

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.67

РАСПРЕДЕЛЕННАЯ СВЯЗЬ ЕВГ-ВОЛНОВОДОВ С РАЗРЕЖЕННОЙ РЕШЕТКОЙ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ

© 2021 г. С. Е. Банков^а, *, В. И. Калиничев^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 28.06.2020 г.

Исследованы собственные волны в структуре связанных ЕВГ-волноводов с разреженной решеткой элементов связи, а также характеристики направленных ответвителей на их основе. Рассчитаны постоянные распространения четных и нечетных волн в системе двух связанных трехрядных волноводов, общая стенка которых представляет собой разреженную решетку металлических цилиндров с периодом, вдвое большим периода кристалла. Показано, что трехдецибелный направленный ответвитель, в котором волноводы связаны через разреженную решетку в общей стенке, имеет достаточно слабую частотную зависимость коэффициентов передачи и согласование не хуже –20 дБ в полосе частот до 30%.

DOI: 10.31857/S0033849421050016

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Существует широкий класс микроволновых устройств, в которых для достижения заданных характеристик используется явление распределенной связи линий передачи и волноводов [1], включая ЕВГ-волноводы [2, 3]. В то же время в компактных устройствах с плотной упаковкой элементов связь между близко расположенными линиями является нежелательной, вызывая помехи для сигнала в соседнем канале. Так, например, в работе [4] анализируются ситуации, в которых требуется обеспечить высокую изоляцию двух каналов в электронных схемах со скоростью передачи данных десятки гигабит в секунду в миллиметровом диапазоне волн. Рассмотрена схема, в которой линия для передачи сигнала реализована в виде ЕВГ-волноводного канала, интегрированного в подложку схемы. В условиях плотной упаковки элементов исследуется, в частности, уровень перекрестных помех для двух каналов, имеющих общую стенку в виде решетки отверстий в подложке. В этом случае целью является минимизация взаимной связи и перекрестных помех. Показано, что использование ЕВГ-волноводов является перспективным для передачи данных со скоростью 100 Гбит/с и выше в компактных схемах Ки-диапазона, обеспечивая сравнительно небольшие потери и в то же время низкий уровень перекрестных помех для соседних каналов.

Нашей целью является обратная задача — достижение режима сильной связи, при которой входная мощность делится поровну или в заданной пропорции между выходными плечами устройства с распределенной связью ЕВГ-волноводов. В работе [5] были рассмотрены структуры двух связанных ЕВГ-волноводов, в которых связь осуществляется через не разреженную решетку элементов с периодом, равным периоду кристалла, и с диаметром, меньшим диаметра цилиндров кристалла. Выбор уменьшенного диаметра элементов связи позволил реализовать достаточно прозрачную стенку между волноводами, при которой достигается трехдецибелная связь между ними.

В данной работе мы исследуем другой возможный способ увеличения прозрачности стенки между ЕВГ-волноводами и увеличения степени их связи путем использования разреженной решетки элементов связи, период которой больше периода кристалла. Это может быть достигнуто путем уменьшения числа элементов в решетке на той же длине. В данной работе рассмотрим вариант, в котором разреженность достигается путем удаления каждого второго элемента в решетке связи. В этом случае ее период равен удвоенному периоду кристалла. Предполагается, что при этом диаметр элементов связи может быть выбран достаточно произвольно. С точки зрения технологичности структуры наибольший интерес представляет случай, когда этот диаметр равен диаметру цилиндров кристалла. Для сравнения рассмотрим также

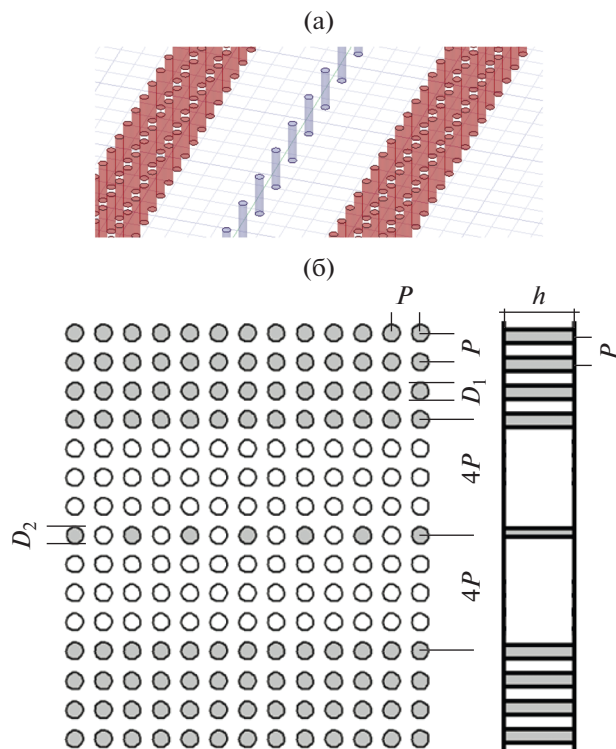


Рис. 1. Структура связанных трехрядных EBG-волноводов с разреженной решеткой цилиндров в общей стенке: (а) трехмерный вид, (б) виды сверху и спереди.

два других случая, когда диаметр элементов в разреженной решетке связи меньше и больше диаметра цилиндров кристалла.

Следует отметить, что использование элемента связи в виде решетки со сравнительно большим периодом может служить причиной появления негативных эффектов, связанных с возбуждением распространяющихся пространственных гармоник высшего порядка. Такие эффекты могут проявляться, когда период разреженной решетки связи близок к половине длины волны в свободном пространстве. Подобная ситуация вполне возможна в одно- и двухрядных волноводах, которые выполняются на основе кристалла со сравнительно большими по отношению к длине волны периодами. В трехрядных волноводах эффекты, связанные с периодичностью элемента связи, не могут проявиться в рабочем диапазоне волновода, так как сам кристалл имеет относительно малый период. По этой причине мы рассматривали данный вид распределенной связи только в случае трехрядных волноводов.

Отметим, что термины одно-, двух- и трехрядный волновод введены в работе [6]. Они означают, что регулярный волновод образован удалением из однородного кристалла одного, двух и трех рядов его элементов.

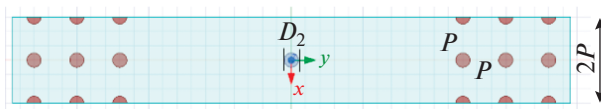


Рис. 2. Модель единичной ячейки в задаче на собственные волны в связанных трехрядных волноводах.

2. СТРУКТУРА И МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ

Исследуемая периодическая структура показана на рис. 1. Она представляет собой связанные трехрядные волноводы, каждый из которых образован путем удаления трех рядов цилиндров из регулярной решетки кристалла. Цилиндры, образующие кристалл, имеют диаметр D_1 и расположены между обоими экранами плоского волновода (ПВ). Расстояние между экранами плоского волновода h . Решетка имеет квадратную сетку с одинаковым по двум координатам периодом P . Волноводы связаны через разреженную решетку, в которой цилиндры диаметром D_2 располагаются с увеличенным периодом $2P$. В общем случае $D_1 \neq D_2$. Как уже отмечалось выше, с помощью этой структуры мы можем исследовать возможность увеличения связи между волноводами за счет уменьшения числа цилиндров в области связи, чем достигается более прозрачный элемент связи.

Метод исследования описан в [5, 6]. Здесь приведем лишь краткое описание. Граничная задача на собственные волны решается для одного периода структуры, изображенного на рис. 2. На верхней и нижней стенках, расположенных на расстоянии $2P$ вдоль направления распространения волн (ось Ox), заданы условия периодичности, которые устанавливают соответствие полей на них. В граничных условиях задается фазовый сдвиг $\Delta\phi$ между этими полями. Фазовая постоянная распространения волны β находится как $\beta = \Delta\phi/(2P)$. Граничная задача на собственные значения при заданной величине $\beta(\Delta\phi)$ решается численно с помощью метода конечных элементов в программе HFSS (<https://ansys.com>). В результате решения находится собственная частота структуры f , являющаяся функцией переменной β . Далее находится обратная функция $\beta(f)$, которая представляет собой искомую дисперсионную характеристику собственной волны волновода. По этой методике находились частотные зависимости постоянных распространения четной β_c и нечетной β_n волн и линейный коэффициент связи (ЛКС):

$$C = |\beta_c - \beta_n|/2. \quad (1)$$

В силу симметрии структуры относительно плоскости XOZ поля в ней, а следовательно, и собственные волны разделяются на четные и нечетные. Четные волны в соответствии с принципом

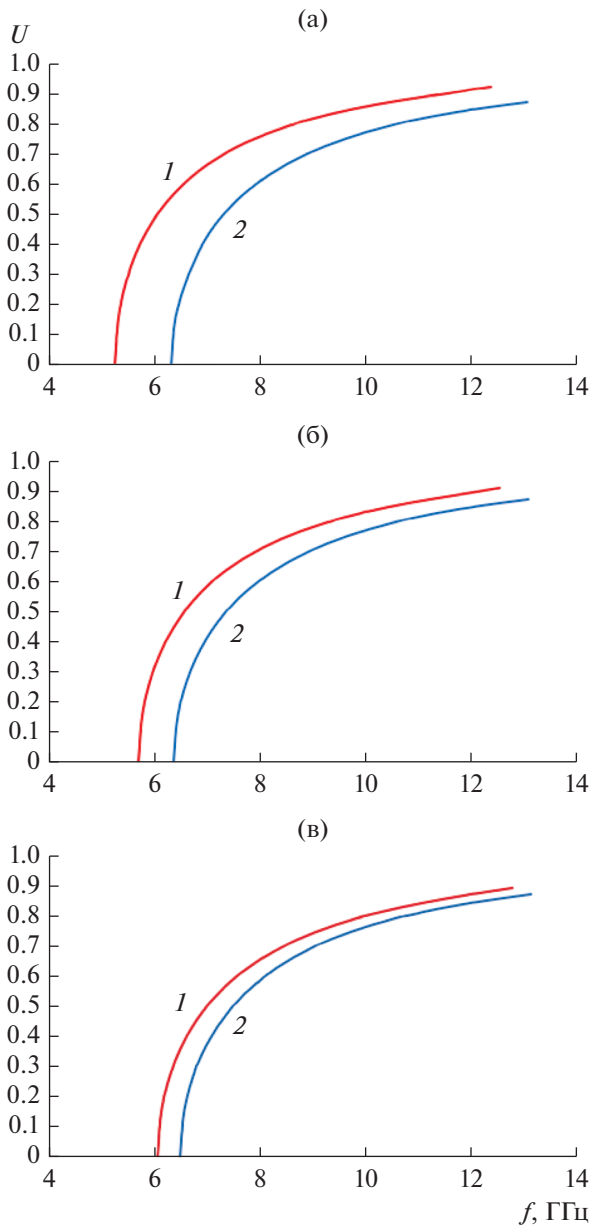


Рис. 3. Дисперсионные характеристики четной (1) и нечетной (2) волн при $P = 6$, $D_1 = 2$, $h = 10$ и различных $D_2 = 1$ (а), 2 (б), 3 (в).

симметрии [7] удовлетворяют в плоскости симметрии граничному условию на магнитной стенке, а нечетные на электрической стенке.

3. ДИСПЕРСИЯ СОБСТВЕННЫХ ВОЛН СВЯЗАННЫХ ТРЕХРЯДНЫХ ЕВГ-ВОЛНОВОДОВ С РАЗРЕЖЕННОЙ РЕШЕТКОЙ СВЯЗИ

На рис. 3а–3в представлены частотные зависимости относительных постоянных распространения четной и нечетной собственных волн в системе связанных трехрядных ЕВГ-волноводов

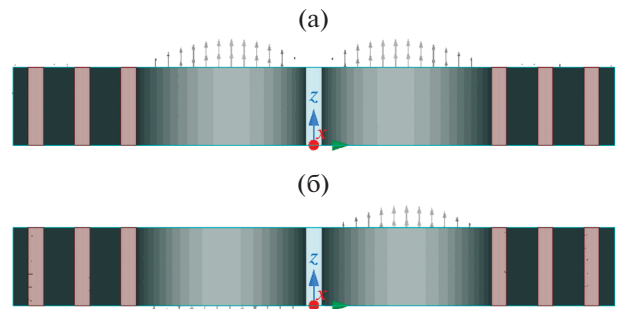


Рис. 4. Распределения напряженности электрического поля в поперечном сечении в случае $D_2 = 2$ для четной волны на частоте 8.41 ГГц (а) и для нечетной волны на частоте 8.93 ГГц (б).

для трех значений диаметра цилиндров в решетке связи $D_2 = 1, 2, 3$. Здесь и ниже все размеры указаны в миллиметрах. На этих рисунках величина U обозначает относительную фазовую постоянную распространения, нормированную на волновое число свободного пространства, которую назовем коэффициентом замедления, по аналогии с определением, принятым для волн в других типах волноводов. Зависимость параметра U от частоты будем называть дисперсионной кривой, или дисперсионной характеристикой. Из сравнения рис. 3а–3в видно, что степень расхождения кривых для четных (1) и нечетных волн (2) с ростом D_2 уменьшается, ЛКС (1) также уменьшается, что согласуется с физическими представлениями об уменьшении степени прозрачности стенки между волноводами.

Пример распределения напряженности электрического поля в среднем поперечном сечении в структуре на рис. 2 в случае $D_2 = 2$ для четной и нечетной волн на частотах в окрестности 9 ГГц приведен на рис. 4а, 4б. Стрелки обозначают мгновенное направление вектора напряженности электрического поля. Эти направления наглядно характеризуют тип волны – четный (а) и нечетный (б).

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

Для моделирования и расчета характеристик устройств с распределенной связью на рассмотренных связанных ЕВГ-волноводах мы также использовали программу HFSS, на основе которой была составлена модель направленного ответвителя (НО) с четырьмя входами на прямоугольных металлических волноводах Х-диапазона сечением 23×10 (рис. 5). Задача заключалась в расчете элементов матрицы рассеяния (коэффициентов передачи) такого четырехполюсника в диапазоне частот 8–12 ГГц.

Для оценки длины участка связи, при которой достигается режим равного деления мощности

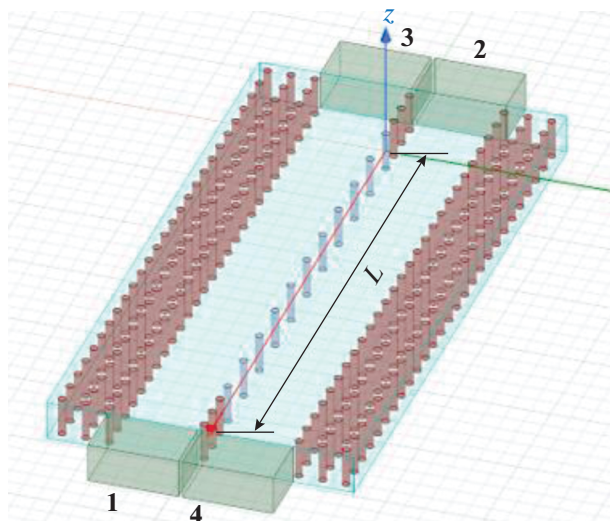


Рис. 5. Модель НО с участком связи длиной L и с отрезками прямоугольного металлического волновода на четырех входах 1–4.

между выходами 2 и 3 при возбуждении со стороны входа 1, можем воспользоваться феноменологической теорией связанных линий передачи [8]. В рамках этой теории модуль коэффициента передачи в выходное плечо связанного волновода (плечо 2) рассчитывается по формуле $|S_{21}| = |\sin(CL)|$, где величина C определяется с помощью графиков на рис. 3а–3в и формулы (1), L – длина участка связи. Этот расчет показывает, что величина L , при которой $|S_{21}| = 0.707$ на частоте 10 ГГц, составляет $L = 15P$, $20P$ и $30P$ для $D_2 = 1$, 2 и 3 соответственно.

На рис. 6а–6в представлены результаты расчетов частотных зависимостей амплитуд элементов матрицы рассеяния НО для этих трех значений диаметра элементов связи и соответствующих длин участка связи. Отметим, что с уменьшением диаметра D_2 и длины L верхняя рабочая частота, выше которой возникают резкие изменения в частотных характеристиках, сдвигается вниз. При $D_2 = 1$ эта частота равна 10.9 ГГц, при $D_2 = 2$ – 11.5 ГГц и при $D_2 = 3$ – выше 12 ГГц. Следует также отметить, что амплитуды коэффициентов отражения S_{11} и изоляции S_{41} (при возбуждении со стороны входа 1) в рассчитанном диапазоне частот от 8 до 12 ГГц практически совпадают и не превосходят –20 дБ, за исключением узкой области частот вблизи 8 ГГц для $D_2 = 1$.

Вариант с $D_2 = 2$ на рис. 6б обращает на себя внимание тем, что в кристалле и в решетке связи используются цилиндры одинакового диаметра $D_1 = D_2$. Видим, что в этом случае коэффициенты передачи S_{21} и S_{31} сравнительно слабо изменяются по амплитуде в диапазоне частот от 8.5 до 11.5 ГГц (относительная полоса 30%). В случае $D_2 = 3$,

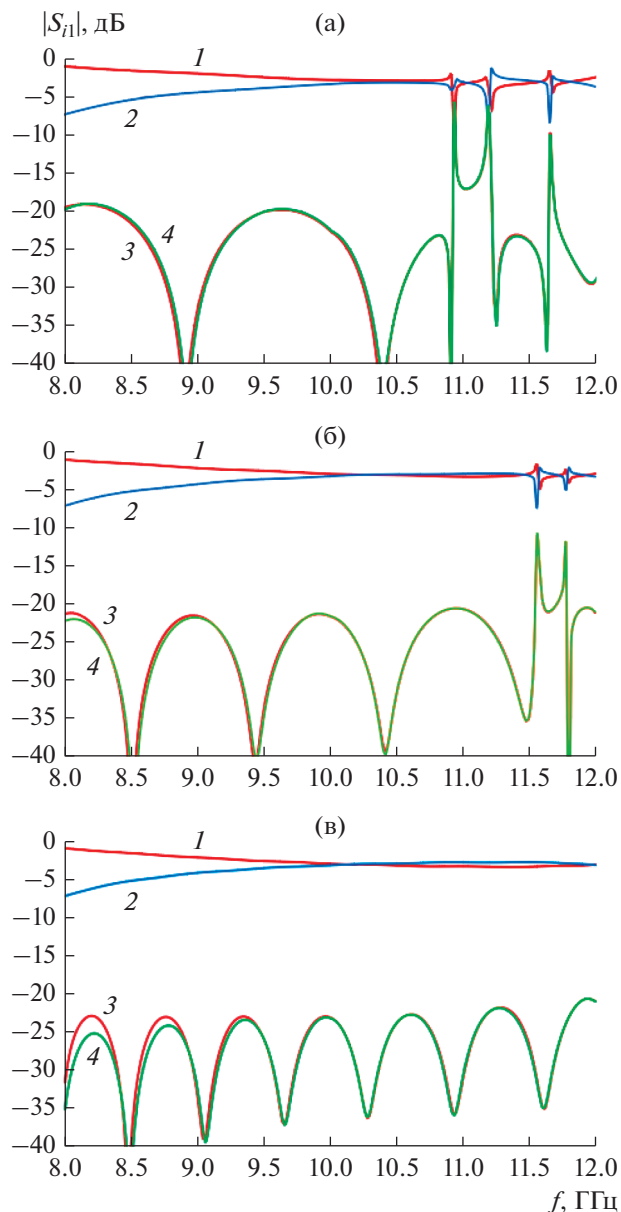


Рис. 6. Частотные зависимости амплитуд элементов матрицы рассеяния НО с общими параметрами $P = 6P$, $D_1 = 2$, $h = 10$ и различающимися: (а) $D_2 = 1$, $L = 14P$; (б) $D_2 = 2$, $L = 20P$; (в) $D_2 = 3$, $L = 30P$; кривая 1 – $|S_{21}|$, 2 – $|S_{31}|$, 3 – $|S_{11}|$, 4 – $|S_{41}|$.

представленном на рис. 6в, относительная полоса рабочих частот еще шире, так как верхняя частота сдвигается в область выше 12 ГГц. Таким образом, из представленных выше трех вариантов НО вариант с $D_2 = 3$ по критерию широкополосности является предпочтительным. Но при этом его длина наибольшая. Для двух других вариантов с $D_2 = 1$ и $D_2 = 2$ рабочий диапазон сужается, будучи более ограниченным сверху. Характер же частотных зависимостей элементов матрицы рассеяния

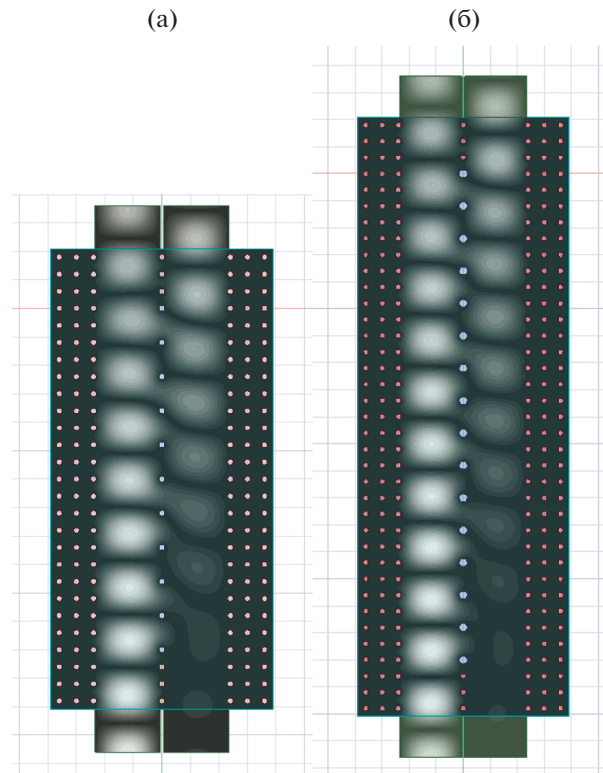


Рис. 7. Распределение амплитуды напряженности электрического поля в продольной плоскости в НО с параметрами $D_2 = 2$, $L = 20P$ (а) и $D_2 = 3$, $L = 30P$ (б) при возбуждении со стороны входа **1** на частоте 10 ГГц. Остальные параметры $P = 6$, $D_1 = 2$, $h = 10$.

в пределах рабочего диапазона во всех этих случаях одинаковый. Как видно, за счет соответствующего выбора длин участка связи режим равного деления мощности $|S_{21}| = |S_{31}| \approx -3$ дБ во всех трех случаях достигается примерно на одних и тех же частотах в окрестности 10 ГГц. Можно предположить, что резонансы, проявляющиеся в частотных зависимостях на рис. 6а–6в в области высоких частот, связаны с возникновением высшего по ширине типа волны в рассматриваемых структурах при данных параметрах решетки связи.

На рис. 7а, 7б в качестве примера показаны распределения амплитуды напряженности электрического поля в продольной плоскости для двух из трех рассмотренных выше вариантов НО при возбуждении со стороны входа **1** на частоте 10 ГГц.

Эти рисунки наглядно иллюстрируют явление распределенной связи между рассматриваемыми волноводами: входная мощность на частоте 10 ГГц по мере распространения волны из плеча **1** почти поровну распределяется между выходными плечами **2** и **3**. При этом плечо **4** является практически изолированным.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что наиболее технологичная из рассмотренных в данной работе структур трехдецибелного НО на связанных трехрядных ЕВГ волноводах, в

которой используются цилиндры одного диаметра $D_1 = D_2 = 2$, имеет вполне удовлетворительные характеристики и рабочую полосу частот 30% при приемлемой длине. Отметим, что длина такого трехдецибелного НО с разреженной решеткой элементов связи почти вдвое короче длины рассмотренного ранее в [5] аналогичного НО на трехрядных волноводах, связанных через не разреженную решетку тонких цилиндров.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рассмотренной системе двух связанных трехрядных ЕВГ волноводов требуемый уровень связи достигается путем использования разреженной решетки элементов связи с периодом, который в два раза больше периода кристалла. Этим она отличается от рассмотренной ранее структуры, в которой связь волноводов осуществляется через не разреженную решетку с тонкими цилиндрами. Путем выбора параметров структуры — диаметра цилиндров в общей стенке и длины участка связи — удается достичь уровень трехдецибелной связи в НО в рабочем диапазоне частот. Показано, что коэффициенты передачи в выходные плечи НО имеют достаточно слабую частотную зависимость в полосе частот до 30% и выше, в зависимости от параметров структуры.

Исследование показало, что вариант НО, в котором диаметр элементов связи равен диаметру цилиндров кристалла, имеет удовлетворительные характеристики и рабочую полосу частот при приемлемой длине. Его преимуществом является более высокая технологичность при использовании цилиндров одинакового диаметра как в кристалле, так и в элементах связи.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. школа, 1988.
2. *Sakoda K.* Optical Properties of Photonic Crystals. Berlin: Springer-Verlag, 2005.
3. *Bankov S.E.* // PIERs Proceeding. 2009. Moscow. Aug. 18–21. Cambridge (MA): The Electromagnetic Academy, 2009. P. 1680.
4. *Suntives A., Abhari R.* // IEEE Trans. 2007. V. AP-30. № 2. P. 163.
5. *Банков С.Е., Калиничев В.И. Фролова Е.В.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 4. С. 315.
6. *Банков С.Е., Калиничев В.И. Фролова Е.В.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 9. С. 852.
7. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983.
8. *Унгер Г.Г.* Оптическая связь. М.: Связь, 1979.