

Методика проектирования экранированного многослойного направленного ответвителя

Кузьмин С.В.¹, Коровин К.О.¹, Андропов А.В.¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 191186, Российская Федерация
*Адрес для переписки: sergey-v-kuzmin@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 01.03.2021

Принята к публикации 18.03.2021

Ссылка для цитирования: Кузьмин С.В., Коровин К.О., Андропов А.В. Методика проектирования экранированного многослойного направленного ответвителя // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 63–70. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70

Аннотация: В статье рассматривается реализация направленных ответвителей в микрополосковой линии, предназначенной для линий связи в диапазоне частот 2–3 ГГц, на подложке из широко используемого и общедоступного материала R04350, с коэффициентом связи 3–7 дБ. Эти направленные ответвители были разработаны с учетом дополнительных граничных условий для уменьшения габаритных размеров устройства. В ходе численного моделирования уточнялись поправочные коэффициенты, использованные для предварительных аналитических расчетов. Данные численного эксперимента были проверены при помощи измерений макета.

Ключевые слова: СВЧ-устройства, направленный ответвитель с лицевой связью, методы оптимизации, миниатюризация

Введение

Несмотря на то, что общая тенденция развития высокочастотной техники направлена на сокращение аналоговой части фидерного тракта, направленные ответвители по-прежнему востребованы. Развитие их конструкций идет в направлениях увеличения ширины полосы рабочих частот и уменьшения массогабаритных характеристик. В статье рассматривается реализация направленных ответвителей в микрополосковом тракте.

Существует множество конструкций направленных ответвителей в микрополосковом тракте, но с точки зрения технологичности и возможности серийного производства, лишь некоторые из них нашли широкое применение в промышленности. В основном это структуры с боковой и лицевой связью [1].

Направленные ответвители в печатном исполнении с боковой связью применяются, как правило, когда необходимо обеспечить переходное ослабление 10–20 дБ для измерения мощности в фидерном тракте. При этом, стремятся увеличить направленность, как правило, за счет применения структур, описанных в [2–4]. Поскольку при таком переходном ослаблении зазор между полосками получается широким и реализуемым по технологии печатных плат, то такие направленные ответвители

обладают повторяющимися характеристиками и успешно применяются. Кроме того, подобные устройства выдерживают высокие уровни средней и импульсной мощности, особенно, после покрытия лаком.

Направленные ответвители с переходным ослаблением в 3–8 дБ необходимы в основном при создании диаграммообразующих схем, в частности, матричных [5]. При таком переходном ослаблении зазор между полосками в структуре с боковой связью становится узким и практически не реализуемым по технологии печатных плат. Даже применяя другие технологии (напыление и т. п.), не удастся обеспечить повторяемость, высокие рабочие мощности, технологичность и низкую стоимость. Поэтому был осуществлен переход к структурам с лицевой связью.

Выпускаемые серийно образцы многослойных печатных направленных ответвителей с лицевой связью через тонкий слой диэлектрика имеют ряд недостатков, существенными из которых являются следующие:

- при монтаже на печатную плату возникают паразитные реактивности, которые, в результате, ухудшают характеристики направленных ответвителей в составе изделия;

– серийно выпускаются самые востребованные номиналы по переходному ослаблению, которые не всегда подходят для построения диаграммообразующих схем для формирования необходимого амплитудно-фазового распределения;

– изготовление направленных ответвителей по технологии многослойных печатных плат затрудняет прототипирование из-за высокой стоимости единичных образцов.

Указанные недостатки привели к тому, что возникла необходимость поиска более технологичной структуры направленных ответвителей. На данный момент активно развиваются направленные ответвители с лицевой связью через щель в экране. В [6] было отмечено, что степень связи определяется шириной щели. Подобная структура описана в [7]. Там, в области связи, полосковые линии имеют большую ширину, чем регулярные линии и скошены под углом 45° для снижения коэффициента отражения. В [8] форма полосков в области связи предлагается в виде ромбов, а щель имеет форму шестиугольника. В [9] полоски и щель выполнены в форме эллипсов, что, при правильном подборе размеров, позволяет существенно улучшить характеристики.

Постановка задачи

Направленный ответвитель, описанный в [9], имеет открытую структуру. Полоски в области связи неэкранированы, и на них могут влиять внешние границы, например, крышки корпуса или соседние элементы на плате. Если, например, диаграммообразующая схема обладает плотной компоновкой, то необходимо уменьшить габариты входящих в него элементов. В связи с этим возникла необходимость создания методики проектирования подобных направленных ответвителей с учетом влияния экранов, с целью уменьшения габаритных размеров.

В качестве примера рассматриваются направленные ответвители, построенные для линий связи в диапазоне частот 2–3 ГГц, на подложке из распространенного и широкодоступного материала RO4350, с переходным ослаблением 3–7 дБ.

Методы исследования

На данный момент нет аналитической модели, позволяющей синтезировать конструкцию рассматриваемого направленного ответвителя с достаточной точностью. Известные аналитические выражения помогают получить предварительные размеры структуры. Поэтому, проектирование направленных ответвителей включает в себя этап предварительных аналитических расчетов и этап численных экспериментов в системе автоматизированного проектирования (САПР).

Поскольку численные эксперименты в САПР требуют больших вычислительных мощностей, то для

расчетов выбран метод конечных разностей во временной области. При этом есть возможность использования вычислительных систем на основе графических процессоров, что приводит к многократному ускорению расчетов, которое снижает время вычислений до разумных величин, и применение численных методов оптимизации становится возможным.

Аналитические расчеты

Приведем аналитические выражения из [9–11] для расчета структур, показанных на рисунке 1. Конструкция, приведенная на рисунке 1b состоит из двух слоев диэлектрика и трех слоев металлизации. На внешних слоях металлизации формируются микрополосковые линии, переходящие в эллипсы. Часть металлизации во внутреннем слое удаляется и формируется эллиптическое окно. Центры и большие полуоси всех эллипсов совпадают. Малая полуось внутреннего эллиптического окна больше одинаковых малых полуосей внешних металлизированных эллипсов.

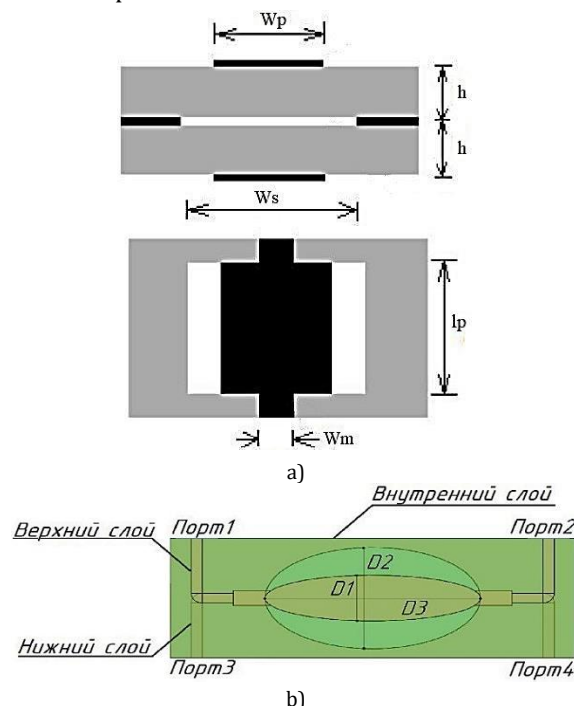


Рис. 1. Геометрия задачи: а) исходная структура; б) рассматриваемая структура

Fig. 1. Structure of Design: a) Initial Structure; b) Structure Under Consideration

Требуемые волновые сопротивления для четных и нечетных волн находятся из уравнений:

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + 10^{\frac{-C_{дБ}}{20}}}{1 - 10^{\frac{-C_{дБ}}{20}}}},$$

$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 10^{\frac{-C_{дБ}}{20}}}{1 + 10^{\frac{-C_{дБ}}{20}}}},$$
(1)

где S_{dB} – коэффициент связи ответвителя в дБ; Z_0 – волновое сопротивление подводящей линии.

Для структуры, изображенной на рисунке 1а, указанные волновые сопротивления будут равны:

$$Z_{oe} = \frac{60\pi K(k_1)}{\sqrt{\epsilon_r} K'(k_1)},$$

$$Z_{oo} = \frac{60\pi K'(k_2)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k_2)},$$
(2)

где

$$k_1 = \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi w_s}{4h}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi w_s}{4h}\right) + \cosh^2\left(\frac{\pi w_p}{4h}\right)}},$$

$$k_2 = \tanh\left(\frac{\pi w_p}{4h}\right),$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \ln\left(2\sqrt{\frac{1+k}{1-k}}\right), & \text{для } 0,707 < k \leq 1 \\ \frac{\pi}{2 \ln\left(2\sqrt{\frac{1+\sqrt{1-k^2}}{1-\sqrt{1-k^2}}}\right)}, & \text{для } 0 \leq k \leq 0,707 \end{cases}$$

Приравняв соответствующие волновые сопротивления в уравнениях (1) и (2) мы получим искомые размеры линий. В простейшем случае решение можно найти графически.

Введём некоторые вспомогательные обозначения: $R_x = 0,5D_1$, $R_y = 0,5D_3$, $R_m = 0,5D_2$.

Для нахождения полуосей эллипсов вводятся поправочные коэффициенты:

$$D_3 = k_y(\sqrt{l_p^2 + w_p^2} + l_p),$$

$$D_1 = k_x\left(\frac{w_p l_p}{D_3}\right),$$

$$D_2 = k_m\left(\frac{w_s l_p}{D_3}\right),$$
(3)

где $l_p = \Lambda/4$ в микрополосковой линии.

В [1] $k_x = 1,273$, $k_y = 0,5$, $k_m = 1,273$.

Подготовка модельного эксперимента

Исходно, для предварительных расчетов и оптимизации характеристик, формируется упрощенная модель, показанная на рисунке 2.

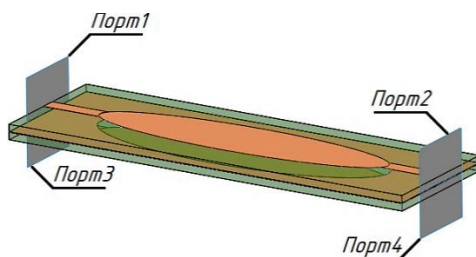


Рис. 2. Предварительная модель направленного ответвителя
Fig. 2. Preliminary Model of Directional Coupler

Как видно из рисунка 2, сформированная предварительная модель упрощена. Для изготовления экспериментального образца необходимо развести подводящие линии по сторонам, чтобы появилась возможность установки радиочастотных соединителей. Такая модель нужна для ускорения оптимизации характеристик ответвителя при изменении полуосей эллипсов за счет уменьшения размеров структуры. Еще одной причиной формирования именно такой начальной модели является возможность корректного переноса референсных плоскостей портов к началу эллипсов для исключения подводящих линий и ускорения расчетов.

Результаты работы с моделью

Подставим в модель значения полуосей, вычисленные аналитически. После численных расчетов в САПР методом конечных разностей во временной области получаются результаты для $R_x = 2,75$ мм, $R_y = 9,03$ мм, $R_m = 2,93$ мм, показанные на рисунках 3 и 4.

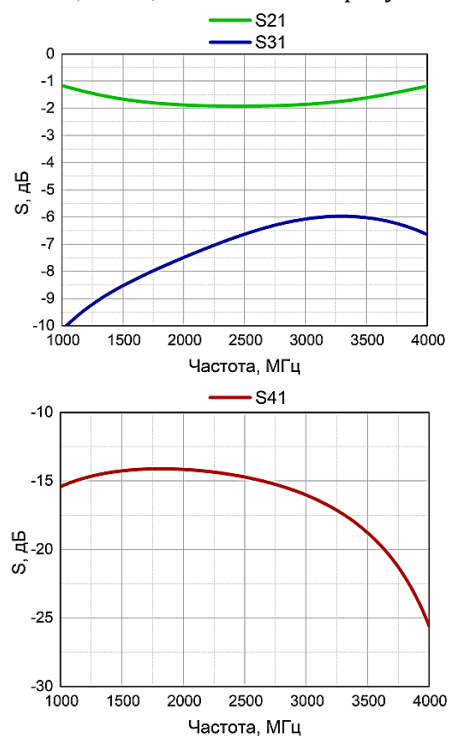


Рис. 3. Коэффициенты передачи

Fig. 3. Transmission Coefficients

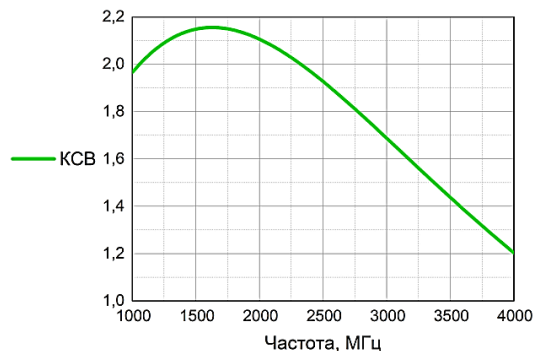


Рис. 4. Коэффициент стоячей волны (КСВ) по напряжению
Fig. 4. Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

Проведем оптимизацию характеристик для $R_x = 2,42$ мм, $R_y = 11,0$ мм, $R_m = 5,0$ мм. Результаты можно увидеть на рисунках 5 и 6.

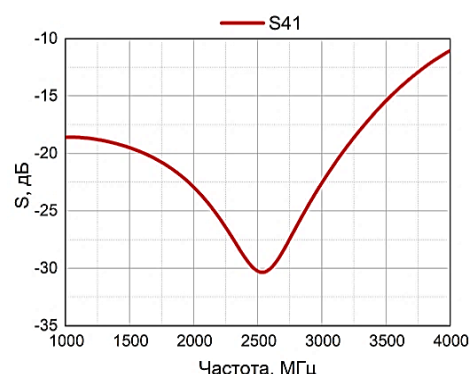
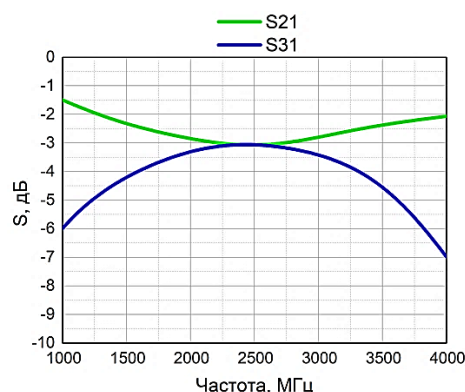


Рис. 5. Коэффициенты передачи после оптимизации

Fig. 5. Transmission Coefficients After Optimization

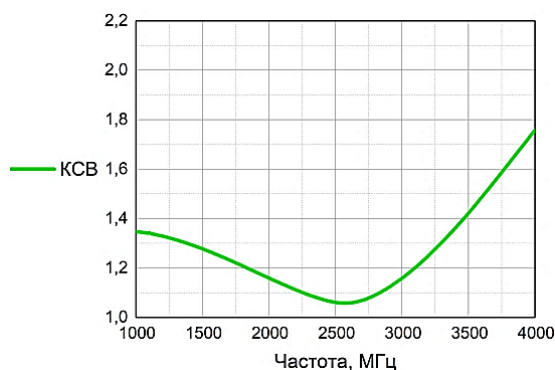


Рис. 6. КСВ после оптимизации

Fig. 6. VSWR After Optimization

Уровень КСВ понижается при помощи трансформатора между регулярной микрополосковой линией и внешними эллипсами. Найти размеры трансформатора можно в результате численных экспериментов, но это занимает много времени. Поэтому применим другую методику. Перенесем референсные плоскости портов к началам внешних эллипсов и получим матрицу рассеяния направленного ответвителя. Затем экспортируем эту матрицу в САПР, основанную на теории цепей СВЧ. Дополним новую модель трансформаторами и проведем оптимизацию характеристик. Результаты показаны на рисунках 7 и 8. Размеры трансформатора $L_{tr} = 3,92$ мм, $W_{tr} = 1,67$ мм.

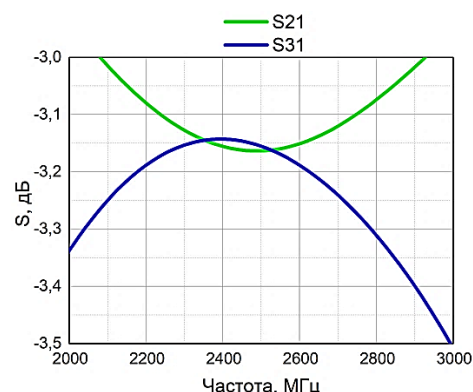


Рис. 7. Коэффициенты передачи после оптимизации в САПР, основанной на теории цепей СВЧ

Fig. 7. Transmission Coefficients After Optimization with CAD Based on Microwave Circuit Theory

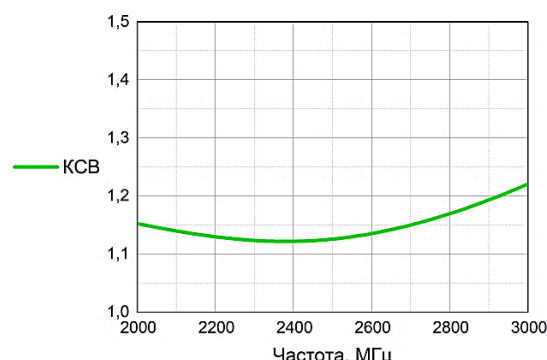


Рис. 8. КСВ после оптимизации в САПР, основанной на теории цепей

Fig. 8. VSWR After Optimization with CAD, Based on Circuit Theory

Описанный подход к вычислению размеров трансформатора является гибридным и совмещает аналитические расчеты методом теории цепей СВЧ и численные методы оптимизации. При этом скорость получения результатов возрастает многократно, по сравнению с расчетами в САПР с применением численных методов электродинамики.

Новая, уточненная, модель направленного ответвителя изображена на рисунке 9. Выходы разнесены, поскольку на основе этой модели изготавливается макет для натуральных экспериментов.

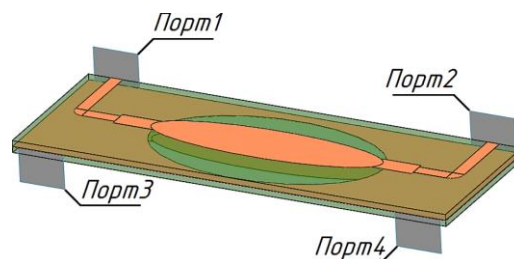


Рис. 9. Уточненная модель направленного ответвителя с трансформаторами

Fig. 9. Refined Model of Directional Coupler with Baluns

После очередной корректировки геометрических размеров в ходе оптимизации характеристик получаются результаты для $R_x = 2,64$ мм, $R_y = 10,5$ мм, $R_m = 5,86$ мм, $L_{tr} = 3,11$ мм, $W_{tr} = 1,7$ мм, показанные на рисунках 10–11.

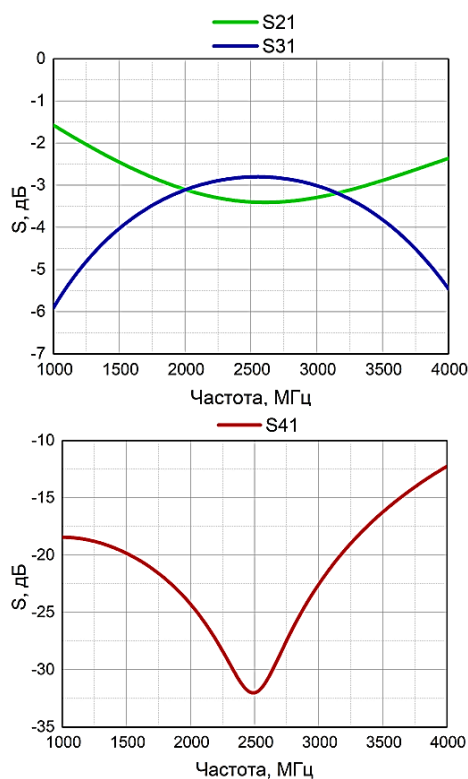


Рис. 10. Коэффициенты передачи

Fig. 10. Transmission Coefficients

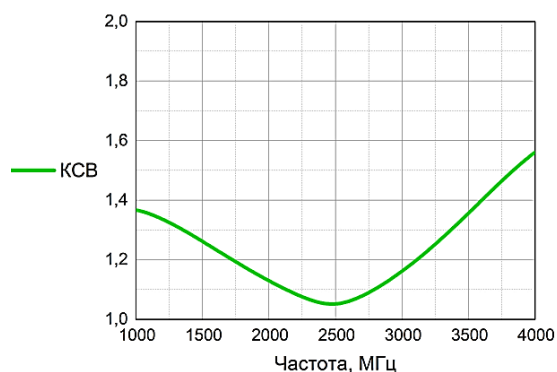


Рис. 11. KCB

Fig. 11. VSWR

Уточнение аналитических выражений

Полученные в результате оптимизации в ходе численных экспериментов геометрические размеры позволяют скорректировать коэффициенты в (3). Новые коэффициенты будут: $k_x = 1,363$, $k_y = 0,609$, $k_m = 2,640$. Используем их для получения размеров направленного ответвителя, характеристики которого сдвинуты на 300 МГц вверх по частоте. Результаты численного моделирования для $R_x = 2,41$ мм, $R_y = 9,86$ мм, $R_m = 4,98$ мм приведены на рисунках 12 и 13. Таким образом возможно получить коэффициенты в (3) и для других значений ослабления. Полученные коэффициенты приведены в таблице 1.

Так, выражения (3) с учетом табличных коэффициентов позволяют синтезировать необходимые

размеры направленного ответвителя без продолжительных численных экспериментов, в результате чего сокращается время получения характеристик.

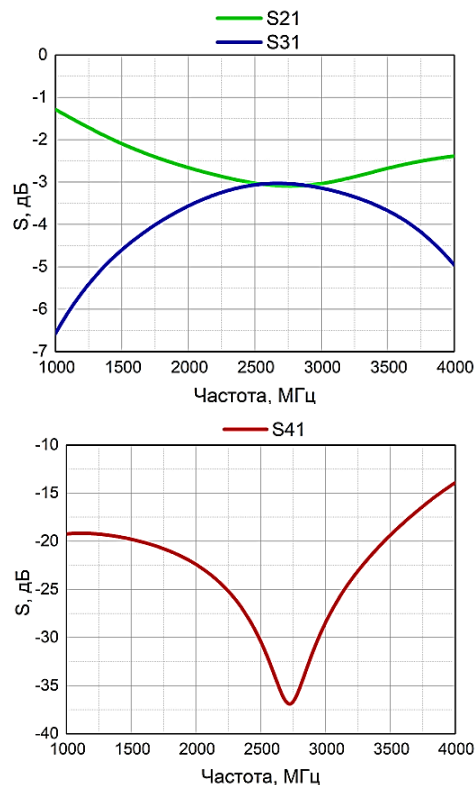


Рис. 12. Коэффициенты передачи

Fig. 12. Transmission Coefficients

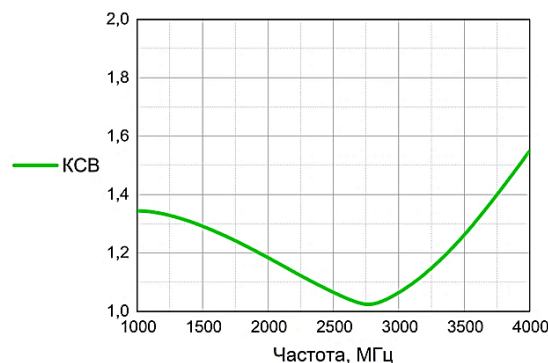


Рис. 13. KCB

Fig. 13. VSWR

ТАБЛИЦА 1. Поправочные коэффициенты

TABLE 1. Correction Factors

k \ $C, \text{ дБ}$	3,0	6,0	6,6	10,5
k_x	1,363	1,339	1,315	1,252
k_y	0,609	0,613	0,614	0,615
k_m	2,640	1,823	1,840	1,696

Результаты натурных экспериментов

Для проведения натурных экспериментов был сконструирован направленный ответвитель из материала R04350 с высотой от полоска до экрана 3

мм, показанный на рисунке 14. Результаты измерений для $R_x = 2,64$ мм, $R_y = 10,5$ мм, $R_m = 5,86$ мм, $L_{tr} = 3,11$ мм, $W_{tr} = 1,7$ мм показаны на рисунках 15 и 16.

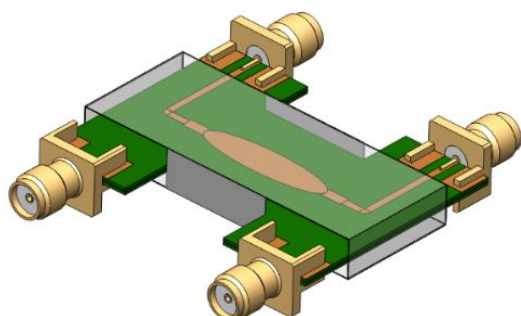


Рис. 14. Макет направленного ответвителя

Fig. 14. Prototype of Directional Coupler

При изменении высоты экрана характеристики меняются существенным образом и перестают меняться при высоте более 5 мм. Изменяя высоту экрана, возможно осуществлять точную настройку характеристик направленного ответвителя и устройств на их основе, например, диаграммообразующих схем.

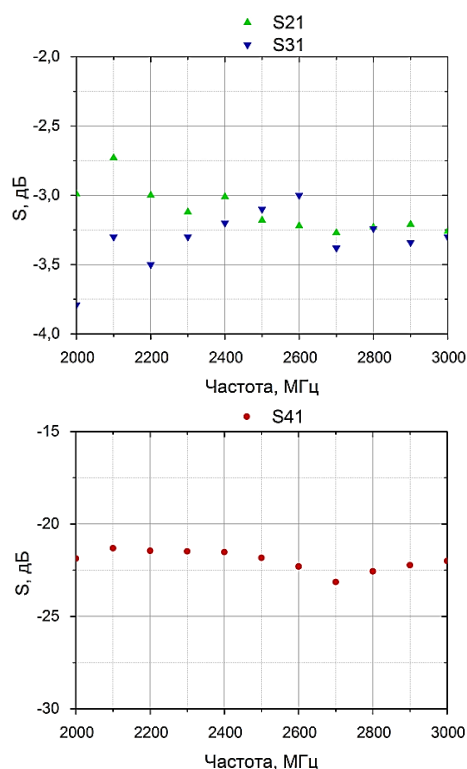


Рис. 15. Измеренные коэффициенты передачи

Fig. 15. Measured Transmission Coefficients

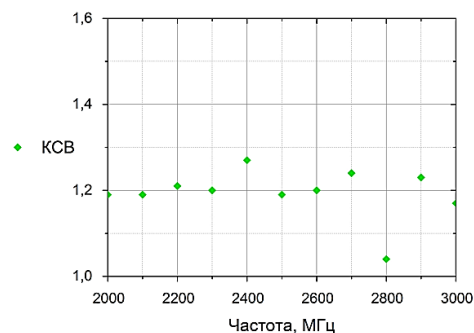


Рис. 16. Измеренный KCB

Fig. 16. Measured VSWR

Заключение

В работе показана методика предварительного расчета и уточнения коэффициентов для создания направленного ответвителя. Представленная методика позволяет ускорить проектирование НО с лицевой связью эллиптических проводников через эллиптическую щель в экране с учетом внешних близко расположенных экранов. Полученные в ходе численных экспериментов коэффициенты могут быть использованы для синтеза конструкции направленных ответвителей с переходным ослаблением 3–11 дБ без длительных численных расчетов. В результате введения в конструкцию экранов общая высота структуры уменьшается более, чем в два раза.

Дальнейшее развитие тематики миниатюрных и экранированных СВЧ-устройств с лицевой связью через щель может быть направлено на увеличение рабочей полосы частот, как предлагается, например, в [13]. Другим важным направлением является создание ответвителей с высокой направленностью, как показано в [3]. С увеличением направленности повышаются требования к окружающим граничным условиям. В том числе требуется дополнительная экранировка.

На основе структур, рассмотренных в работе [10], также могут быть созданы широкополосные фазосдвигающие цепи [14], которые особенно актуальны в современных антенных решетках. Введение в конструкцию элементов настройки может позволить создание нового класса фазовращателей с ручным и электромеханическим управлением [15].

Экранированные широкополосные направленные ответвители и фазовращатели могут быть основой для построения матриц Батлера в двумерных многолучевых антенных системах.

Список используемых источников

1. Неганов В.А., Яровой Г.П. Теория и применение устройств СВЧ. М.: Радио и связь, 2006. 720 с.
2. High-directivity microstrip coupler having periodically indented conductors. Patent US, no. 3629733A, 21.12.1971
3. Uysal S., Turner C.W., Watkins J. Nonuniform transmission line codirectional couplers for hybrid MIMIC and superconductive applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. 42. Iss. 3. PP. 407–414. DOI:10.1109/22.277434
4. Uysal S., Aghvami H. Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers

- in inhomogeneous media // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1989. Vol. 37. PP. 969–976. DOI:10.1109/22.25398
5. Ibrahim S.Z., Bialkowski M.E. Wideband butler matrix in microstrip-slot technology // Asia Pacific Microwave Conference (Singapore, 7–10 December 2009). IEEE, 2009. PP. 2104–2107. DOI:10.1109/APMC.2009.5385262
6. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 279 с.
7. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. 255 с.
8. Abdelghani L., Denidni T.A., Nedil M. Design of a broadband multilayer coupler for UWB beamforming applications // Proceedings of the 41st European Microwave Conference (Manchester, UK, 10–13 October 2011). IEEE, 2011. PP. 810–813. DOI:10.23919/EuMC.2011.6101895
9. Abbosh A.M., Bialkowski M.E. Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. Iss. 2. DOI:10.1109/TMTT.2006.889150
10. Abbosh A.M. Ultra-Wideband Phase Shifters // Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. Iss. 9. DOI:10.1109/TMTT.2007.904051
11. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. М.: Радио и связь, 2000. 536 с.
12. Moroz A.V., Davydov V.V., Malanin K.Y., Krasnov A.A., Rud V.Yu. Features of the construction of the noise compensation circuit of a small-sized active phased antenna array // Journal of Physics: Conference Series. 2019. Vol. 1400. Iss. 4.
13. Binti Muklas, N.S., Rahim, S.K.A., Seman, N. et al. A Design of Compact Ultra Wideband Coupler for Butler Matrix // Wireless Personal Communications. 2013. Vol. 70. PP. 915–926. DOI:10.1007/s11277-012-0729-9
14. Chang W.S., Chang C.Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and its Application to Microwave Circuit Design // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012. Vol. 60. Iss. 11. PP. 3376–3383. DOI:10.1109/TMTT.2012.2216282
15. Кочемасов В., Белов Л., Майстренко А. Фазовращатели с ручным и электромеханическим управлением // Компоненты и технологии. 2016. № 6(179). С. 57–68.

* * *

Design Technique for Shielded Multilayer Directional Coupler

S. Kuzmin¹ , K. Korovin¹ , A. Andropov¹ 

¹The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70

Received 1st March 2021

Accepted 18th March 2021

For citation: Kuzmin S., Korovin K., Andropov A. Design Technique for Shielded Multilayer Directional Coupler. *Proc. of Telecom. Universities*. 2021;7(1):63–70. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-63-70

Abstract: *The article discusses the implementation of directional couplers in a microstrip line, designed for communication lines in the frequency range of 2–3 GHz, on a substrate made of a widely used and generally available material R04350, with a coupling factor of 3–7 dB. These directional couplers have been designed with additional boundary conditions to reduce the size of the device. In the course of numerical modeling, the correction factors used for preliminary analytical calculations were refined. The data of the numerical experiment were verified using the measurements prototype model.*

Keywords: *SHF devices, directional coupler with front coupling, optimization methods, miniaturization.*

References

1. Neganov V.A., Yarovoy G.P. *Theory and Application of Microwave Devices*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 2006. 720 p. (in Russ.)
2. *High-directivity microstrip coupler having periodically indented conductors*. Patent US, no. 3629733A, 21.12.1971

3. Uysal S., Turner C.W., Watkins J. Nonuniform transmission line codirectional couplers for hybrid MIMIC and superconductive applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1994;42(3):407–414. DOI:10.1109/22.277434
4. Uysal S., Aghvami H. Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1989;37:969–976. DOI:10.1109/22.25398
5. Ibrahim S.Z., Bialkowski M.E. Wideband butler matrix in microstrip-slot technology. *Asia Pacific Microwave Conference, 7–10 December 2009, Singapore*. IEEE; 2009. p.2104–2107. DOI:10.1109/APMC.2009.5385262
6. Veselov G.I. *Microelectronic Microwave Devices*. Moscow: Vysshiaia shkola Publ.; 1988. 279 p. (in Russ.)
7. Gvozdev V.I., Nefedov E.I. *Volumetric microwave integrated circuits*. Moscow: Nauka Publ.; 1985. 255 p. (in Russ.)
8. Abdelghani L., Denidni T.A., Nedil M. Design of a broadband multilayer coupler for UWB beamforming applications. *Proceedings of the 41st European Microwave Conference 10–13 October 2011, Manchester, UK*. IEEE; 2011. p.810–813. DOI:10.23919/EuMC.2011.6101895
9. Abbosh A.M., Bialkowski M.E. Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2007;55(2). DOI:10.1109/TMTT.2006.889150
10. Abbosh A.M. Ultra-Wideband Phase Shifters. *Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2007;55(9). DOI:10.1109/TMTT.2007.904051
11. Pimenov Yu.V., Volman V.I., Muravtsov A.D. *Technical Electrodynamics*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2000. 536 p. (in Russ.)
12. Moroz A.V., Davydov V.V., Malanin K.Y., Krasnov A.A., Rud V.Yu. Features of the construction of the noise compensation circuit of a small-sized active phased antenna array. *Journal of Physics: Conference Series*. 2019;1400(4).
13. Binti Muklas, N.S., Rahim, S.K.A., Seman, N. et al. A Design of Compact Ultra Wideband Coupler for Butler Matrix. *Wireless Personal Communications*. 2013;70:915–926. DOI:10.1007/s11277-012-0729-9
14. Chang W.S., Chang C.Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and its Application to Microwave Circuit Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2012;60(11):3376–3383. DOI:10.1109/TMTT.2012.2216282
15. Kochemasov V., Belov L., Maistrenko A. Phase Shifters with Manual and Electromechanical Control. *Components and Technologies*. 2016;6(179):57–68. (in Russ.)

Сведения об авторах:

КУЗЬМИН
Сергей Викторович

кандидат физико-математических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, sergey-v-kuzmin@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-5496-2702>

КОРОВИН
Константин Олегович

кандидат физико-математических наук, заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, konstkor@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-7979-3725>

АНДРОПОВ
Алексей Викторович

аспирант кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, mixphixion@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-1469-7913>