



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-6-5-13>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.677

НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С СИЛЬНОЙ БОКОВОЙ СВЯЗЬЮ

И.А. ФАНЯЕВ

Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины
(г. Гомель, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 15 декабря 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Классические направленные ответвители СВЧ-диапазона на связанных линиях с высоким уровнем боковой электромагнитной связи по типу направленности являются противонаправленными. Ограничения на их синтез накладывают зазор между линиями передачи, который должен быть крайне мал (десятки мкм), разность фазовых скоростей четных и нечетных мод, которую необходимо компенсировать и др. Из-за этого возникают сложности изготовления ответвителей. Описанные в технической литературе ответвители на связанных линиях с высоким уровнем связи с другими типами направленности либо достаточно громоздки, либо при их изготовлении возникают конструкторско-технологические проблемы из-за малых размеров индуктивностей и емкостей, необходимых для использования в конструкциях ответвителей. Выполнен синтез противонаправленного ответвителя СВЧ-диапазона на полосковых линиях с сильной боковой связью. Ответвитель позволяет передавать входную мощность в один порт вспомогательного канала с полной связью (0 дБ, кроссовер). В топологии ответвителя используются периодические шлейфы, которые находятся между связанными линиями. Был произведен расчет и анализ эквивалентных схем связанных полосковых линий для одного периода шлейфов. Это позволило определить необходимые параметры и размеры топологии. Устройство является узкополосным ($3 \text{ ГГц} \pm 5\%$), коэффициент передачи минус 0,44 дБ на центральной частоте 3 ГГц, развязка с изолированными портами составляет не менее 35 дБ. Предложенный компактный ответвитель с уровнем связи 0 дБ может быть использован в распределительных схемах, в которых нужно исключить пересечения линий передач. Приводятся сведения о синтезе 3-х дБ сонаправленного ответвителя СВЧ-диапазона на связанных полосковых линиях с боковой электромагнитной связью. Ответвитель характеризуется высоким уровнем развязки с изолированным портом, не менее 40 дБ. Разбаланс амплитуд между рабочими (проходным и связанным) и входным портом составляет минус $(3,4 \pm 0,8)$ дБ.

Ключевые слова: направленный ответвитель, связанная линия, четная и нечетная мода, шлейф, параметры матрицы рассеяния, топология.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Фаняев И.А. Направленные ответвители СВЧ-диапазона на полосковых линиях с сильной боковой связью. Доклады БГУИР. 2021; 19(6): 5-13.

DIRECTIONAL MICROWAVE COUPLED-LINE COUPLERS WITH HIGH LATERAL COUPLING LEVEL

IVAN A. FANYAEV

Francisk Skorina Gomel State University (Gomel, Belarus)

Submitted 15 December 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. Classic coupled-line couplers with a high lateral coupling level by type of directivity are counter-directional. Restrictions on their synthesis are imposed by the gap between transmission lines, which must be extremely small (tens of microns), the difference in the phase velocities of even and odd modes, which must be compensated and others. This makes it difficult of manufacturing couplers. Described in technical literature coupled-line couplers with a high lateral coupling level with changed types of directivity are either quite bulky or have small dimensions due to the use of discrete inductors and capacitances, which complicates the technological process with surface mounting when implementing the final device. In this article we propose a compact coupled-line coupler with a high lateral coupling level, which implements power transfer to a single port (0 dB, crossover). The coupler topology uses periodic loops that are located between coupled-line. The equivalent circuit of the coupled lines was calculated and analyzed for a single periodic stub. This allowed us to determine the necessary parameters and dimensions of the topology. The device is narrow-band ($3 \text{ GHz} \pm 5 \%$), transmission coefficient minus 0.44 dB at the center frequency of 3 GHz, isolation for isolated ports is not less than 35 dB. The proposed compact coupler with a coupling level of 0 dB suits building distribution circuits in which it is necessary to exclude the intersection of transmission lines. The information on the synthesis of the 3 dB co-directional microwave coupler on coupled strip lines with lateral electromagnetic coupling is given. The coupler is characterized by a high isolation level with an isolated port, not less than 40 dB. The imbalance of the amplitudes between the working (through and connected) and the input port is minus (3.4 ± 0.8) dB.

Keywords: directional coupler, coupled-line, odd and even mode, stub, scattering matrix parameters, topology.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Fanyaev I.A. Directional microwave coupled-line couplers with high lateral coupling level. Doklady BGUIR. 2021; 19(6): 5-13.

Введение

При разработке СВЧ-техники направленные ответвители (НО) представляют собой важный класс пассивных устройств. Самыми распространенными считаются квадратурные 3-х дБ НО, которые характеризуются равным делением входной мощности и сдвигом фаз волн в рабочих портах, составляющим 90 град.

Направленный ответвитель на связанных линиях представляет собой систему из двух линий передач, связанных между собой электромагнитным полем (рис. 1). Находят применение ответвители с боковой и лицевой электромагнитной связью. Отличительной особенностью ответвителей на связанных линиях от шлейфных ответвителей является их направленность. В зависимости от направления передачи энергии электромагнитной волны во вспомогательную линию различают следующие виды направленных ответвителей на связанных линиях: сонаправленные, транснаправленные и противонаправленные [1]. Направленные ответвители на связанных линиях являются противонаправленными. Применение на практике НО на связанных линиях с высоким уровнем боковой связи ограничено следующими основными причинами: необходимостью иметь малый зазор между линиями передачи (десятки мкм) [2], неудобством тандемного включения ответвителей при построении распределительных схем (из-за противонаправленности ответвителей).

Противонаправленный ответвитель рассмотрен в [3]. Сонаправленный 3-х дБ ответвитель уменьшенного размера, нагруженный периодически шунтирующими емкостными шлейфами,

описан в [4]. Для него длина связанной линии ответвителя составляет $0,75\lambda$, где λ – длина электромагнитной волны. Другие примеры сонаправленных НО на связанных линиях были представлены в [5, 6], они имеют низкий уровень связи. В статьях [7, 8] рассмотрены транснаправленные ответвители с малыми линейными размерами. Все указанные выше НО с различной направленностью имеют свои недостатки. Они либо являются устройствами больших размеров, либо для дискретных индуктивностей и емкостей, используемых в конструкциях ответвителей, в условиях производства сложно обеспечить малое отклонение их размеров от номинальных значений, что создает технологические проблемы при изготовлении ответвителей. Известно, если фазовые скорости четных и нечетных мод симметричных связанных линий различны, энергия может передаваться от одной линии к другой в прямом направлении [9]. Связь обратной волны может быть уменьшена до пренебрежимо малых значений, выбрав относительно большое расстояние между линиями. С другой стороны, значительная мощность может быть достигнута при передаче в прямом направлении, если длину связанной линии l подобрать в соответствии с рекомендациями, приведенными в [10].

В статье приводятся научные результаты по синтезу противонаправленного ответвителя на полосковых связанных линиях с высоким уровнем боковой связи. Ответвитель позволяет передавать практически всю входную мощность в один порт вспомогательного канала, поэтому его называют кроссовером. Принцип синтеза ответвителя основан на увеличении разности между фазовыми скоростями четной и нечетной мод и уменьшении длины связанных линий, для чего используются периодические шлейфы, которые находятся между связанными линиями. В статье также приводятся сведения о сонаправленном 3-х дБ ответвителе на связанных полосковых линиях, синтез которого базируется на этом же принципе.

Теоретический анализ и расчет направленного ответвителя на связанных линиях

Параметры матрицы рассеяния S идеального направленного ответвителя прямой волны, показанного на рис. 1, имеют вид [10]:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= 0, \\ S_{21} &= e^{-j\frac{(\beta_e + \beta_o)l}{2}} \cos\left(\frac{(\beta_e - \beta_o)l}{2}\right), \\ S_{31} &= 0; \\ S_{41} &= -je^{-j\frac{(\beta_e + \beta_o)l}{2}} \sin\left(\frac{(\beta_e - \beta_o)l}{2}\right), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где β_e и β_o – постоянные распространения четной и нечетной моды связанных линий; l – длина связанной линии.

На рис. 1 приняты следующие обозначения портов: 1 – входной, 2 – проходной (прямой), 3 – развязанный (изолированный), 4 – связанный.

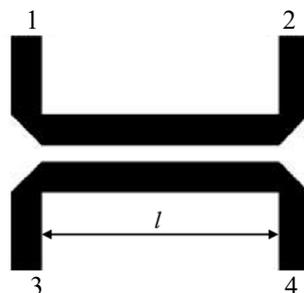


Рис. 1. Направленный ответвитель на связанных линиях с боковой связью
Fig. 1. Coupled-line coupler with side-link

Направленные ответвители прямой волны не могут использоваться в режиме ТЕМ. ТЕМ-волна (аббревиатура от слов Transverse ElectroMagnetic) – волна, у которой векторы электрического (E) и магнитного (H) полей перпендикулярны оси распространения и не имеют

продольных составляющих. Указанное ограничение объясняется тем, что для ТЕМ-волн постоянные распространения четной и нечетной мод равны, а из выражений (1) следует, что нет связи между портами 1 и 4. Таким образом, механизм прямой связи может проявиться только в несвязанных линиях передачи, таких как металлические волноводы, ребристые линии, диэлектрические волноводы, а также в квази ТЕМ-модовых линиях передачи, таких как микрополосковые линии на высоких рабочих частотах. В этих структурах линий передачи, как правило, фазовые скорости четной и нечетной мод не равны [10].

Из записи для параметра S_{41} в выражениях (1) видно, что полная мощность может передаваться между линиями передачи, если длина l связанной линии выбрана как

$$l = \frac{\pi}{|\beta_e - \beta_o|}. \quad (2)$$

Этот результат важен в том смысле, что даже при сколь угодно малых значениях разности постоянных распространения четных и нечетных мод полная мощность может передаваться между связанными линиями, если длина ответвителя выбрана согласно выражению (2). Теоретически в этом случае характеристики направленности и развязки (изоляции) ответвителя могут быть бесконечны. В работе [10] показано, что невозможно полностью передать мощность от одной линии к другой в случае направленных ответвителей с обратной волной. Между связанными линиями всегда существует некоторая ограниченная обратная связь. Сравнивая записи для S_{41} и S_{21} в выражениях (1), можно определить, что разность фаз между S_{41} и S_{21} составляет 90 град. Следовательно, волна на «связанной» линии сдвинута по фазе на 90 град с «прямой» волной.

Топология синтезируемого противонаправленного ответвителя на связанных полосковых линиях показана на рис. 2, а, на котором связанные линии имеют ширину w_1 и w_2 , и между этими связанными линиями установлены периодические шлейфы. В этой структуре w_s и l_s – это ширина и длина периодических шлейфов, а d_s – период шлейфов. На рис. 2, а приняты следующие обозначения портов ответвителя: 1 – входной, 4 – выходной (связанный), 2 и 3 – развязанные (изолированные).

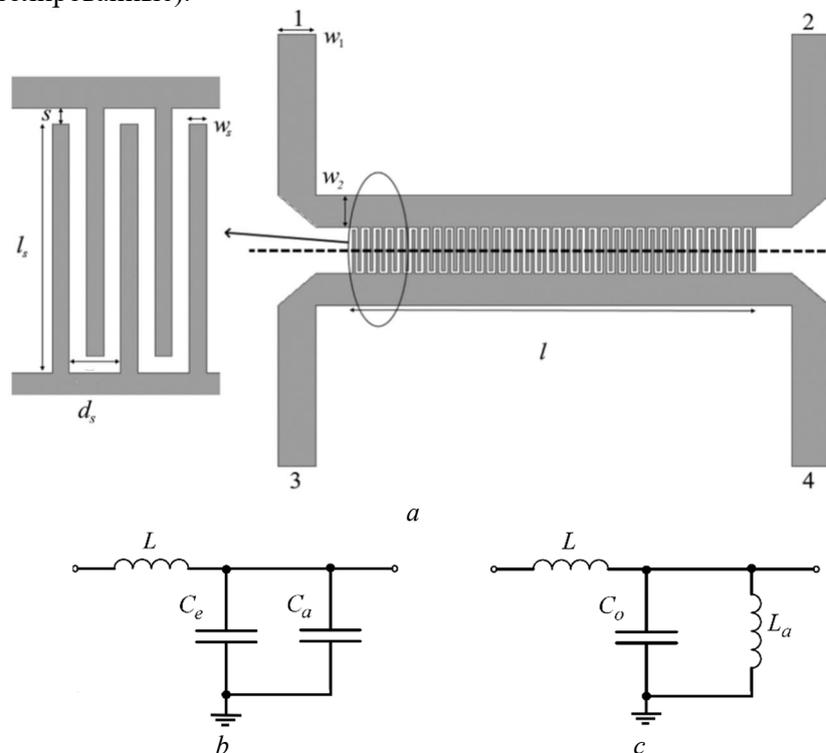


Рис. 2. Структура синтезируемого направленного ответвителя (кроссовера): а – топология ответвителя с периодическими шлейфами; б, с – эквивалентные электрические схемы связанной линии для одного периода шлейфов: четный (б) и нечетный (с) режимы

Fig. 2. The structure of synthesized directional coupler (crossover): а – coupler topology with periodic stubs; б, с – equivalent circuit diagrams of a connected line for one period of stubs: even (b) and odd (c) modes

На рис. 2, *b* и *c* показаны эквивалентные электрические схемы связанной линии на один период шлейфов для четной (*b*) и нечетной (*c*) моды (иначе режима). В этих схемах C_e и C_o – емкости связанной линии при возбуждении ее четной или нечетной модой, C_a и L_a – дополнительные распределенные шунтирующие емкость и индуктивность, а L – индуктивность связанных линий. Емкости C_e и C_o определяются как [10]

$$C_e = C_{11} = C_{22}, \quad C_o = C_{11} + 2C_{21} + 2C_{int}, \quad (3)$$

где C_{11} и C_{22} – емкости между одним полосковым проводником и землей в отсутствие другого полоскового проводника в плоской структуре (1 – основной, 2 – вспомогательный каналы); C_{21} – емкость между полосковыми проводниками вспомогательного и основного каналов в предположении отсутствия шлейфов и земляного проводника; C_{int} – емкость встречно-штыревого конденсатора между связанными полосковыми линиями.

Поскольку полосковые проводники связанных линий идентичны по размеру и расположению относительно заземляющего проводника, то $C_{11} = C_{22}$. Из теории линий передачи известно, что значение C_{11} можно рассчитать по формуле [10]

$$C_{11} = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}} Z}{c}, \quad (4)$$

где ϵ_{re} – эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии передачи с полосой шириной w ; Z – характеристическое сопротивление линии передачи; c – скорость света.

Встречно-штыревой конденсатор представляет собой многопалочную периодическую структуру, которая может использоваться в качестве последовательного конденсатора в технологии микрополосковых линий передачи [11]. Емкость C_{int} возникает в узком зазоре между полосковыми проводниками шунтирующих шлейфов и может быть рассчитана по формуле [11]

$$C_{int} = \frac{\epsilon'_{re}}{18\pi} (N-1) \frac{K(\kappa)}{K'(\kappa)} l_s \quad (\text{пФ}), \quad (5)$$

где ϵ'_{re} – эффективная диэлектрическая проницаемость полосы шириной w_s ; N – количество шлейфов; $[K(\kappa)/K'(\kappa)]$ – отношение полного эллиптического интеграла первого рода $K(\kappa)$ к его дополнению $K'(\kappa)$ [11]; l_s – длина периодических шлейфов, мм.

Дополнительные распределенные шунтирующие емкость (C_a) и индуктивность (L_a), включаемые в модели эквивалентных схем для четного и нечетного режимов, можно определить на основе теории линий передачи СВЧ диапазона по следующим формулам [10]:

$$\left. \begin{aligned} L_a &= \frac{1}{d_s} \left(\frac{Z_s}{\omega} \tan \left(\beta_s \frac{l_s + s}{2} \right) \right) \approx \frac{Z_s \beta_s (l_s + s)}{2\omega d_s}, \\ C_a &= \frac{1}{d_s} \left(\frac{1}{\omega Z_s} \tan \left(\beta_s \frac{l_s + s}{2} \right) \right) \approx \frac{\beta_s (l_s + s)}{2\omega d_s Z_s}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где Z_s и β_s – характеристическое сопротивление и фазовая постоянная шунтирующих шлейфов; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота (f – частота электромагнитных колебаний).

Последовательные импедансы (Z_e и Z_o) и шунтирующие проводимости (Y_e и Y_o) моделей эквивалентных схем в четном (нижний индекс e) и нечетном (нижний индекс o) режимах определяются как [10]

$$\left. \begin{aligned} Z_e &= j\omega L, \quad Y_e = j\omega(C_e + C_a), \\ Z_o &= j\omega L, \quad Y_o = j\omega C_o + 1/j\omega L_a. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Согласно теории линий передачи СВЧ-диапазона постоянные распространения (γ_e, γ_o) и характеристические импедансы (Z_{ce}, Z_{co}) связанных линий передачи для четных и нечетных режимов находятся по формулам [10]:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_e &= \sqrt{Z_e Y_e} = j\omega\sqrt{L(C_e + C_a)} = j\beta_e, \\ \gamma_o &= \sqrt{Z_o Y_o} = j\omega\sqrt{L(C_o - 1/\omega^2 L_a)} = j\beta_o, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{ce} &= \sqrt{\frac{Z_e}{Y_e}} = \sqrt{\frac{L}{C_e + C_a}}, \\ Z_{co} &= \sqrt{\frac{Z_o}{Y_o}} = \sqrt{\frac{L}{C_o - 1/\omega^2 L_a}}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Поскольку длина шлейфов относительно велика, значение C_{21} будет намного меньше, чем C_{11} и C_{int} . Тогда выражение (3) можно записать в виде

$$C_o \cong C_{11} + 2C_{int}. \quad (10)$$

Анализируя выражения (8), можно установить, что для НО на связанных полосковых линиях разность между β_e и β_o в рассматриваемой структуре оказывается большей, нежели в обычных структурах без шлейфов. Кроме того, этой разностью можно управлять с помощью длины шлейфов l_s . Для фиксированного уровня связи увеличение длины шлейфов l_s приводит к уменьшению связанной линии l (см. рис. 2, а).

В ответвителях на связанных линиях идеальное согласование входа при полном сопротивлении Z_c ($Z_{in} = Z_c$) обеспечивается при условии [10]

$$Z_c = \sqrt{Z_{ce} Z_{co}}. \quad (11)$$

В результате вычислений для направленного ответвителя получены следующие значения параметров элементов эквивалентных схем (см. рис. 2, b, c): $L = 1,8$ нГн, $L_a = 3,2$ нГн, $C_a = 0,1$ пФ, $C_e = 0,2$ пФ и $C_o = 1,8$ пФ.

Численные результаты и их обсуждение

Структура противонаправленного ответвителя на полосковых линиях с сильной боковой связью (0 дБ) получена на материале для печатных плат СВЧ-диапазона Neltec NH9350 толщиной 1,143 мм и диэлектрической проницаемостью 3,5. Толщина медного слоя составляла 35 мкм. Для хорошего согласования ширина микрополосковых линий передачи выбрана равной $w_1 = 2,54$ мм с волновым сопротивлением 50 Ом на центральной частоте $f_0 = 3$ ГГц. Согласно приводимым соотношениям, для обеспечения уровня связи (переходного ослабления) 0 дБ длина l и ширина $l_s + 2w_2$ структуры, показанной на рис. 2, а, были выбраны равными 27,14 мм и 3+2·2,2 мм, что составляло примерно $\lambda/4$ и $\lambda/13$ для центральной частоты $f_0 = 3$ ГГц, где λ – длина электромагнитной волны. Ширина w_s и период шлейфов d_s приняты равными: $w_s = 0,2$ мм, $d_s = 0,6$ мм. Расстояние между шлейфами и линиями передачи составляло $s = 0,2$ мм.

Предлагаемый ответвитель в конструктивном отношении оказался более компактным, нежели микрополосковый ответвитель, описанный в работе [4].

Для численного исследования конструкции направленного ответвителя был выбран метод конечных элементов. Используя численные расчеты матрицы рассеяния ответвителя (0 дБ, кроссовера), по точкам построены графики зависимости S-параметров от частоты (рис. 3). Индексы S-параметров записаны в соответствии с нумерацией портов, указанной на рис. 2, а.

Коэффициент передачи составил не менее минус 0,75 дБ в полосе пропускания 2,85...3,11 ГГц (примерно $f_0 \pm 5\%$). На частоте, близкой к центральной (2,98 ГГц), развязка S_{13} составила не менее 35 дБ. Сдвиг фазы электромагнитных колебаний на выходе 4 относительно входа 1 составил минус 1,7 град.

Описанный направленный ответвитель СВЧ-диапазона на полосковых линиях с высоким уровнем боковой связи (0 дБ), обеспечивающий передачу мощности в один порт, может быть использован в распределительных схемах, в которых нужно исключить пересечения линий передач.

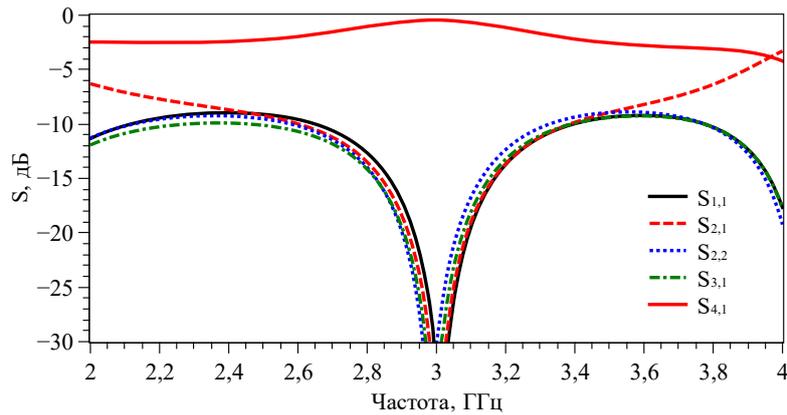


Рис. 3. Зависимость S -параметров матрицы рассеяния кроссовера от частоты
Fig. 3. Dependence of the S -parameters of the crossover scattering matrix on the frequency

Для синтеза сонаправленного ответвителя на связанных линиях выполнялся тот же анализ распространения четных и нечетных мод, что был описан выше. Применяя аналогичные периодические шлейфы, была получена топология 3-х дБ направленного ответвителя на связанных полосковых линиях (рис. 4). На рис. 4 приняты следующие обозначения портов: 1 – входной, 2 – проходной (прямой), 3 – развязанный (изолированный), 4 – связанный.

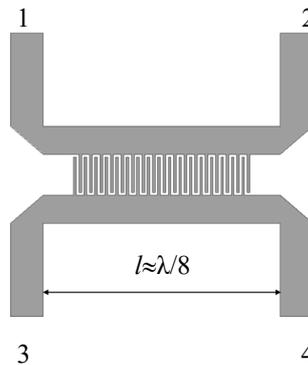


Рис. 4. Сонаправленный 3-х дБ ответвитель на связанных линиях
Fig. 4. Co-directional 3 dB coupled-line coupler

Для исследования сонаправленного ответвителя использовалась та же диэлектрическая подложка. Большинство размеров остались без изменений, как и в топологии, показанной на рис. 2, а. Были скорректированы период шлейфов d_s и расстояние между шлейфами и линиями передачи s . Получено $d_s = 0,62$ мм; $s = 0,21$ мм. Согласно проведенным расчетам длина l структуры составила 14 мм, что приблизительно равно $\lambda/8$ на центральной частоте 3 ГГц. Используя численные расчеты матрицы рассеяния рассматриваемого сонаправленного ответвителя, построены графики зависимости его S -параметров от частоты (рис. 5).

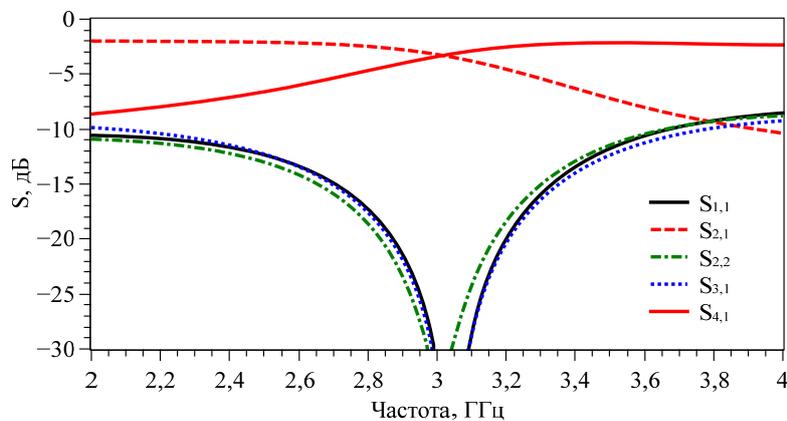


Рис. 5. Частотная зависимость S -параметров 3-х дБ ответвителя на связанных линиях
Fig. 5. Frequency dependence of S -parameters 3 dB coupled-line coupler

Анализ показал, что для сонаправленного ответвителя развязка между входным портом 1 и развязанным портом 3 достигала уровня не менее 40 дБ. В полосе пропускания 2,87...3,16 ГГц (примерно $f_0 \pm 5\%$) разбаланс амплитуд сигналов между рабочими (проходным и связанным) и входным портом составлял минус $(3,4 \pm 0,8)$ дБ.

Заключение

Рассмотрены направленные ответвители СВЧ диапазона на полосковых линиях с высоким уровнем боковой электромагнитной связи (0 и 3 дБ). Синтез ответвителей был основан на увеличении разности между фазовыми скоростями четной и нечетной мод. Это достигалось за счет использования в полосковой топологии ответвителей периодических шлейфов, которые размещались между связанными полосковыми линиями.

Расчет эквивалентных электрических схем связанной линии для одного периода шлейфов с учетом четных и нечетных мод позволил определить параметры и размеры топологии и сделать некоторые выводы о свойствах синтезируемых ответвителей. Основными являются следующие:

- с увеличением уровня связи размер ответвителя увеличивается;
- с увеличением длины шлейфов пропорционально уменьшается длина ответвителя;
- для фиксированного уровня связи площадь ответвителя (представляющая собой произведение длины шлейфов на длину связанной линии) оставалась примерно постоянной величиной.

Синтезированный противонаправленный ответвитель СВЧ-диапазона на полосковых линиях с высоким уровнем боковой связи (0 дБ) в конструктивном отношении является более компактным, нежели микрополосковый ответвитель, описанный в работе [4]. Этот направленный ответвитель обеспечивает передачу входной мощности в один порт и при проектировании СВЧ-техники может быть использован в распределительных схемах, в которых нужно исключить пересечение линий передачи. Также выполнен синтез сонаправленного 3-х дБ ответвителя на связанных полосковых линиях для средней частоты 3 ГГц. Ответвитель является компактным, имеет небольшой разбаланс амплитуд основного и вспомогательного каналов и характеризуется достаточно высокой развязкой с изолированным (развязанным) портом.

Список литературы

1. Малорацкий Л.Г. *Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ*. Москва: Сов. радио; 1976.
2. Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алехин Ю.Н. *Микроэлектронные устройства СВЧ: учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов*. Москва: Высшая школа; 1988.
3. Wu Y., Sun W., Leung S.-W., Diao Y., Chan K.-H. and. Siu Y.-M. Single-layer microstrip high-directivity coupled-line coupler with tight coupling. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2013;61(2):746-753. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2235855.
4. Fujii T., Ohta I. Size-reduction of coupled-microstrip 3-dB forward couplers by loading with periodic shunt capacitive stubs. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2005:1235-1238. DOI: 10.1109/MWSYM.2005.1516900.
5. Hirota N., Tahara Y., Yoneda N. A compact forward coupler using coupled composite right/left-handed transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2009;57(12):3127-3133. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2034304.
6. Hsu S., Wu T. A novel microstrip forward directional coupler based on an artificial substrate. *European Microwave Conference (EuMC)*. 2010:926-930. DOI: 10.23919/EUMC.2010.5616998.
7. Liu H., Fang S.-J., Wang Z., and Zhou Y. Miniaturization of trans-directional coupled line couplers using series inductors, *Progress In Electromagnetics Research C*. 2014;46:171-177. DOI: 10.2528/PIERC13122201.
8. Liu H., Fang S.-J., Wang Z., and Fu S. Analysis and implementation of a dual-band coupled-line trans-directional coupler. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Exp. Briefs*. 2020;67(3):485-490. DOI: 10.1109/TCSII.2019.2918767.
9. Ikalainen K., Matthaei L. Wide-band, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1987;35(8):719-725. DOI: 10.1109/TMTT.1987.1133737.
10. Mongia R., Bahl I., Bhartia P. *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. Norwood: Artech House; 1999.
11. Bahl I. *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Boston: Artech House; 2003.

References

1. Malorackij L.G. [*Mikrominiaturizaciya elementov i ustrojstv SVCh*]. Moscow: Sov. radio; 1976. (in Russ.)
2. Veselov G.I., Egorov E.N., Alekhin Yu.N. [*Mikroelektronnyye ustrojstva SVCh: uchebnoe posobie dlya radiotekhnicheskikh specialnostei vuzov*]. Moscow: Vysshaya shkola; 1988. (in Russ.)
3. Wu Y., Sun W., Leung S.-W., Diao Y., Chan K.-H. and. Siu Y.-M. Single-layer microstrip high-directivity coupled-line coupler with tight coupling. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2013;61(2):746-753. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2235855.
4. Fujii T., Ohta I. Size-reduction of coupled-microstrip 3-dB forward couplers by loading with periodic shunt capacitive stubs. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.* 2005:1235-1238. DOI: 10.1109/MWSYM.2005.1516900.
5. Hirota N., Tahara Y., Yoneda N. A compact forward coupler using coupled composite right/left-handed transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.* 2009;57(12):3127-3133. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2034304.
6. Hsu S., Wu T. A novel microstrip forward directional coupler based on an artificial substrate. *European Microwave Conference (EuMC).* 2010:926-930. DOI: 10.23919/EUMC.2010.5616998.
7. Liu H., Fang S.-J., Wang Z., and Zhou Y. Miniaturization of trans-directional coupled line couplers using series inductors, *Progress In Electromagnetics Research C.* 2014;46:171-177. DOI: 10.2528/PIERC13122201.
8. Liu H., Fang S.-J., Wang Z., and Fu S. Analysis and implementation of a dual-band coupled-line trans-directional coupler. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Exp. Briefs.* 2020;67(3):485-490. DOI: 10.1109/TCSII.2019.2918767.
9. Ikalainen K., Matthaei L. Wide-band, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1987;35(8):719-725. DOI: 10.1109/TMTT.1987.1133737.
10. Mongia R., Bahl I., Bhartia P. *RF and Microwave Coupled-Line Circuits.* Norwood: Artech House; 1999.
11. Bahl I. *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits.* Boston: Artech House; 2003.

Сведения об авторах

Фаняев И.А., к.т.н., доцент кафедры радиофизики и электроники Гомельского государственного университета им. Франциска Скорины.

Information about the authors

Fanyaev I.A., PhD, Associate Professor at the Department of Radiophysics and Electronics of Francisk Skorina Gomel State University.

Адрес для корреспонденции

246019, Республика Беларусь,
г. Гомель, ул. Советская, 104,
Гомельский государственный
университет им. Ф. Скорины;
тел. +375-44-754-01-57;
e-mail: fanyaev@gmail.com
Фаняев Иван Александрович

Address for correspondence

246019, Republic of Belarus,
Gomel, Sovetskaya str., 104,
Francisk Skorina
Gomel State University;
tel. + 375-44-754-01-57;
e-mail: fanyaev@gmail.com
Fanyaev Ivan Alexandrovich