

МЕЖСЛОЙНЫЙ ПЕРЕХОД ДЛЯ ЕВГ-ВОЛНОВОДА, ИНТЕГРИРОВАННЫЙ С ДЕЛИТЕЛЕМ МОЩНОСТИ НА ДВА КАНАЛА

© 2024 г. С. Е. Банков*, В. И. Калинин

Институт 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 28.07.2020 г.

После доработки 10.12.2022 г.

Принята к публикации 15.01.2023 г.

Исследован межслойный переход для трехрядных ЕВГ-волноводов, интегрированный с двухканальным делителем мощности. Показано, что без дополнительного согласования такие переходы являются сравнительно узкополосными по коэффициенту отражения в полосе частот 8...12 ГГц. Для расширения полосы согласования предложен модифицированный переход с дополнительными согласующими стержнями в обоих волноводных каналах на слое делителя мощности. С помощью численного анализа установлено, что за счет этого в исследуемой полосе частот удастся получить симметричную кривую согласования с двумя достаточно разнесенными по частоте минимумами и с уровнем согласования не хуже –20 дБ в центральной части диапазона. Показано, что в структуре с согласующими стержнями рабочая полоса частот перехода по коэффициенту отражения значительно расширяется в сравнении с исходной структурой.

Ключевые слова: ЕВГ-волновод, межслойный переход, делитель мощности, коэффициент отражения, согласующие штыри

DOI: 10.31857/S0033849424050023, **EDN:** ILNKXQ

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проектирование многослойных сверхвысокочастотных (СВЧ) схем, которые часто называют объемными схемами [1], предполагает необходимость использования вертикальных межслойных переходов, конструкция и характеристики которых зависят от технологии изготовления устройства и типа применяемых в нем линий передачи. В данной работе линия передачи представляет собой ЕВГ (Electromagnetic Band Gap) волновод в СВЧ-диапазоне длин волн, который имеет вид волноводного канала, образованного в электромагнитном кристалле (ЭМК) [2]. Такой кристалл состоит из двумерно-периодической решетки металлических цилиндров, расположенных между металлическими экранами плоского волновода (ПВ). В большинстве случаев ЕВГ-волноводы формируются путем удаления одного или более рядов цилиндров из ЭМК. Более ранним исследованием ЕВГ-волноводов в СВЧ-диапазоне посвящен ряд работ, часть из которых представлены в [3–6]. Результаты недавних исследований дисперсионных характеристик и диапазонных свойств ЕВГ-волноводов с использованием численного метода электромагнитного моделирования содержатся в работе [7].

В основном предыдущие исследования относились к однослойным ЕВГ-структурам, в которых волноводы и устройства на них располагаются

в пределах одного слоя (одного ПВ). Однако функциональные возможности устройств на ЕВГ-волноводах можно было бы значительно расширить, если использовать двухслойные и многослойные конструкции, по аналогии с многослойными микрополосковыми печатными СВЧ-схемами, а также LTCC-структурами и структурами вафельного типа, которые находят применение главным образом в миллиметровом диапазоне волн.

При проектировании многослойных схем и структур важным является вопрос осуществления эффективного перехода со слоя на слой. Описанию и анализу таких переходов посвящено достаточно много статей в зарубежной литературе. Например, в применении к многослойным фазированным антенным СВЧ-решеткам вертикальные межслойные переходы рассмотрены в [8]. Показано, что при определенных параметрах они могут иметь вполне удовлетворительные характеристики согласования. В [9] рассмотрен вертикальный переход между SIW (Substrate Integrated Waveguide) волноводом на PCB (Printed Circuit Board) и мини-коаксиальным разъемом в миллиметровом диапазоне волн. Такой переход служит для соединения PCB между собой в устройствах, содержащих несколько PCB. Приведены результаты тестирования перехода в диапазонах частот 17.0...21.0 и 28...32 ГГц. В [10] предложен переход между микрополосковой линией и SIW-волноводом на LTCC-подложке

в окрестности частоты 60 ГГц. Разработанный переход имеет полосу пропускания 10 % (58...64 ГГц) по уровню согласования -15 дБ и величину вносимых потерь 2 дБ на центральной частоте 60.5 ГГц. В [11] исследован переход между копланарной линией и волноводом, интегрированным в многослойную структуру вафельного типа. В предложенном дизайне используется вертикальный металлический зонд, с помощью которого осуществляется связь волны копланарной линии с модой волновода. Вся структура может быть изготовлена в едином технологическом цикле в объеме одной вафельной структуры. Представлены результаты тестирования перехода в диапазоне частот 60...80 ГГц, согласно которым полоса по уровню согласования лучше, чем -10 дБ, составляет 27 % при потерях менее 0.5 дБ. В [12] рассмотрены вертикальные переходы между SIW-волноводами, расположенными на разных слоях многослойной РСВ, в диапазоне частот 60...110 ГГц. Переход осуществляется через апертуру прямоугольной формы в проводящей плоскости, разделяющей оба волноводных слоя. Определены параметры, при которых достигается максимальная передача мощности при переходе между слоями.

Достаточно близко по топологии к исследуемому в данной статье межслойному переходу, интегрированному с делителем мощности, примыкает рассмотренная в [13] структура, в которой ламинированный волновод в многослойной LTCC-подложке интегрируется с микрополосковым Т-соединением. В этой структуре используется многослойный колоколообразный зонд, содержащий несколько параллельных металлических пластинок разного радиуса для увеличения полосы и улучшения уровня согласования. Рассчитанные и измеренные в диапазоне частот 26...32 ГГц значения коэффициента отражения хорошо согласуются между собой. Достигнутая полоса частот по уровню согласования -15 дБ составляет около 10 %. Отмечается, что данный переход может использоваться в различных интегральных модулях LTCC в миллиметровом диапазоне волн.

Целью данной работы является продолжение предыдущего исследования межслойных переходов для EBG-волноводов, результаты которого представлены в [14]. В отличие от рассмотренных там переходов, представленный в данной работе переход конструктивно интегрирован с делителем мощности на два канала на одном из слоев и таким образом выполняет двойную функцию перехода и деления мощности. Для получения достаточно широкой полосы согласования предложен модифицированный переход с дополнительными согласующими стержнями в обоих волноводных каналах на слое делителя мощности.

В данной работе рассмотрен случай трехрядного EBG-волновода, образованного удалением трех рядов цилиндров из ЭМК.

2. ИССЛЕДУЕМАЯ СТРУКТУРА И МЕТОД ЕЕ АНАЛИЗА

Переход представляет собой двухслойную структуру (рис. 1), в которой набегающая волна EBG-волновода, расположенного на нижнем слое, переходит на верхний слой с использованием вертикального металлического зонда и отверстия связи в металлической стенке удвоенной толщины, разделяющей оба слоя. На верхнем слое мощность волны делится на два канала, каждый из которых представляет собой EBG-волновод такой же, как и на нижнем слое. Таким образом, исследуемая структура выполняет две функции: функцию межслойного перехода и функцию деления мощности на два канала. Данное устройство является двухслойным трехпортовым СВЧ-устройством (цифры на рисунке обозначают номера портов). Период кристалла, в котором сформированы волноводы на каждом слое, и, соответственно, период цилиндров в стенках волноводов обозначим P , диаметр цилиндров в стенках D_1 . Толщина ПВ на каждом слое h . Расстояние между зондом и поперечным рядом цилиндров, который служит коротким замыканием (КЗ) для EBG-волновода на нижнем слое, обозначим S . Расстояние S_1 между КЗ волновода

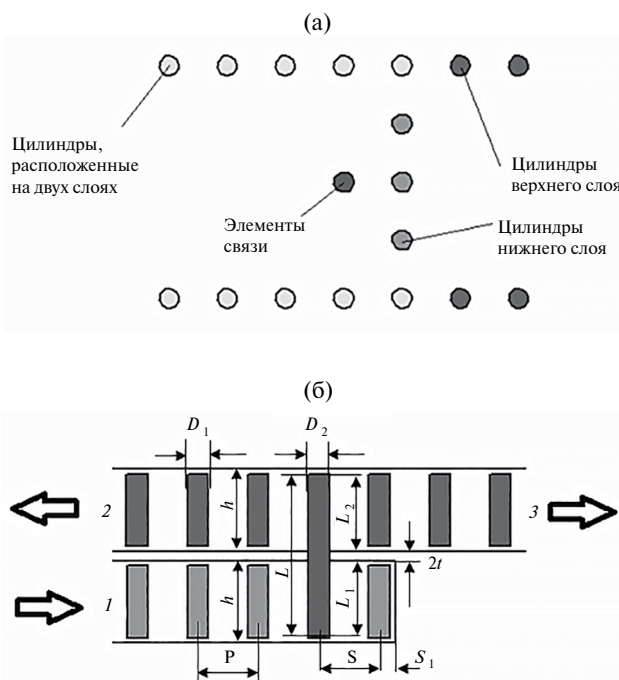


Рис. 1. Схематические изображения сверху (а) и сбоку (б) межслойного перехода с делением мощности на два канала на верхнем слое с обозначением основных параметров; 1–3 — номера портов.

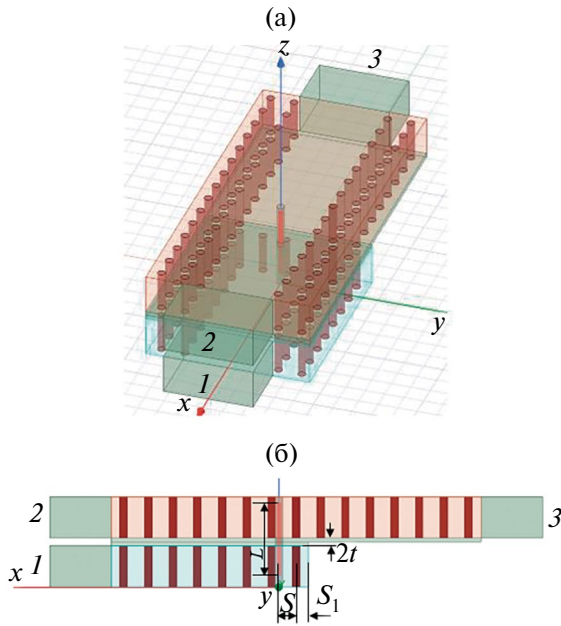


Рис. 2. HFSS-модель для численного исследования межслойного перехода с делением мощности на два канала на верхнем слое: трехмерный вид (а) и вид сбоку (б); 1–3 — номера портов.

и закрытым торцом ПВ полагаем равным $P/2$. Глубина погружения зонда в нижний слой L_1 , в верхний слой L_2 , общая длина зонда $L = L_1 + L_2 + 2t$, где t — толщина стенки волновода. Обозначим диаметр зонда D_2 , диаметр отверстия связи в широких стенках стыкуемых волноводов D_3 (на рис. 1, 2 размер D_3 не показан).

Соответствующая электромагнитная модель для численного исследования характеристик перехода была составлена на основе программы HFSS (<https://ansys.com>) и показана на рис. 2. Данная модель позволяет рассчитать полную 3×3 S -матрицу перехода. Так как целью данной работы является исследование характеристики согласования перехода по порту 1, то ниже будем строить и обсуждать только характеристику S_{11} . Прошедшая на верхний слой мощность делится практически поровну между двумя выходными портами, и в идеальном случае отсутствия потерь коэффициент передачи в каждый из портов 2 и 3 должен составлять $S_{21} = S_{31} = -3$ дБ. Также в силу взаимности структуры и пренебрежимо малых тепловых потерь коэффициенты передачи между боковыми портами 2 и 3 и коэффициенты отражения от них равны -6 дБ [15]. Все металлические поверхности в модели предполагаем идеально проводящими. Вход и выходы ЕВГ-волноводов на каждом слое стыкуются со стандартными прямоугольными металлическими волноводами.

3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЕРЕХОДА

Используем тот же метод параметрического анализа перехода, что и в [14] для случая межслойного перехода без деления мощности. В отличие от него, в данном случае перехода с делением мощности вместо одного параметра длины зонда введем два параметра, описывающих длину зонда на разных слоях: L_1 на нижнем слое и L_2 на верхнем (см. рис. 1). В общем случае $L_1 \neq L_2$, при этом общая длина зонда $L = L_1 + L_2 + 2t$. Как и в [14], обозначим $S = NP$, тогда расстояние между зондом и закрытым торцом ПВ на нижнем слое $S + S_1 = (N + 0.5)P$. По аналогии с [14] можем предположить, что характеристики исследуемого здесь перехода в наиболее сильной степени зависят от параметров N , L_1 и L_2 , которые характеризуют резонансную область перехода, предполагая параметры волновода P , D_1 , h и t , а также диаметры зонда D_2 и отверстия D_3 заданными и фиксированными.

Проведем параметрический анализ для трехрядного волновода с параметрами $P = 6$, $D_1 = 2$, $h = 10$, $t = 1$ в диапазоне частот 8...12 ГГц. Также зададим $D_2 = 2$, $D_3 = 4$ — те же значения, что были приняты в [14]. Здесь и ниже все размеры приведены в мм.

На рис. 3–5 представлены соответственно зависимости коэффициента отражения перехода от N при фиксированных значениях L_1 и L_2 , от L_1 при фиксированных значениях N и L_2 и от L_2 при фиксированных значениях N и L_1 . Эти рисунки показывают, что в рассматриваемом интервале параметров и в исследуемом диапазоне частот существует достаточно глубокий минимум коэффициента отражения.

Из рис. 3 видно, что с ростом N (расстояния S от зонда до КЗ волновода) при фиксированных длинах зонда L_1 и L_2 этот минимум смещается вниз по частоте, что и следовало ожидать при увеличении размера вдоль оси Ox резонансной области, в которой происходят отражения между зондом и КЗ волновода. Однако в данной структуре в исследуемой

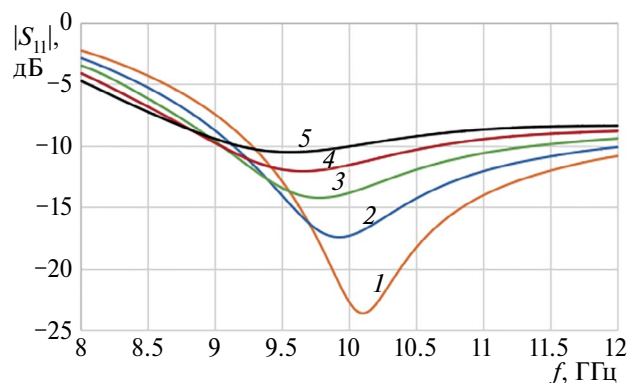


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения для $N = 0.65$ (1), 0.7 (2), 0.75 (3), 0.8 (4), 0.85 (5) и $L_1 = 6.5$, $L_2 = 8.0$.

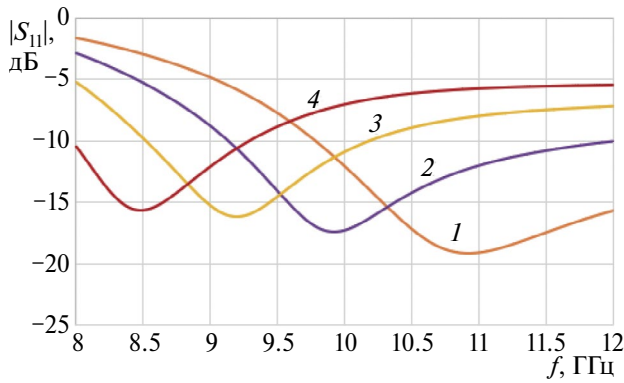


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента отражения для $L_1 = 6.0$ (1), 6.5 (2), 7.0 (3), 7.5 (4) и $L_2 = 8$, $N = 0.7$.

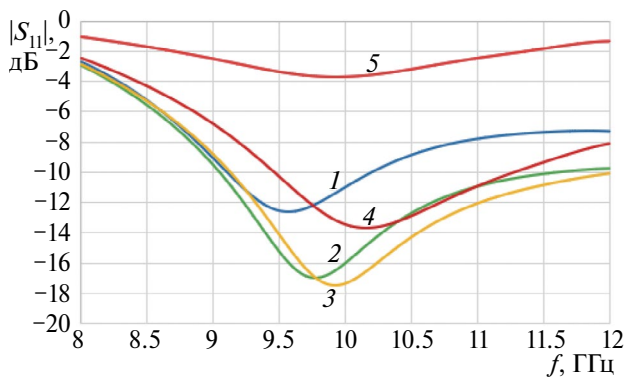


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента отражения для разных значений $L_2 = 6.5$ (1), 7.5 (2), 8.0 (3), 9.0 (4), 1.0 (5) и $L_1 = 6.5$, $N = 0.7$.

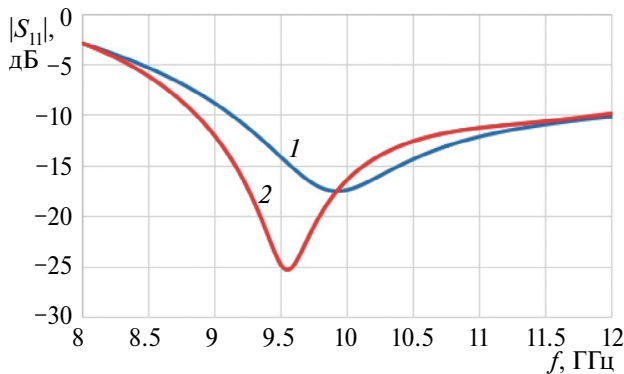


Рис. 6. Характеристики согласования перехода, соответствующие наилучшему сочетанию параметров для двух случаев: $D_2 = 2$, $D_3 = 4$, $L_1 = 6.5$, $L_2 = 8$, $N = 0.7$ (кривая 1), $D_2 = 1$, $D_3 = 2$, $L_1 = 7$, $L_2 = 8$, $N = 0.7$ (кривая 2), а также $P = 6$, $D_1 = 2$, $h = 10$, $t = 1$.

полосе частот не наблюдается второго минимума, расположенного левее в нижней части диапазона, как в [14]. Поэтому уровень коэффициента отражения на нижних частотах достаточно высок для всех рассмотренных и представленных на рис. 3 значений N при заданных длинах L_1 и L_2 .

Из рис. 4 видно, что с ростом длины зонда на нижнем слое L_1 при фиксированных значениях N и длине зонда L_2 на верхнем слое минимум коэффициента отражения также смещается вниз по частоте. Это, вероятно, можно объяснить тем, что при увеличении L_1 растет емкость между торцом зонда и нижней стенкой волновода и за счет этой емкости происходит перестройка вниз частоты резонансной области перехода.

Рисунок 5 показывает, что при изменении длины зонда на верхнем слое L_2 при фиксированных значениях N и L_1 минимум почти не смещается по сравнению с рис. 3 и 4, а изменяется в основном только уровень согласования.

Графики на рис. 3–5 свидетельствуют о том, что частота минимума коэффициента отражения, определяемая резонансной частотой области перехода, зависит от обоих параметров N и L_1 , в то время как длина зонда на верхнем слое L_2 влияет в основном на уровень согласования. Из сопоставления рис. 3–5 следует, что наилучшим сочетанием параметров по критерию ширины полосы согласования перехода является $N = 0.7$ (рис. 3, кривая 2), $L_1 = 6.5$ (рис. 4, кривая 2), $L_2 = 8$ (рис. 5, кривая 3). Значению $N = 0.7$ соответствуют значения $S = 4.2$, $S + S_1 = 7.2$. Однако даже в этом случае уровень согласования перехода лучше чем -10 дБ достигается с частоты немного выше 9 ГГц, т.е. такой переход является более узкополосным по сравнению с переходом в [14], в котором отмеченный уровень согласования достигается во всем диапазоне частот 8...12 ГГц.

Аналогичный параметрический анализ для вдвое меньших значений диаметров зонда и отверстия связи, $D_2 = 1$, $D_3 = 2$, показывает, что качественно характеристика согласования не изменяется, оставаясь аналогичной рассмотренной выше. В этом случае наилучшими параметрами по тому же критерию согласования являются $N = 0.7$, $L_1 = 7$, $L_2 = 8$. По сравнению с предыдущим случаем немного изменяется лишь величина L_1 . Сравнение характеристик согласования для двух случаев показано на рис. 6. Видно, что для более тонкого зонда и меньшего диаметра апертуры полоса согласования по уровню -10 дБ немного расширяется в нижней части диапазона.

Мы видим, что в обоих случаях характеристика согласования в исследуемом диапазоне частот имеет один минимум и достаточно узкую полосу частот по уровням согласования ниже -10 дБ. Сравнивая с характеристикой согласования для межслойного перехода в [14], можем предположить, что отсутствие второго минимума для рассматриваемого перехода с делением мощности объясняется отсутствием на верхнем слое резонансной области, взаимодействующей с резонансной областью на нижнем слое.

4. МОДИФИКАЦИЯ СТРУКТУРЫ ПЕРЕХОДА ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОГЛАСОВАНИЯ

Для того чтобы улучшить частотную характеристику согласования, введем в структуру перехода дополнительные стержни внутри обоих волноводов на верхнем слое, как показано на рис. 7. Стержни имеют тот же диаметр D_1 , что и цилиндры в стенках волноводов, и расположены симметрично относительно продольной оси волноводов. Кроме того, стержни слева и справа относительно плоскости зонда попарно симметричны. Их взаимное положение вдоль и поперек оси волноводов определяется двумя дополнительными параметрами, которые

обозначим L_x и L_y , где L_x — расстояние вдоль оси Ox (оси волноводов) между центром зонда и центрами согласующих стержней, L_y — расстояние вдоль поперечной оси Oy между центрами стержней и осью волноводов. Остальные параметры структуры обозначены на рис. 1, 2. Диаметр отверстия связи в стенках волноводов имеет то же обозначение, D_3 .

Обозначим $L_x = PM_x$, $L_y = PM_y$, где P — период решетки цилиндров в стенках ЕВГ-волноводов, M_x и M_y — безразмерные параметры, характеризующие соответствующие расстояния между центрами согласующих стержней вдоль оси волноводов и в поперечной плоскости.

Рассмотрим сначала зависимость коэффициента отражения перехода от параметра M_x , при этом параметр M_y фиксируем. Его значение выбираем из следующих соображений. Из рис. 7 видно, что в рассматриваемой структуре максимальное значение M_y , при котором согласующие стержни касаются стенок волноводов, равно $M_{y\max} = 2 - (D_1/P)$. Для трехрядного волновода $P = 6$, $D_1 = 2$ имеем $M_{y\max} = 1.667$ ($2L_{y\max} = 20$ мм). Ниже в расчетах будем полагать $M_y = 1.6$ ($2L_y = 19.2$ мм), так чтобы согласующие стержни располагались вблизи стенок волновода, вызывая достаточно слабое отражение для волны при наличии зазора 0.4 мм между цилиндрами-стенками волновода и согласующими стержнями.

Рассмотрим вариант, в котором остальные параметры задаем такими же, как и в рассмотренной выше структуре без согласующих стержней в случае $D_2 = 2$, $D_3 = 4$ (см. рис. 6, кривая 1). Расчеты показывают, что начиная с определенных значений M_x в частотной характеристике согласования в верхней части диапазона появляется второй минимум. Подходящими значениями, при которых частотная зависимость имеет два достаточно разнесенных по частоте минимума в исследуемой полосе и уровень согласования не хуже -20 дБ в ее центре, являются значения M_x в интервале от 3.0 до 3.2 (рис. 8).

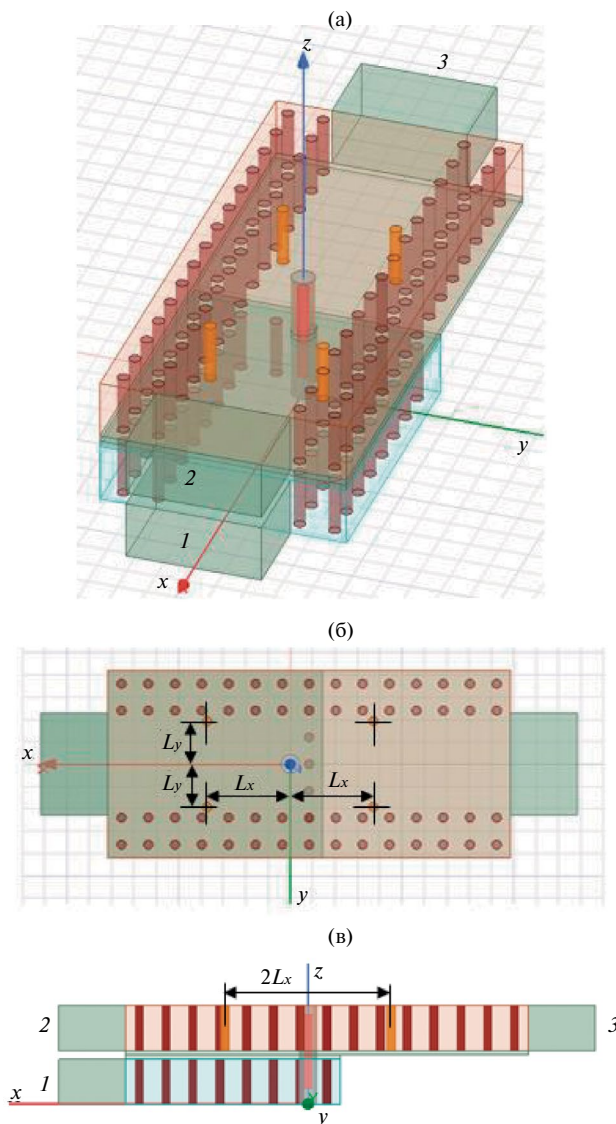


Рис. 7. Модель структуры перехода с дополнительными согласующими стержнями на верхнем слое: (а) — общий вид; (б) — вид сверху, (в) — вид сбоку; 1–3 — номера портов.

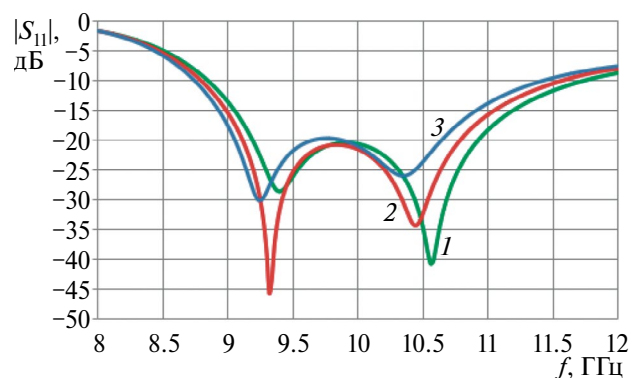


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента отражения для $M_x = 3.0$ (1), 3.1 (2), 3.2 (3) и $M_y = 1.6$, $N = 0.7$, $P = 6$, $D_1 = 2$, $L_1 = 6.5$, $L_2 = 8$.

В качестве оптимального значения выбираем $M_x = 3.075$, при котором кривая согласования имеет достаточно симметричную форму и два практически одинаковых по величине разнесенных по частоте минимума (рис. 9). Этому значению M_x соответствует длина $L_x = PM_x = 18.45$ и расстояние между согласующими стержнями $2L_x = 36.9$. Для перехода с такими параметрами относительные полосы частот по уровням согласования -10 , -15 и -20 дБ составляют соответственно 28 %, 21 % и 17 %.

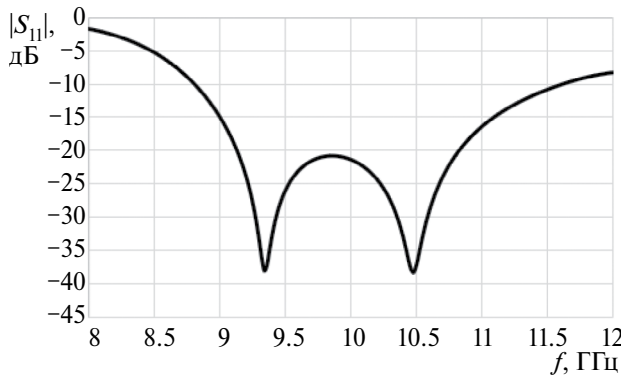


Рис. 9. Характеристика согласования при $M_x = 3.075$ и $M_y = 1.6$, $N = 0.7$, $P = 6$, $D_1 = 2$, $L_1 = 6.5$, $L_2 = 8$.

Далее, для структуры с характеристикой согласования, представленной на рис. 9, были проведены дополнительные расчеты для вариаций значений параметров N , L_1 и L_2 в окрестности их значений, при которых и рассчитывалась характеристика структуры. На рис. 10 приведены кривые согласования для трех близких значений N при фиксированных других параметрах. Как было определено выше, параметр N характеризует размер резонансной области между зондом и КЗ волновода на нижнем слое.

В дополнение на рис. 11 представлены зависимости коэффициента отражения для разных

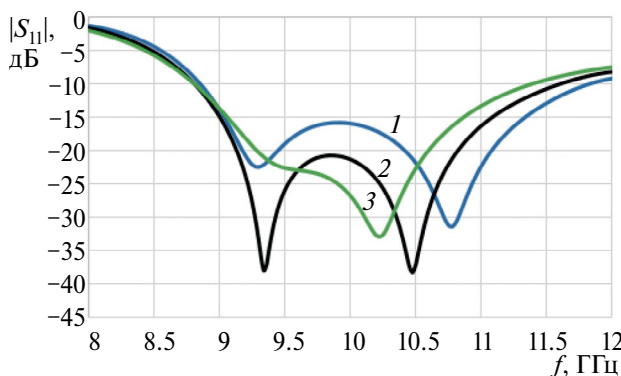


Рис. 10. Частотная зависимость коэффициента отражения для $N = 0.65$ (1), 0.7 (2), 0.75 (3) и $P = 6$, $D_1 = 2$, $L_1 = 6.5$, $L_2 = 8$, $M_x = 3.075$, $M_y = 1.6$.

значений величины L_1 , характеризующей длину зонда на нижнем слое, при фиксированных других параметрах, а на рис. 12 показан коэффициент отражения для разных значений величины L_2 — длины зонда на верхнем слое при фиксированных других параметрах. Из рис. 10–12 видно, что значения $N = 0.7$, $L_1 = 6.5$ и $L_2 = 8$, которым соответствуют кривые 2 на этих рисунках, можем считать оптимальными по критерию наилучшего и сбалансированного по критерию согласования в центральной части диапазона от 9 до 11 ГГц. В данном случае критерием сбалансированности согласования может служить достаточно симметричная форма кривой и ширина полосы согласования по уровню -20 дБ.

Такие оптимальные значения $N = 0.7$, $L_1 = 6.5$ и $L_2 = 8$ для модифицированной структуры перехода

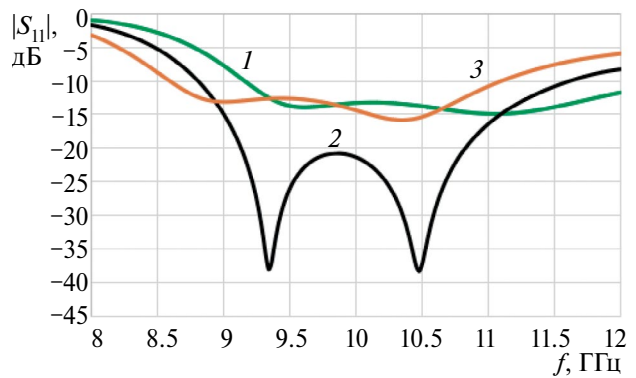


Рис. 11. Частотная зависимость коэффициента отражения для значений $L_1 = 6.0$ (1), 6.5 (2), 7.0 (3) и $L_2 = 8.0$, $P = 6$, $D_1 = 2$, $M_x = 3.075$, $M_y = 1.6$.

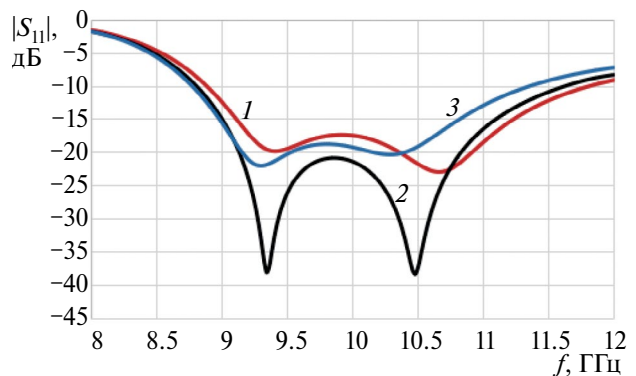


Рис. 12. Частотная зависимость коэффициента отражения для значений $L_2 = 7.5$ (1), 8.0 (2), 8.5 (3) и $L_1 = 6.5$, $P = 6$, $D_1 = 2$, $M_x = 3.075$, $M_y = 1.6$.

мы предполагали, основываясь на расчетах предыдущего раздела для исходной структуры (см. рис. 6, кривая 1). Как показали расчеты, внесение согласующих стержней в волноводы на верхнем слое не изменяет этих значений. Таким образом, оптимизация модифицированного межслойного перехода

с согласующими стержнями сводится к оптимизации длины резонатора на верхнем слое, образованного в области между стержнями. Эта длина характеризуется величиной M_x . Как показано выше, при принятых параметрах структуры оптимальное значение $M_x = 3.075$ и соответствующая длина резонатора $2L_x = 36.9$. Ширина резонатора, характеризующаяся параметром M_y , определяется шириной волновода и может быть выбрана исходя из технологических соображений. Выше было выбрано значение $M_y = 1.6$ ($2L_y = 19.2$), при котором зазор между стенками-цилиндрами волновода и согласующими стержнями составляет 0.4 мм.

Для оценки влияния ширины резонатора на согласование аналогичные расчеты были проведены также для меньшего значения $M_y = 1.55$ ($2L_y = 18.6$) с зазором 0.7 между согласующими стержнями и волноводными стенками. Остальные параметры такие же, как и в случае $M_y = 1.6$. На рис. 13 построены кривые согласования для трех значений M_x для этого случая, показывающие более высокий уровень отражения в центральной части диапазона в сравнении со случаем $M_y = 1.6$ (см. рис. 8).

Таким образом, уменьшение расстояния между согласующими стержнями в поперечном направлении и ширины резонатора приводит к росту отражения от перехода. Это объясняется тем, что

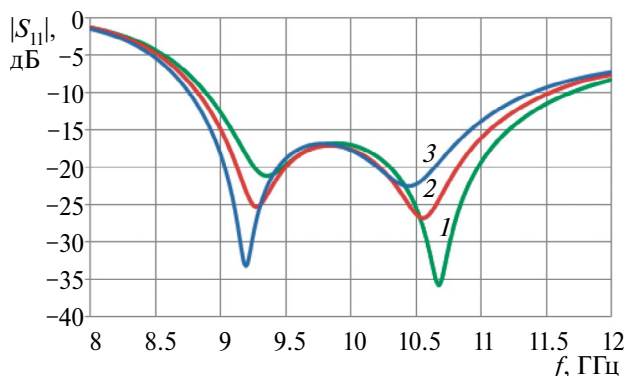


Рис. 13. Частотная зависимость коэффициента отражения для $M_y = 1.55$ и $M_x = 3.0$ (1), 3.1 (2), 3.2 (3), а также $N = 0.7$, $L_1 = 6.5$, $L_2 = 8$, $P = 6$, $D_1 = 2$.

при этом стержни внесены в области с более сильным электрическим полем волноводной моды, что и вызывает ее более сильное рассеяние. Поэтому для минимизации отражения от перехода согласующие стержни надо располагать как можно ближе к стенкам волновода.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные в работе двухслойные структуры на трехрядных ЕВГ-волноводах, в отличие от

рассмотренных ранее сонаправленных межслойных переходов, являются интегральными устройствами, которые объединяют функции межслойного перехода и делителя мощности на два канала на одном из слоев. Исследования показали, что без дополнительного согласования такие переходы являются сравнительно узкополосными по коэффициенту отражения в полосе частот 8...12 ГГц. Для расширения рабочей полосы частот было предложено модифицировать структуру перехода путем включения в него дополнительных согласующих стержней в обоих волноводах на слое делителя. В результате на этом слое в области между стержнями образуется резонатор, который связывается с резонансной областью во входном волноводе с помощью металлического зонда и отверстия связи в смежных широких стенках волноводов. Численный анализ позволил установить, что за счет этой связи в исследуемой полосе частот удастся получить симметричную кривую согласования с двумя достаточно разнесенными по частоте минимумами и с уровнем согласования не хуже -20 дБ в центральной части диапазона. При этом рабочая полоса частот значительно расширяется в сравнении с исходной структурой без согласующих стержней.

Результаты работы могут быть полезными при проектировании двухслойных и многослойных схем и модулей на ЕВГ-волноводах.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН (тема № 0030–2019–0014).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1987.
2. Банков С.Е. Электромагнитные кристаллы. М.: Физматлит, 2010.
3. Bankov S.E. // PIERS Proc. Moscow (Russia), August 18–21. 2009. P. 1680.
4. Банков С.Е., Дупленкова М.Д. // Журн. радиоэлектроники. 2009. № 4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr09/4/text.html>
5. Банков С.Е., Калошин В.А., Фролова Е.В. // Журн. радиоэлектроники. 2009. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar09/1/text.html>
6. Банков С.Е., Пангонис Л.И., Фролова Е.В. // РЭ. 2010. Т. 55. № 11. С. 1285.
7. Банков С.Е., Калиничев В.И., Фролова Е.В. // РЭ. 2020. Т. 65. № 9. С. 1.

8. *Ommodt K., Sanzgiri S., German F., Jones T.* // Dig. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp. . Baltimore. 21–26 Jul. 1996. N.Y.: IEEE, 1996. V. 2. P. 1334.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/549843>
9. *Abdel-Wahab W.M., Al-Saedi H., Palizban A.* // Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Sci. Meeting. Atlanta. 7–12 Jul. 2019. N.Y.: IEEE, 2019. P. 961.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8889060>
10. *Yang T.-H., Chen C.-F., Huang T.-Y.* // Proc. Asia-Pacific Microwave Conf. Suzhou, 4–7 Dec. 2005. N.Y.: IEEE, 2005. Article No. 1606978
<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1606978>
11. *Vahabisani N., Daneshmand M.* // Proc. 42nd Europ. Microwave Conf. Amsterdam. 29 Oct. — 1 Nov. 2012. N.Y.: IEEE, 2012. Article No. 6459138.
<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6459138>
12. *Myers J.C., Hejase J.A., Tang J. et al.* // IEEE 27th Conf. Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). San Jose. 14–17 Oct. 2018. N.Y.: IEEE, 2018. P. 123.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8534285>
13. *Huang Y., Wu K.-L., Ehlert M.* // IEEE Microwave Opt. Technol. Lett. 2003. V. 13. № 8. P. 338.
14. *Калиничев В.И., Банков С.Е.* // РЭ. 2022. Т. 67. № 7. С. 628.
15. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. школа, 1988.

INTERLAYER JUNCTION FOR EBG WAVEGUIDE INTEGRATED WITH A POWER DIVIDER INTO TWO CHANNELS

S. E. Bankov*, V. I. Kalinichev

*Institute of Radio Engineering and Electronics named after V.A. Kotelnikov RAS,
St. Mokhovaya, 11, building 7, Moscow, 125009 Russian Federation*

**E-mail: sbankov@yandex.ru*

Received July 28, 2020; revised December 10, 2022; accepted January 15, 2023

An interlayer junction for three-row EBG waveguides integrated with a two-channel power divider was studied. It is shown that without additional matching such transitions are relatively narrow-band in terms of reflection coefficient in the frequency band 8...12 GHz. To expand the matching band, a modified transition with additional matching rods in both waveguide channels on the power divider layer is proposed. Using numerical analysis, it was found that due to this in the frequency band under study, it is possible to obtain a symmetrical matching curve with two well separated minima and with a matching level no worse than –20 dB in the central part of the range. It is shown that in the structure with matching rods, the operating frequency band by reflection coefficient is significantly expanded in comparison with the original structure.

Keywords: EBG waveguide, interlayer junction, power divider, reflection coefficient, matching rods