

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.9>

УДК 621.396

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНЫХ ШЛЕЙФНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

Д. А. Летавин

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина,
620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, д.32

Статья поступила в редакцию 14 января 2021 г., после доработки – 10 февраля 2021 г.

Аннотация. Рассмотрена методика проектирования квадратурных шлейфных ответвителей с уменьшенными относительно стандартной конструкции габаритами. Данная методика основана на использовании фильтров нижних частот (ФНЧ), заменяющих четвертьволновые отрезки микрополосковой линии (МПЛ). Помимо этого, рассмотрены схемно-конструктивные варианты реализации компактных ответвителей с управляемой рабочей частотой и разными волновыми сопротивлениями подводящих линий.

Ключевые слова: СВЧ фильтр, микрополосковая линия, миниатюризация, двухшлейфный мост.

Abstract. The method of designing stub quadrature couplers with reduced dimensions relative to the standard design is considered. This technique is based on replacing quarter-wave sections of a microstrip transmission line (MTL) with low-pass filters (LPF), with equivalent frequency characteristics in the vicinity of the central frequency of the device. In addition, the circuit and design implementations of compact couplers with a controlled operating frequency and different wave impedances of the supply lines of the coupler are considered.

Key words: microwave filter, microstrip line, miniaturization, branch-line coupler.

Введение

Направленные ответвители широко используются в СВЧ технике для суммирования и деления мощности. Поскольку такие устройства состоят из

резонансных отрезков линий, то их габариты связаны с длиной волны. Чем ниже рабочая частота, тем больше длина волны и габариты ответвителя. Поэтому в дециметровом диапазоне длин волн, особенно в нижней части этого диапазона, ответвители могут обладать неприемлемо большими габаритами для некоторых приложений. В этом случае требуется выполнить миниатюризацию направленного ответвителя с минимальным ухудшением его частотных характеристик. В литературе представлены разнообразные методы уменьшения размеров ответвителей. Рассмотрим лишь некоторые из них. В работах [1, 2] применяются сосредоточенные элементы вместо четвертьволновых отрезков, в [3] предложены Т-цепочки с вырезами в экране, в [4] применяются П-схемы, в [5, 6, 7] шлейфы холостого хода, в [8] планарные ячейки, в [9, 10, 11] используются многослойные подложки. Авторы перечисленных схемно-конструктивных решений по уменьшению размеров ответвителей мало внимания уделяют описанию методик расчета параметров компактных ответвителей и приводят лишь известные обобщенные выражения. Поэтому для того, чтобы синтезировать конструкции компактных ответвителей и целенаправленно подходить к проектированию таких устройств, требуется разработать методику, описывающую все этапы разработки. Следует отметить также, что ранее рассмотренные и описанные в литературе миниатюрные ответвители спроектированы и функционируют на одной заданной частоте и могут быть подключены без согласующих устройств лишь к цепям с одинаковыми значениями волновых сопротивлений. Поэтому одной из целей данной работы было рассмотрение некоторых схемно-конструктивных вариантов реализации компактных ответвителей с изменяемой рабочей частотой и разными волновыми сопротивлениями подводящих линий.

1. Методика проектирования

Одним из вариантов уменьшения габаритных размеров направленных ответвителей является замена прямолинейных отрезков МПЛ с волновым сопротивлением ρ и электрической длиной $\theta = 90^\circ$ ($\theta = \beta l$) на участки меньшей длины с геометрией проводников, отличающейся от исходной, и имеющих

сходные частотные характеристики в окрестности центральной частоты устройства. Эти участки могут рассматриваться как отрезки длинных линий, которые описываются распределенными параметрами [12-17]. Эквивалентная схема участка линии с выделенными П- (CLC – емкость, индуктивность, емкость) и Т-звеньями (LCL – индуктивность, емкость, индуктивность) показана на рис. 1. На данной схеме элементы R и G описывают потери в линии.

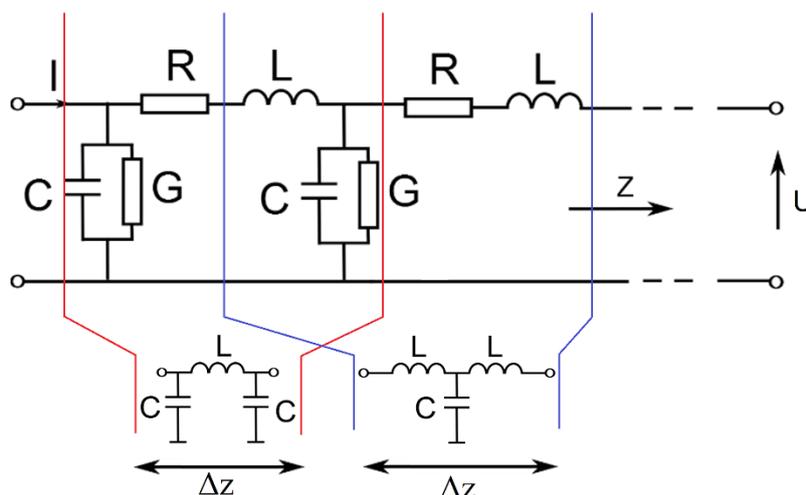


Рис. 1. Эквивалентная схема участка линии с распределенными параметрами.

Для описания волновых процессов в длинных линиях используются телеграфные уравнения (1), связывающие ток и напряжение в линии:

$$\begin{aligned} \frac{\partial U}{\partial z} &= -L \frac{\partial I}{\partial t} - IR \\ \frac{\partial I}{\partial z} &= -C \frac{\partial U}{\partial t} - UG \end{aligned} \quad (1)$$

На основе этих уравнений в [18] были получены известные выражения для волнового сопротивления линии (2) и фазовой скорости волны в ней (3):

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3)$$

Фазовая скорость и длина волны в линии связаны соотношением (4):

$$\lambda = \frac{v_{\phi}}{f} \quad (4)$$

Из выражений (3), (4) следует, что с увеличением емкости C фазовая скорость и длина волны в линии уменьшаются. Это дает возможность уменьшать габариты СВЧ устройств, в данном случае шлейфных квадратурных ответвителей.

Топология стандартного двухшлейфного направленного ответвителя представлена на рис. 2. Для расчета его параметров требуется определить длину волны в линии на центральной частоте устройства и ширину линий передачи для требуемых значений волновых сопротивлений отрезков Z_1 и Z_2 . В свою очередь, волновые сопротивления Z_1 (5) и Z_2 (6) четвертьволновых отрезков МПЛ рассчитываются с учетом требуемого коэффициента деления мощности k (7) между выходными портами направленного ответвителя [19]:

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{k} \quad (5)$$

$$Z_2 = Z_0 \sqrt{\frac{k}{k+1}} \quad (6)$$

$$k = \frac{P_3}{P_4} \quad (7)$$

где P_3, P_4 – мощности сигналов на выходах с номерами 3, 4; Z_0 – волновое сопротивление подводящих линий. При равном делении входной мощности между выходами ответвителя коэффициент $k = 1$. Тогда при $Z_0 = 50$ Ом имеем $Z_1 = 50$ Ом, $Z_2 = 35,35$ Ом.

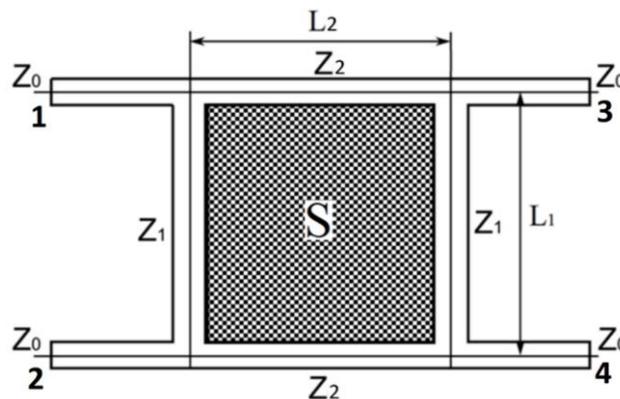


Рис. 2. Топология стандартного двухшлейфного направленного ответвителя.

Габариты обычного двухшлейфного моста определяются размерами четвертьволновых отрезков МПЛ L_2 и шлейфов L_1 . Из рис. 2 видно, что в таком

устройстве между двумя парами четвертьволновых отрезков микрополосковой линии заключена площадь S , которая не имеет технического назначения и которую можно использовать для размещения проводников в компактном ответвителе.

Как было отмечено выше и как показано на рис. 3, для уменьшения габаритных размеров ответвителя можем использовать замену отрезков МПЛ на Т- и П-звенья с теми же частотными характеристиками, но имеющие меньшие размеры.

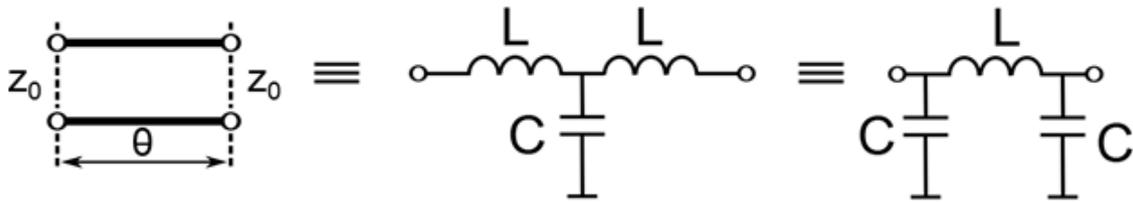


Рис. 3. Замещение отрезка линии Т- или П-звеньями.

В [20] было отмечено, что для описания четырехполюсников удобно использовать матрицу передачи A . Для микрополосковой линии она представлена выражением (8), а для Т- и П-звеньев – выражениями (9) и (10):

$$[A]_{МПЛ} = \begin{bmatrix} \cos \theta & j\rho \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{\rho} & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$[A]_T = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & 2j\omega L - j\omega C \omega^2 L^2 \\ j\omega C & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[A]_П = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ 2j\omega C - j\omega L \omega^2 C^2 & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix} \quad (10)$$

Приравнивая друг другу элементы матриц передачи МПЛ (8) и П- и Т-звеньев (9), (10), получаем формулы для расчета номиналов индуктивности и емкости звеньев, приведенные в таблице 1 (где $\omega=2\pi f$, f – центральная частота устройства).

Таблица 1. Формулы для расчета Т- и П-образных схем замещения

Конструкция	Формулы	
Т-схема ФНЧ	$L = \frac{\rho}{\omega} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}$	$C = \frac{1}{\omega \rho} \sin \theta$
П-схема ФНЧ	$L = \frac{\rho}{\omega} \sin \theta$	$C = \frac{1}{\omega \rho} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}$

Для проверки этих соотношений в программе *Cadence AWR* [21] был спроектирован ответвитель на центральную частоту $f=1$ ГГц, реализованный на Т-звеньях из сосредоточенных элементов, эквивалентная схема которого показана на рис. 4. Рассчитанные номиналы LC-элементов звеньев, применяемых для миниатюризации направленного ответвителя, сведены в таблицу 2.

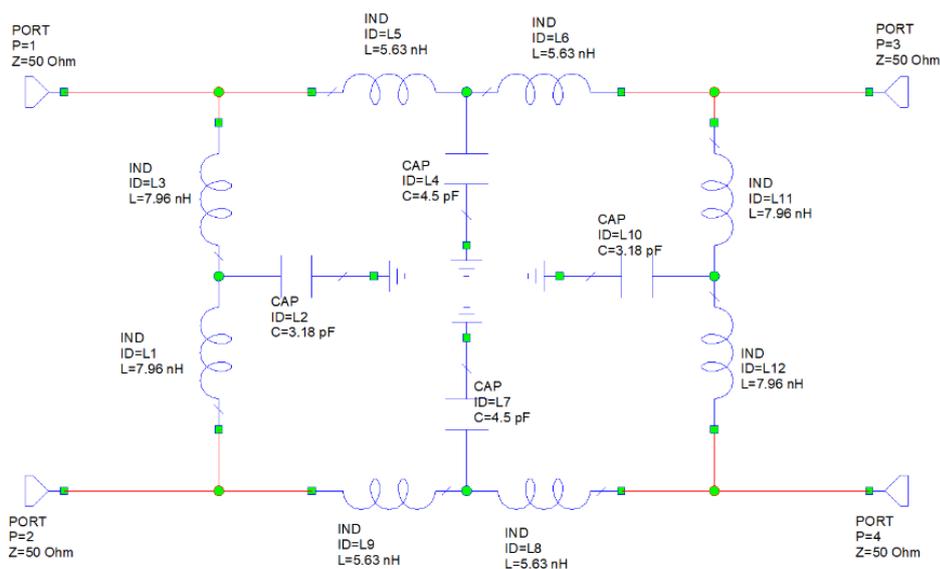


Рис. 4. Эквивалентная схема компактного ответвителя на ФНЧ.

Таблица 2. Рассчитанные номиналы LC элементов для Т-звеньев

Элементы (волновое сопротивление)	Номиналы элементов
L_1 (35,35 Ом)	5,63 нГн
C_1 (35,35 Ом)	4,5 пФ
L_2 (50 Ом)	7,96 нГн
C_2 (50 Ом)	3,18 пФ

На рис. 5а представлены рассчитанные в программе Cadence AWR частотные характеристики компактного ответвителя, на рис. 5б – зависимость разности фаз сигналов в его выходных плечах.

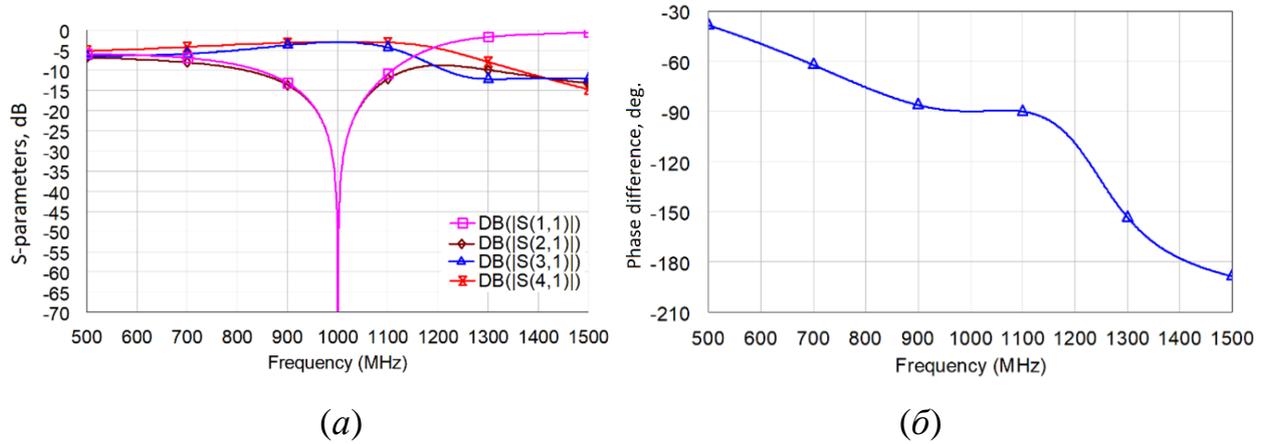


Рис. 5. S-параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя на рис.4.

Таблица 3. Представление сосредоточенных LC элементов в виде печатных проводников.

Цепь на сосредоточенных элементах	Элементы на распределенных параметрах	Формула перехода ($l < \lambda_{\pi} / 8$)
		$L = \frac{\rho l}{f \lambda_{\pi}}$
		$C = \frac{l}{\rho f \lambda_{\pi}}$

Для определения топологии печатных проводников компактного ответвителя требуется выполнить переход от сосредоточенных элементов к элементам с распределенными параметрами. Выражения для такого перехода приведены в [13]. Используя формулы в таблице 3 (в ней λ_l имеет тот же смысл, что λ в (4)), были рассчитаны габариты планарных LC элементов для

ответвителя с центральной частотой 1 ГГц на подложке *FR4* ($\epsilon = 4,4$, $tg\delta = 0,02$) толщиной 1 мм.

При помощи формул в таблице 3 рассчитываются габариты *LC*-элементов в микрополосковом исполнении. Топология полученного ответвителя показана на рис. 6, а его частотные характеристики, рассчитанные в *AWR*, приведены на рис.7. Для дополнительного уменьшения габаритов ответвителя используются изгибы высокоомных отрезков при сохранении их длины.

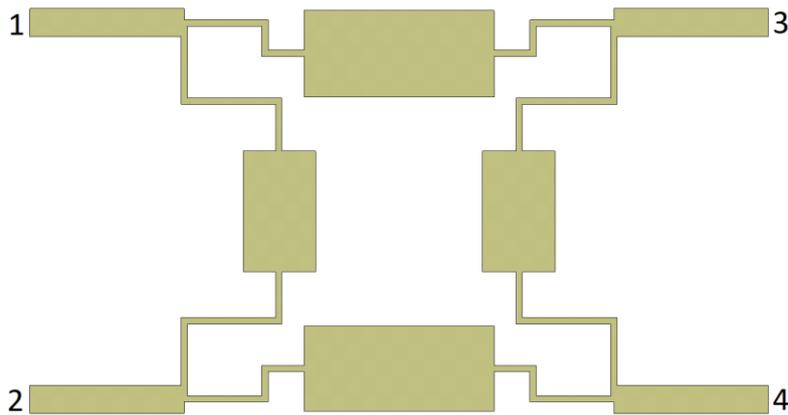


Рис. 6 Топология компактного ответвителя.

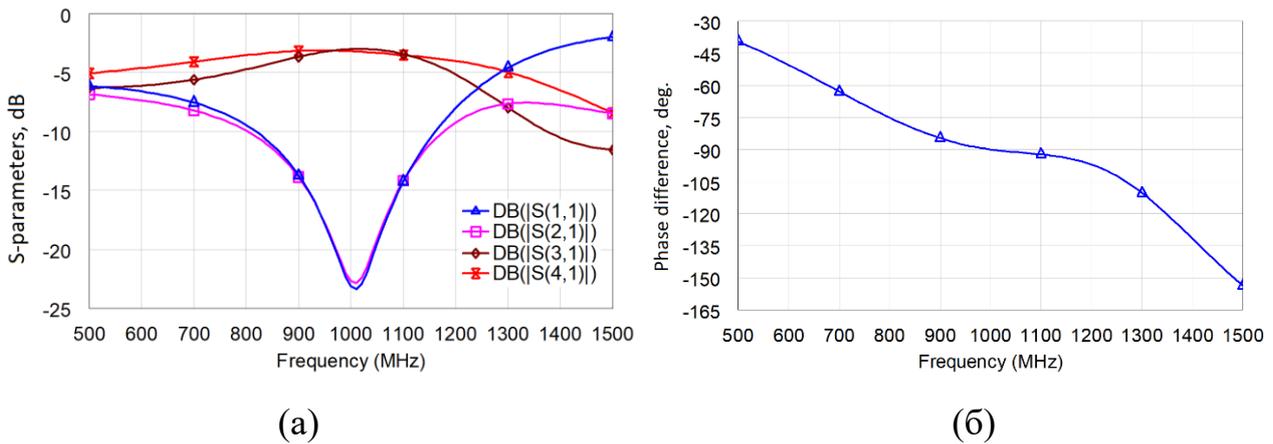


Рис. 7. S-параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя на рис. 6.

Стандартная конструкция моста на частоту 1 ГГц, реализованного на четвертьволновых отрезках МПЛ на подложке *FR4*, имеет площадь 2058 мм². Компактный мост на ту же частоту на той же подложке имеет площадь 28,8 мм x 27 мм = 777,6 мм², что на 62.2% меньше по сравнению с площадью

стандартной конструкции (без учета длин питающих линий). Полоса частот ответвителя, оцениваемая по уровню развязки -20 дБ, составляет 65 МГц (относительная полоса 6,5%). На центральной частоте дисбаланс между коэффициентами передачи в выходные плечи составляет $\pm 0,2$ дБ, а разность фаз выходных сигналов равна 90° . В результате миниатюризации происходит сужение полосы частот с 10,5% до 6,5%, что связано с некоторым отличием в полосе частот фазо-частотной характеристика (ФЧХ) четвертьволнового отрезка и ФЧХ ФНЧ. На рис. 8 приведены обе ФЧХ, имеющие одинаковое значение -90° на центральной рабочей частоте 1000 МГц, при этом в диапазоне частот характер зависимостей разный.

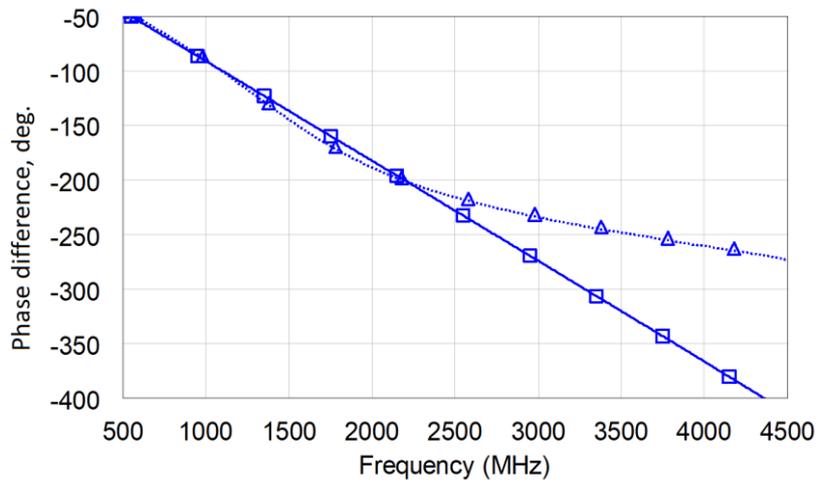


Рис. 8. Сравнение ФЧХ четвертьволнового отрезка МПЛ (сплошная линия) и ФНЧ (пунктирная линия).

Суммируя вышесказанное, можно выделить следующие шаги в предложенной методике проектирования компактного ответвителя:

1. При помощи приведенных формул по известным значениям параметров ρ , ω , θ вычислить номиналы LC -элементов для требуемых Т- или П-звеньев, используемых вместо четвертьволновых отрезков.

2. Выполнить переход от расчётных сосредоточенных LC -элементов к элементам с распределенными параметрами, используя приведенные формулы для планарных LC -элементов. В результате такого перехода получаем топологию компактного ответвителя.

3. Провести коррекцию габаритов элементов компактного моста для минимизации влияния паразитных связей и неоднородностей в нем, сказывающихся на конечных характеристиках устройства.

4. Выполнить оптимизацию параметров конструкции компактного ответвителя в специализированных системах моделирования и автоматизированного проектирования. Это позволяет адаптировать топологию устройства для получения требуемых частотных характеристик.

Отметим, что замена лишь двух идентичных отрезков МПЛ на ФНЧ, как показано на рис. 9, позволяет сократить временные затраты на проектирование ответвителя с одним уменьшенным размером, но не позволяет добиться сокращения другого размера. На рис. 10 показаны частотные характеристики такого устройства, рассчитанные в программе *Cadence AWR*.

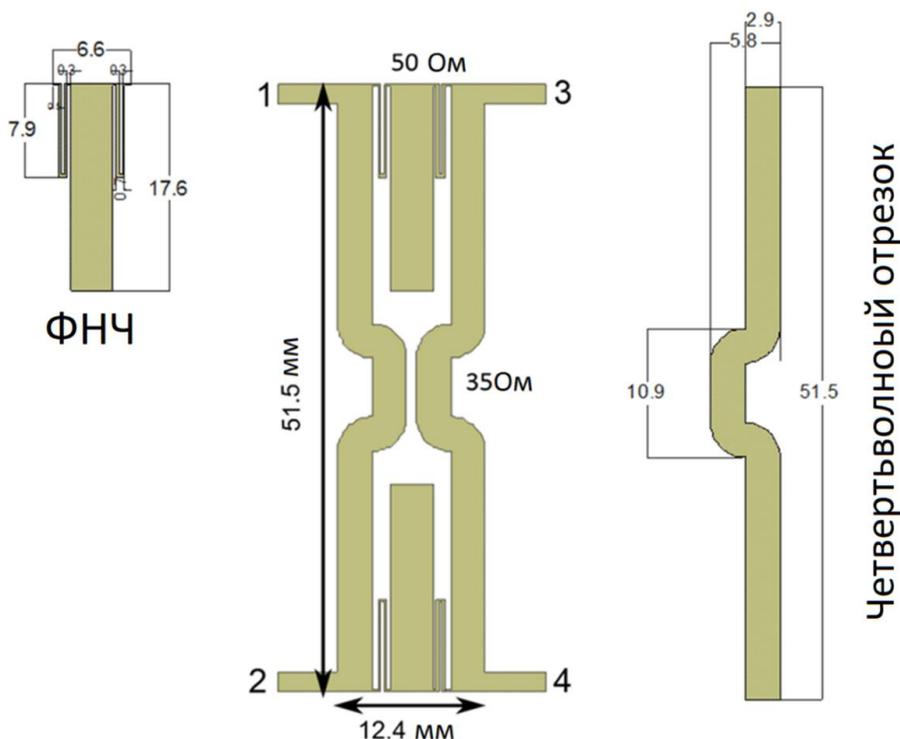


Рис. 9. Топология ответвителя с заменой двух отрезков МПЛ на ФНЧ.

Площадь этой конструкции равна $51.5 \text{ мм} \times 12.4 \text{ мм} = 638.6 \text{ мм}^2$. Без учета длин питающих линий она составляет 21.4% от площади стандартной полноразмерной конструкции. Направленный ответвитель работает в полосе частот 92 МГц (10.2% при центральной частоте 900 МГц), что лишь на 0.6%

уже, чем у стандартной конструкции. На центральной частоте дисбаланс между коэффициентами передачи составляет $\pm 0,3$ дБ, а разность фаз выходных сигналов равна 90° .

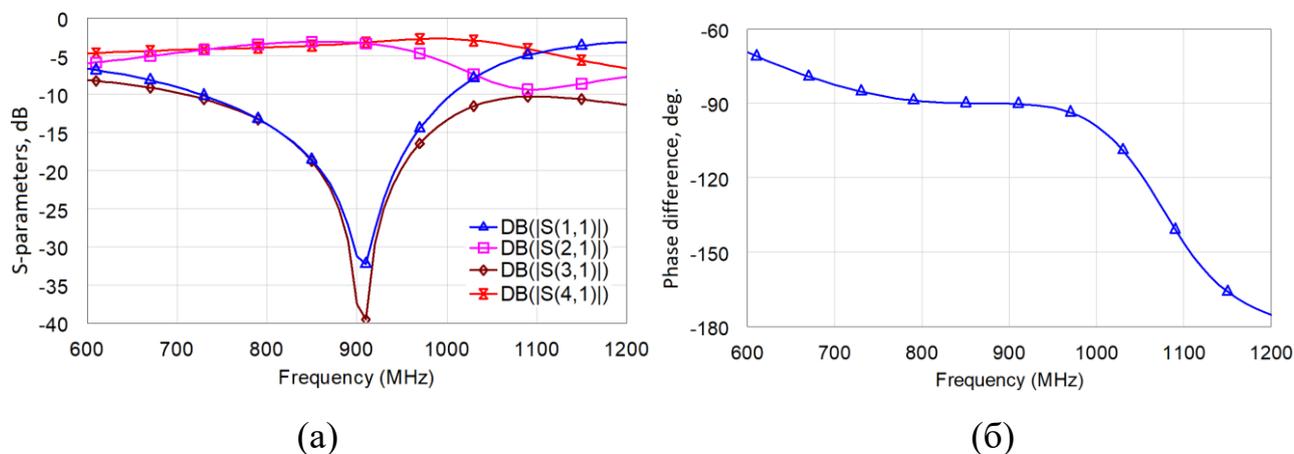


Рис.10. S-параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя на рис. 9.

Следует отметить, что если подводящие линии ответвителей требуется подключать к устройствам, входное сопротивление которых отличается от 50 Ом, то в этом случае необходимо использовать дополнительные согласующие цепи. Чтобы этого избежать, требуется спроектировать ответвитель с разными сопротивлениями на входе и выходе. Так как направленный ответвитель является симметричным устройством с двумя плоскостями симметрии (вертикальной и горизонтальной) [22], то это позволяет анализировать его методом синфазного и противофазного возбуждения. При этом возможность разделения ответвителя с помощью плоскостей симметрии позволяет рассматривать и варианты конструкций с разными волновыми сопротивлениями подводящих линий. На рис. 11 представлена схема ответвителя с 50- и 75-Омными подводящими линиями. Данный ответвитель представляет собой компоновку из двух половин конструкций, относящихся к разным ответвителям. В этом случае в компактном варианте ответвителя вместо отрезков МПЛ с разными сопротивлениями на входе и выходе используются ФНЧ с соответствующими сопротивлениями входов и выходов [23].

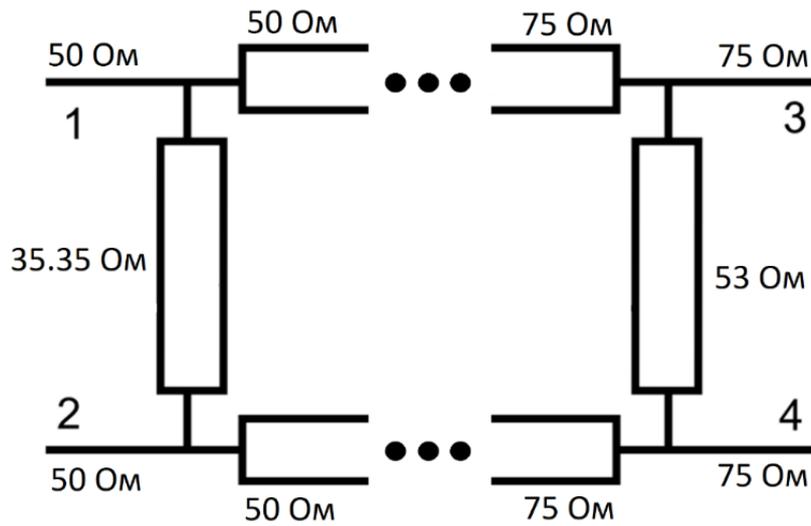


Рис. 11. Схема ответвителя с разными значениями волновых сопротивлений подводящих линий.

Спроектированный по предложенной схеме компактный ответвитель на Т-звеньях показан на рис. 12. В качестве подложки используется *FR4* ($\epsilon = 4.4$, $tg\delta = 0.02$) толщиной 1 мм. Рассчитанные частотные характеристики такого устройства представлены на рис. 13.

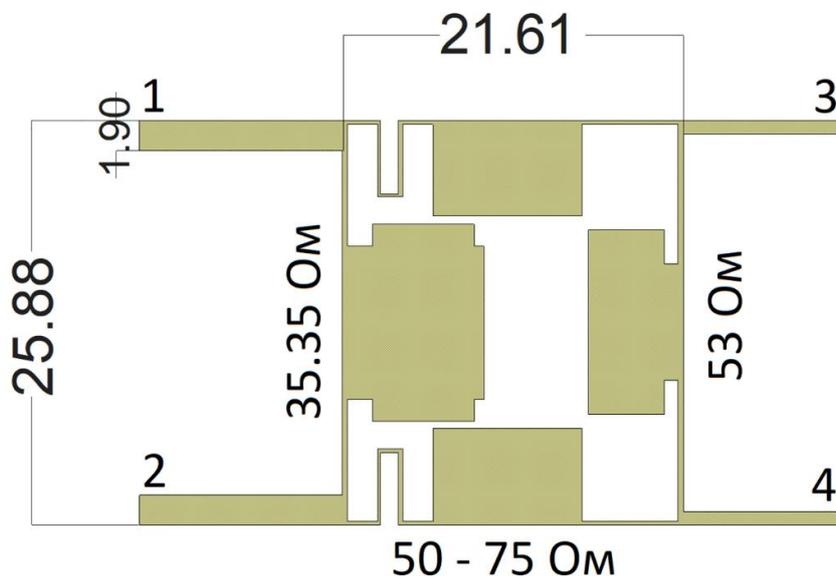


Рис. 12. Топология направленного ответвителя с волновыми сопротивлениями входов/выходов 50 и 75 Ом.

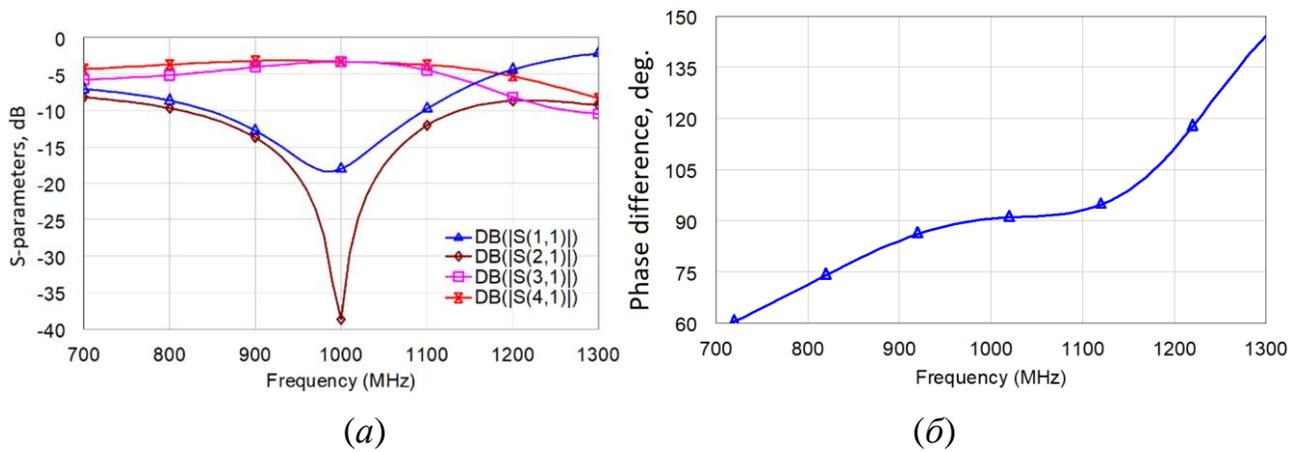


Рис. 13. S -параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя на рис. 12.

Площадь устройства равна $25.88 \times 21.61 = 559.27 \text{ мм}^2$, что на 70% меньше площади стандартной конструкции. Относительная рабочая полоса частот по уровню развязки -20 дБ достигает 8.3%. На центральной частоте 1 ГГц коэффициенты передачи имеют значения $-3.3 \pm 0.15 \text{ дБ}$, а разность фаз выходных сигналов равна 90.5° .

Компактный ответвитель с уменьшенными размерами конденсаторов

Сначала с помощью программы *ANSYS HFSS* [24] была спроектирована и рассчитана конструкция компактного ответвителя на рабочую частоту 1 ГГц на подложке *FR4* ($\epsilon = 4,4$, $\text{tg}\delta = 0,02$) толщиной $h = 1 \text{ мм}$. На рис. 14 показана топология ответвителя, а на рис. 15 представлены его рассчитанные частотные характеристики. Площадь устройства равна $21,3 \times 21,1 = 449,43 \text{ мм}^2$, что в 4,5 раза меньше площади стандартной конструкции. Относительная ширина полосы рабочих частот по уровню -20 дБ коэффициента развязки достигает 7,5%. На центральной частоте разность фаз выходных сигналов ответвителя равна 90° , а коэффициенты передачи имеют значения $-3,7 \text{ дБ}$.

Основную часть площади компактного ответвителя на рис. 14 занимают конденсаторы. За счет увеличения диэлектрической проницаемости разделяющего слоя в них, либо уменьшения зазора между их пластинами можно уменьшить габариты конденсаторов с сохранением их номиналов.

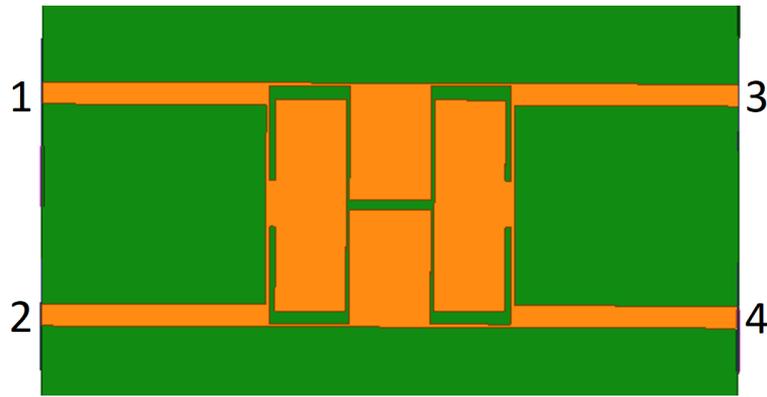


Рис. 14. Топология компактного ответвителя.

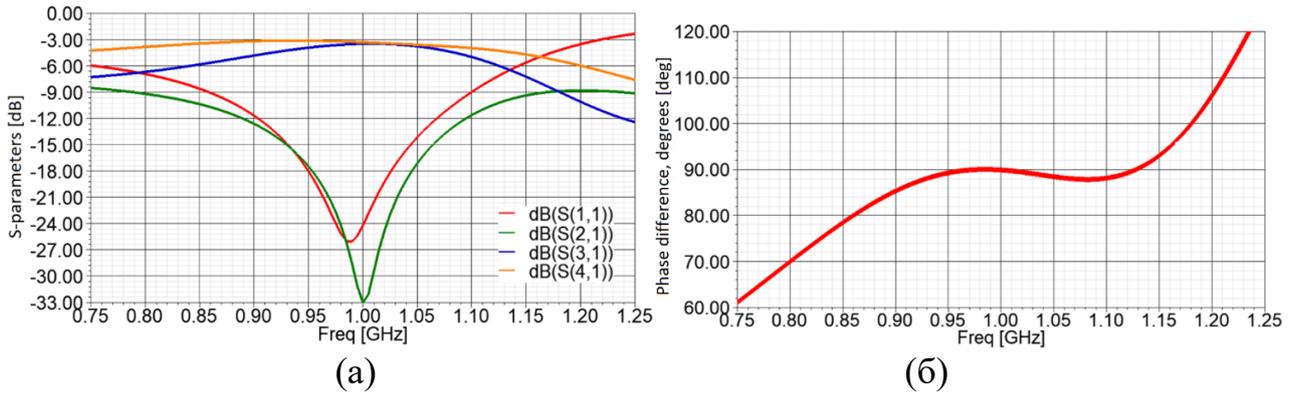


Рис. 15. S -параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя на рис. 14.

Увеличение диэлектрической проницаемости подложки между пластинами конденсаторов. Материал подложки *FR4* толщиной 1 мм, заключенный между пластинами конденсаторов, заменяется на ФЛАН-7.2 с проницаемостью $\epsilon = 7.2$ такой же толщины (рис. 16). Это позволяет уменьшить габариты конденсаторов на 18% и, как следствие, уменьшить площадь всего ответвителя до величины $18 \times 18,9 = 340,2 \text{ мм}^2$, что на 24,3% меньше, чем у ответвителя на рис. 14. Частотные характеристики ответвителя на рис. 16, рассчитанные с помощью программы *HFSS*, представлены на рис.17.

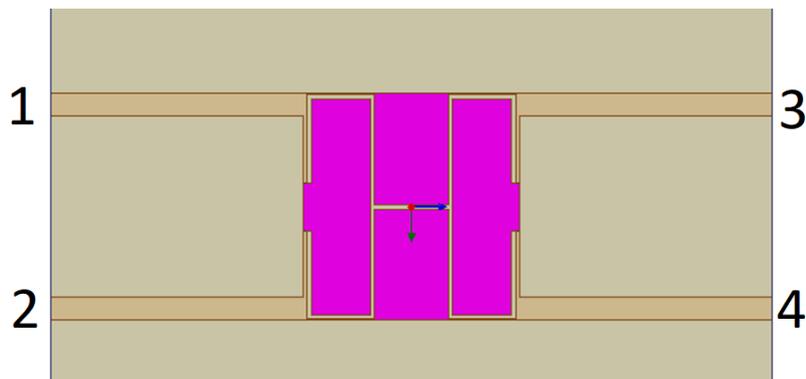


Рис. 16. Топология компактного ответвителя с диэлектрическими вставками.

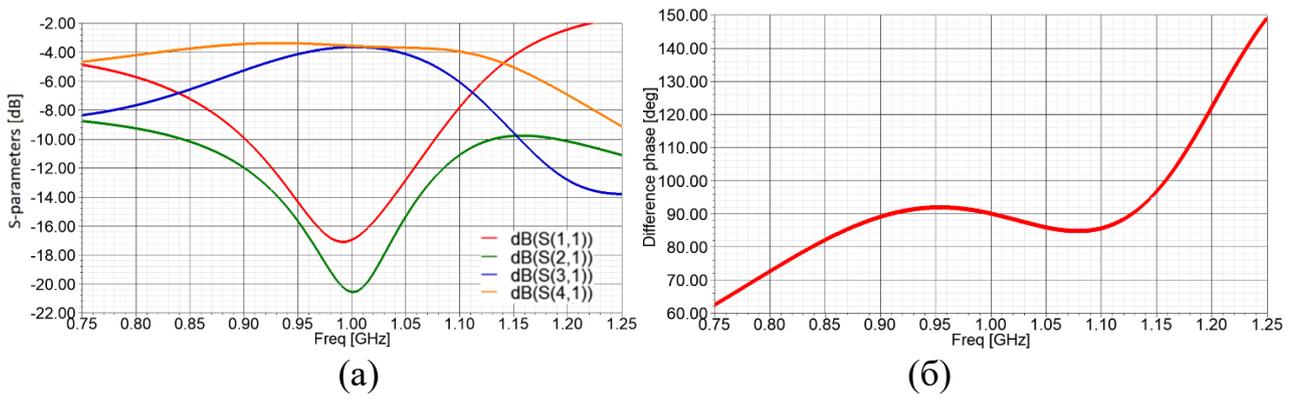


Рис. 17. S -параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя на рис. 16.

Как видим, применение диэлектрических вставок и соответствующее изменение конструкции моста приводит к некоторому ухудшению его частотных характеристик: на центральной частоте 1 ГГц разность фаз выходных сигналов ответвителя равна $90,5^\circ$, а коэффициенты передачи принимают значения $-3,7$ дБ; относительная ширина полосы рабочих частот по уровню -20 дБ коэффициента развязки составляет 2%.

Уменьшение зазоров между пластинами конденсаторов. Уменьшение расстояния между обкладками конденсаторов до 0.8 мм было достигнуто за счет добавления дополнительного слоя металлизации внутри подложки, как показано на рис. 18, на котором $h_1 = 0.8$ мм, $h_2 = 0.2$ мм.



Рис. 18. Реализация плоскопараллельного конденсатора с использованием многослойной технологии.

За счет уменьшения расстояния между обкладками конденсаторов до $h_1 = 0.8$ мм удается уменьшить площадь ответвителя до величины $20 \times 20.1 = 402$ мм². В качестве подложки используется FR4: $\epsilon = 4,4$, $tg\delta = 0,02$, $h = h_1 + h_2 = 1$ мм. Частотные характеристики данного устройства, рассчитанные путем

численного моделирования, представлены на рис. 19. Относительная рабочая полоса по уровню -20 дБ коэффициента развязки достигает 6.3%. На центральной частоте 1 ГГц разность фаз выходных сигналов ответвителя равна 90° , а коэффициенты передачи имеют значение -3.55 дБ.

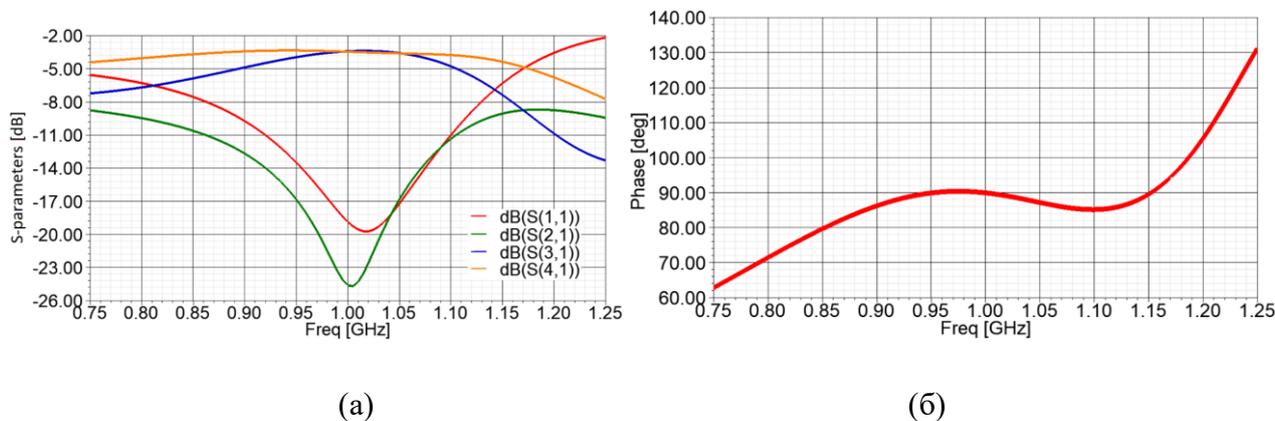


Рис. 19. S -параметры (а) и разность фаз выходных сигналов (б) ответвителя с конденсаторами, реализованными по многослойной технологии на рис. 18.

В целом, можно сделать вывод о том, что увеличение диэлектрической проницаемости или уменьшение толщины разделяющего слоя между пластинами конденсаторов позволяют дополнительно уменьшить габариты ответвителя. Однако, при этом происходит некоторое ухудшение его частотных характеристик.

2. Ответвитель с настраиваемой центральной частотой

Стандартная конструкция ответвителя предполагает функционирование на одной заданной частоте. Для того, чтобы иметь возможность изменять рабочую частоту ответвителя, в составе ФНЧ можно использовать переменные емкости. Изменение номиналов таких элементов может быть выполнено механическим или электрическим способом. В нашем случае предложена конструкция компактного ответвителя, у которого емкость изменяется механически. В отличие от электронной перестройки номиналов элементов механический способ не требует установки дополнительных элементов и наличия питания. Недостатком механической перестройки конденсатора является некоторая потенциальная неточность установки нужного номинала.

Сдвигаемые диэлектрические полосы. В тех случаях, когда необходимо изменять рабочую частоту ответвителя на фиксированные значения, можно использовать сдвигаемые пластины, позволяющие изменять номиналы конденсаторов и рабочую частоту устройства. Такие пластины могут быть выполнены из различных материалов (рис. 20, вид 2), либо использовать различные вариации одного материала подложки (рис. 20, вид 1).

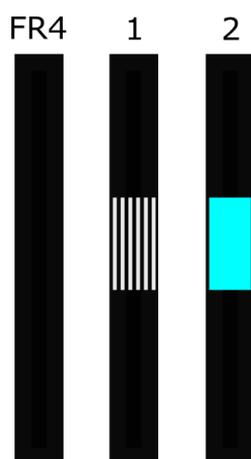


Рис. 20. Варианты материалов, используемых для сдвигаемых диэлектрических полосок.

Изменение материала подложки осуществляется только между обкладками конденсаторов, что позволяет изменять их номиналы при неизменной площади. Увеличение диэлектрической проницаемости слоя между обкладками конденсатора позволяет увеличить его номинал и, наоборот, уменьшение диэлектрической проницаемости позволяет уменьшить его номинал. При этом центральная частота ответвителя соответственно уменьшается или повышается. Конструкция компактного ответвителя, в котором рабочая частота изменяется при помощи пластин с вставками из разных материалов, показана на рис.21. Подложка выполнена из материала *FR4* ($\epsilon = 4,4$, $tg\delta=0,02$) толщиной 1 мм.

Пусть, например, требуется спроектировать ответвитель, в котором изменение центральной частоты происходит на фиксированные значения $\pm 0,15$ ГГц. Поскольку у двух пар Т-звеньев габариты конденсаторов разные, то для изменения их номиналов на нужные величины требуются разные пластины.

Для смещения частоты вниз на 0,15 ГГц требуется использовать диэлектрические полоски с $\varepsilon = 7$ и $\varepsilon = 6,5$ толщиной 1 мм (рис. 22а), а для смещения частоты вверх на 0,15 ГГц требуется использовать полоски с $\varepsilon = 2,85$ и $\varepsilon = 2,75$ толщиной 1 мм (рис. 22б). Рассчитанные с помощью программы *HFSS* характеристики ответвителей со смещенными центральными частотами показаны на рис. 23, 24.

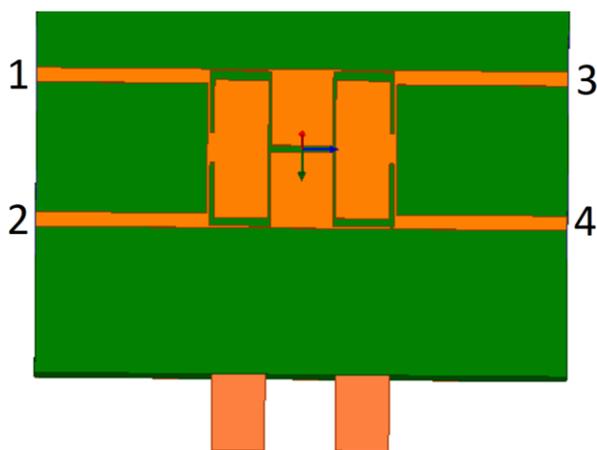


Рис. 21. Топология компактного ответвителя в *ANSYS HFSS*.

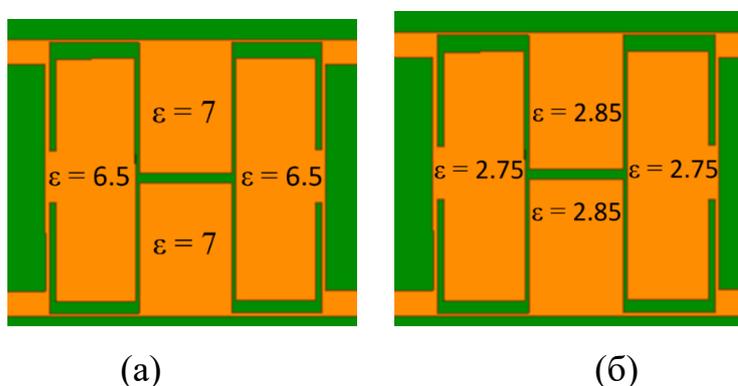


Рис. 22. Значения диэлектрических проницаемостей слоев между пластинами конденсаторов: при смещении центральной частоты вниз на 0.15 ГГц (а) и при смещении центральной частоты вверх на 0.15 ГГц (б).

Как видно из результатов моделирования, за счет разных диэлектрических полосок удастся изменять рабочую частоту компактного ответвителя на заданные фиксированные значения. Однако такой способ имеет ограничения, связанные с тем, что при его практической реализации требуемые материалы, обладающие нужными значениями диэлектрической проницаемости, не всегда могут быть доступны.

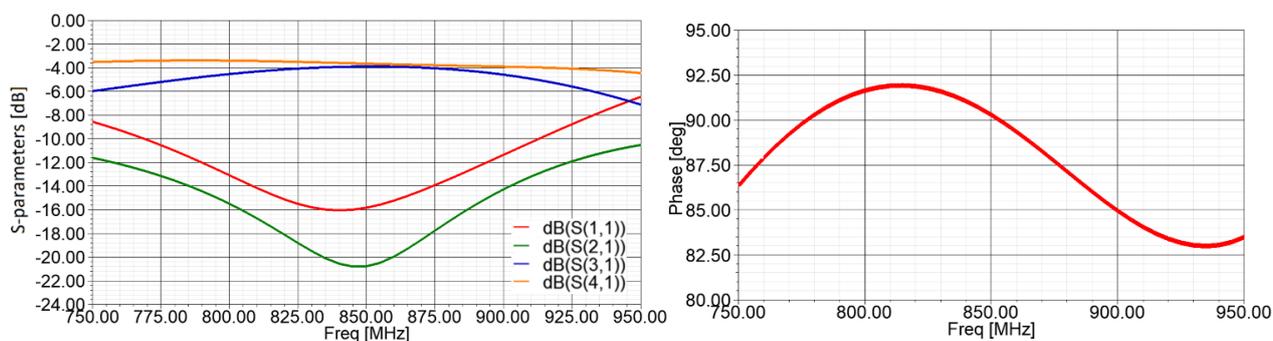


Рис. 23. Частотные характеристики компактного ответвителя (S -параметры и разность фаз выходных сигналов) при смещении центральной частоты вниз на 0,15 ГГц.

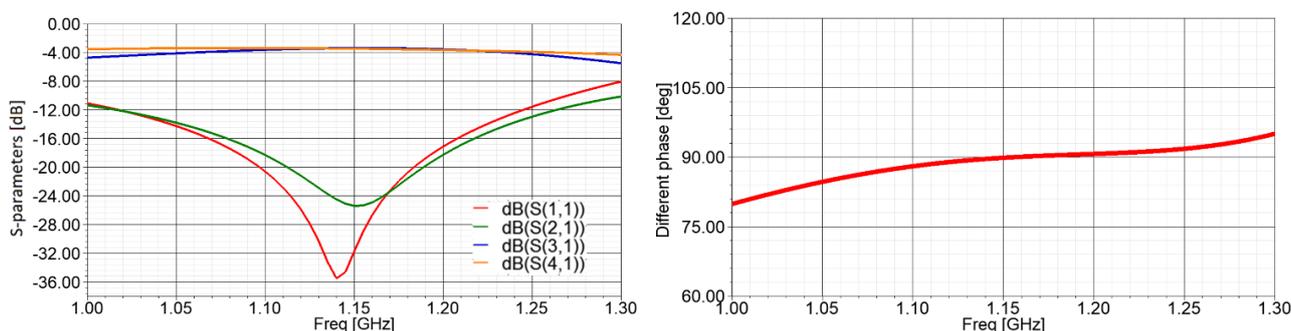


Рис. 24. Частотные характеристики компактного ответвителя (S -параметры и разность фаз выходных сигналов) при смещении центральной частоты вверх на 0,15 ГГц.

4. Заключение

Описана методика проектирования компактных СВЧ ответвителей с использованием Т-звеньев, заменяющих четвертьволновые отрезки МПЛ. Данная методика позволяет значительно сократить время проектирования компактных ответвителей. За счет увеличения диэлектрической проницаемости и уменьшения толщины слоя между пластинами конденсаторов в составе Т-звеньев удастся дополнительно уменьшить габариты ответвителя. При этом происходит некоторое ухудшение его частотных характеристик. Помимо этого, предложен способ изменения рабочей частоты устройства за счет сдвигаемых диэлектрических полосок, а также приведен вариант реализации ответвителя с разными сопротивлениями подводящих линий передачи.

Литература

1. Chiang Y.-C., Chen C.-Y. Design of a Wide-Band Lumped-Element 3- dB Quadrature Coupler. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2001. Vol.49. No.3. P.476-479. <https://doi.org/10.1109/22.910551>
2. Yu X., Sun S. Design of RF/Microwave Planar Crossovers Using Pure-Series-Connected Lumped Elements. *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. San Diego, CA. 2017. P.2231-2232. <https://doi.org/10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073158>
3. Wang H., Liu X., Cai W., Cao H. Design and Realization of a New Compact Branch-line Coupler Using Defected Ground Structure. *2008 9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology*. 2008. <https://doi.org/10.1109/ICSICT.2008.4734818>
4. Chung D.-H. Design of HTS 3 dB Hybrid Coupler Using Lumped Elements for Radio Astronomy. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2013. Vol.23. No.3. P.1501904. <https://doi.org/10.1109/TASC.2013.2245492>
5. Barik R.K., Kumar K.W.P., Karthikeyan S.S. Compact Wideband 3dB Branch Line Coupler with Multiple Symmetric PI Section. *2015 European Microwave Conference (EuMC)*. 2015. <https://doi.org/10.1109/EuMC.2015.7345753>
6. Eccleston K.W., Ong S.H.M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2003. Vol.51. No.10. P.2119-2125. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2003.817442>
7. Liao S.-S., Peng J.-T. Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers Using the Quasi-Lumped Elements Approach With Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2006. Vol.54. No.9. P.3508-3514. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.880650>
8. Koziel S., Kurgan P. Rapid Hierarchical Simulation-Driven Design of Compact MultiSection Branch-Line Couplers. *2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*. 2015. <https://doi.org/10.1109/NEMO.2015.7415030>

9. Horii Y. Super-Compact Multi-Layered CRLH Couplers Designed in Left-handed Phase-Advanced Region. *2009 European Microwave Conference (EuMC)*. Rome, Italy. 2009. P.362-365. <https://doi.org/10.23919/EUMC.2009.5296260>
10. Tseng C.-H. Compact LTCC Rat-Race Couplers Using Multilayered Phase-Delay and Phase-Advance T-Equivalent Sections. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*. 2010. Vol.33. No.3. P.543-551. <https://doi.org/10.1109/TADVDP.2010.2044660>
11. Kapitanova P., Kholodnyak D., Humbla S., Perrone R., Mueller J., Hein M.A., Vendik I. 180° Power Dividers Using Metamaterial Transmission Lines. *14th Conference on Microwave Techniques, COMITE*. Prague, Czech Republic, 2008, P.1-4. <https://doi.org/10.1109/COMITE.2008.4569917>
12. Бессонов Л.А. *Теоретические основы электротехники. Электрические цепи*. Москва, Высшая школа.. 1996.
13. Лебедев И. В. *Техника и приборы СВЧ*. Москва, Высшая школа, 1970.
14. Харкевич А.А. *Теоретические основы радиосвязи*. Москва, ГИТТЛ. 1957.
15. Атабеков Г.И., Купалян С.Д., Тимофеев А.Б., Хухриков С.С. *Теоретические основы электротехники*. Москва, Энергия. 1979.
16. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов СВ. *Основы теории цепей*. Москва, Энергоатомиздат. 1989.
17. Ионкин П.А. *Теоретические основы электротехники*. Москва, Высшая школа. 1976 г.
18. Чавчанидзе Г.Д., Артемов А.А. *Длинные линии. Основные положения и решения: Учебное пособие*. Москва, РУТ (МИИТ). 2019. 66 с.
19. Романенко С. Н., Дмитренко В.П., Воскобойник В.А. Расчет шлейфных направленных ответвителей на МПЛ с учетом дисперсии и потерь в линиях. *Радиоелектроніка, інформатика, управління*. 2013. №2. С.32-36.
20. Фуско В. *СВЧ цепи. Анализ и проектирование*. Москва, Радио и связь. 1990. 288 с.
21. Cadence. AWR Design Environment [online]. AWR. Accessed 10.01.2021. URL: <https://www.awr.com/ru>

22. Альтман Дж.Л. *Устройства сверхвысоких частот*. Москва, Мир. 1968. 487 с.
23. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. *Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи*. Пер с англ. под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнера. Москва, Связь. 1971. Т.1. 440 с. Т.2. 496 с.
24. Ansys. 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design [online]. Accessed 10.01.2021. URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>

Для цитирования:

Летавин Д.А. Миниатюризация квадратурных шлейфных направленных ответвителей. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.9>