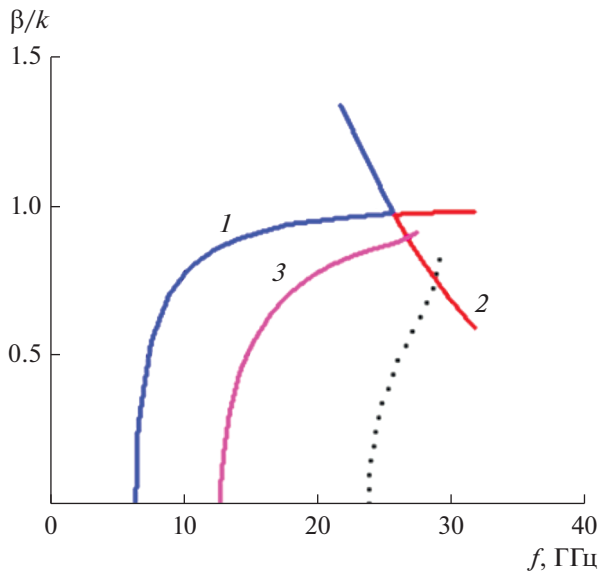


Рис. 15. Дисперсионные диаграммы основного (кривые 1, 2) и ближайшего высшего (кривая 3) типов волн трехрядного волновода с параметрами $P = 6$, $D = 2$, а также дисперсия волны в однородной решетке в полосе ее прозрачности (пунктир); кривые 1, 2 – режимы прямой и обратной волн соответственно.

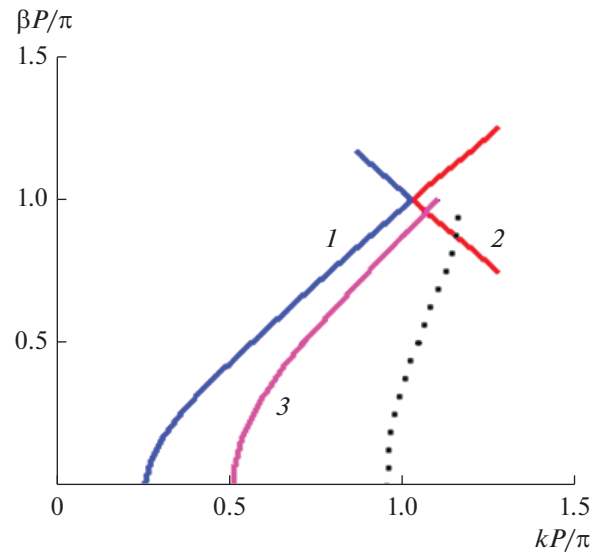


Рис. 16. Дисперсионные диаграммы трехрядного волновода с параметрами $P = 6$, $D = 2$ в координатах $\beta P - kP$: кривые 1 и 2 – режим прямой и обратной волн соответственно, 3 – высший тип волны, пунктир – основная волна решетки.

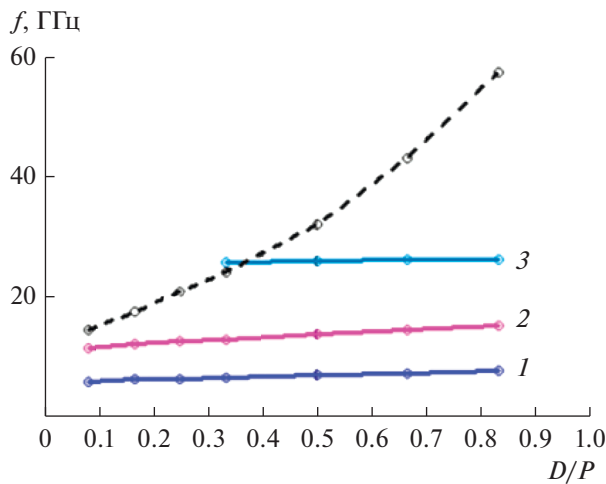


Рис. 17. Критические частоты f_{c01} (кривая 1), f_{c02} (кривая 2), f_{s01} (кривая 3) трехрядного волновода и f_{ca} (штриховая линия) волны однородной двумерно-периодической решетки с периодом $P = 6$ в зависимости от относительного диаметра цилиндров.

волновода, верхние частоты f_{s01} значительно превышают частоты высшего по ширине типа волны f_{c02} во всем рассмотренном диапазоне D/P .

Рабочий диапазон волновода в зависимости от относительного диаметра цилиндров приведен на рис. 18. В этом случае верхняя частота $F_{\max}$ в рассмотренном диапазоне D/P определяется только высшим по ширине типом волны волновода.

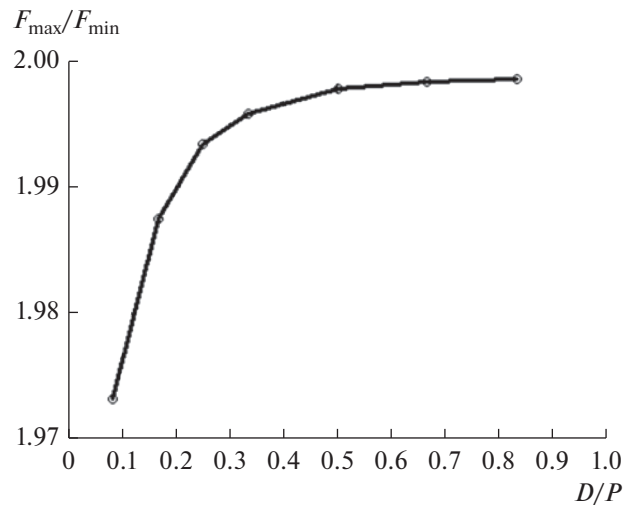


Рис. 18. Зависимость рабочего диапазона трехрядного волновода от относительного диаметра цилиндров.

6. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДОВ

Полосы одномодового режима для трех рассмотренных выше волноводов представлены на рис. 19. Видно, что при условии постоянной ширины волноводов относительная полоса для двухрядного волновода заметно шире, чем для однорядного. В то же время она лишь сравнительно слабо возрастает для трехрядного волновода по сравнению с двухрядным.

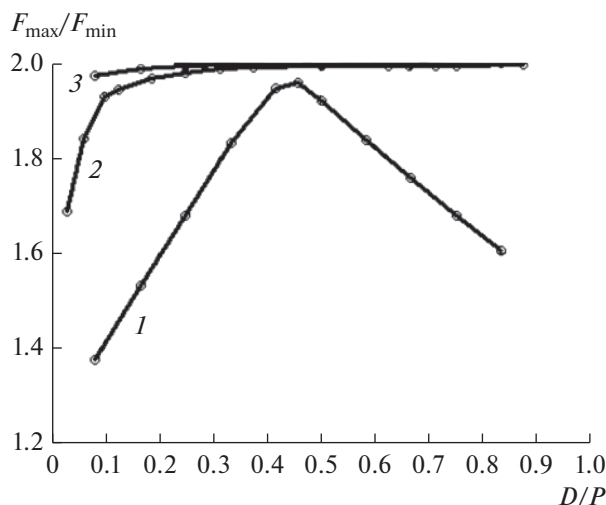


Рис. 19. Сравнение относительных полос одномодового режима для трех типов волноводов с одинаковой шириной: 1 — однорядный волновод, 2 — двухрядный волновод, 3 — трехрядный волновод.

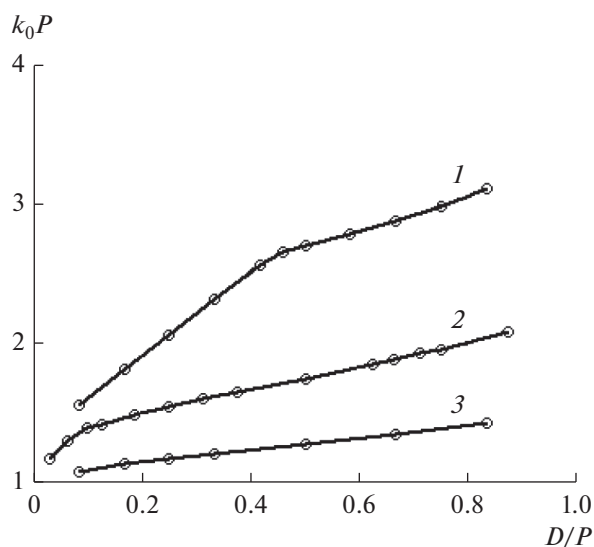


Рис. 20. Нормированные центральные частоты рабочего диапазона для трех типов волноводов с одинаковой шириной: 1 — однорядный волновод, 2 — двухрядный волновод, 3 — трехрядный волновод.

Дополнительно на рис. 20 показаны зависимости параметра k_0P , имеющего смысл нормированной центральной частоты рабочего диапазона рассмотренных волноводов, от параметра D/P . Под k_0 мы понимаем волновое число свободного пространства на частоте f_0 :

$$f_0 = \frac{F_{\min} + F_{\max}}{2}. \quad (9)$$

Отметим, что кривые, приведенные на рис. 19, 20, полностью решают задачу выбора параметров

волновода. Так, например, из рис. 19 следует, что для однорядного волновода оптимальное отношение диаметра цилиндра к периоду решетки, реализующее максимальную полосу его одномодового режима, равно 0.45. Кроме того, при заданной центральной частоте рабочего диапазона из рис. 20 можем найти период, который обеспечивает эту максимальную полосу. Предположим, что центральная частота рабочего диапазона задана равной $f_0 = 10$ ГГц. Тогда из рис. 20 следует, что при $D/P = 0.45$ величина нормированного периода для однорядного волновода $k_0P = 2.64$, т.е. период $P = 12.6$. При этом его максимальная полоса одномодовости достигается при диаметре цилиндров $D = 0.45$ и $P = 5.7$. Для двухрядного волновода на той же центральной частоте $f_0 = 10$ ГГц и при том же относительном диаметре $D/P = 0.45$ из рис. 20 получаем $k_0P = 1.70$, $P = 8.1$ и $D = 3.6$. Аналогично, для трехрядного волновода на центральной частоте $f_0 = 10$ ГГц и том же относительном диаметре $D/P = 0.45$ имеем $k_0P = 1.25$, $P = 6.0$ и $D = 2.7$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные типы волноводов относятся к бесконечно-протяженным периодическим структурам. Характерным для их основной моды является наличие полосы непрозрачности, положение и ширина которой определяются типом волновода (однорядный, двухрядный или трехрядный). Нижняя граница этой полосы может ограничивать верхнюю рабочую частоту волновода, как в случае однорядного волновода. Другим ограничивающим полосу волновода фактором является ближайший высший по ширине тип волны, который проявляется для всех рассмотренных волноводов, хотя степень его проявления разная для разных волноводов. Кроме того, полосу одномодового режима волноводов может ограничивать прозрачность решетки, когда в ней начинает распространяться волна, уносящая энергию из волновода. Этот фактор также проявляется по-разному для разных типов волноводов. Следует отметить, что относительная полоса одномодового режима для рассмотренных волноводов не превышает значения 2, которое характеризует полосу одномодового режима классического прямоугольного металлического волновода.

В дальнейшем представляет интерес рассмотреть, в частности, волноводы в ЭМК с регулируемой глубиной погружения стержней, образующих стенки волновода. Такая регулировка степени прозрачности волноводных стенок может позволить создавать определенный класс реконфигурируемых устройств. В этом случае важным является вопрос выбора высоты волновода (расстояния между экранами), так как в структуре с частично погруженными стержнями могут возбуждаться высшие

вдоль вертикальной оси типы волн ПВ, приводящие к ограничению полосы одномодовости волновода. При анализе таких волноводов эти высшие по высоте типы волн следует учитывать наряду с другими факторами, которые были рассмотрены в данной статье.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Sakoda K.* Optical Properties of Photonic Crystals. Berlin: Springer-Verlag, 2005.
2. *Simpson J.J., Taflove A., Mix J.A., Heck H.* // IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett. 2004. V. 14. № 7. P. 356.
3. *Xu F., Wu K.* // IEEE Trans. 2005. V. MTT-53. № 1. P. 66.
4. *Банков С.Е.* Электромагнитные кристаллы. М.: Физматлит, 2010.
5. *Bernhard J.T.* Reconfigurable Antennas. San Rafael: Morgan & Claypool Publ., 2007.
6. *Yang F., Rahmat-Samii Y.* // IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett. 2002. V. 12. № 3. P. 96.
7. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 855.
8. *Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 6. С. 523.
9. *Mosallaei H., Rahmat-Samii Y.* // IEEE Trans. 2003. V. AP-51. № 3. P. 549.
10. *Mekis A., Chen J.C., Kurland I., Fan S. et al.* // Phys. Rev. Lett. 1996. V. 77. № 18. P. 3787.
11. *Банков С.Е., Пангонис Л.И.* // РЭ. 2008. Т. 53. № 3. С. 295.
12. *Банков С.Е.* // РЭ. 2009. Т. 54. № 6. С. 671.
13. *Банков С.Е.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 2. С. 133.
14. *Xu F., Patrovsky A., Wu K.* // Microwave Opt. Technol. Lett. 2007. V. 49. № 9. P. 2180.L