

5. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 2008, vol. AP-56, no. 5, pp. 1218–1222.

6. Wenxing Li, Ning Zhai, Ruilong Chen, Wenhua Yu. Non-Foster Impedance Wideband Matching Technique for Electrically Small Active Antenna. *Hindawi Publishing Corporation Int. J. of Ant. and Prop.*, vol. 2013, article ID 531419, 7 p. Available at: <http://dx.doi.org/10.1155/2013/531419> (accessed: 21.10.2017).

Received April, 11, 2017

For citation: Belenko D. V. Analysis of Operational Amplifier Parameter Impact on Negative-Impedance Converter Characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 36–41. (In Russian)

Denis V. Belenko – Dipl.-engineer in radiophysics and electronics (2010, Taganrog Technological Institute of Southern Federal University), postgraduate student of the Department of Radio Electronic Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radio equipment; microwave devices.

E-mail: den.belenko@gmail.com

7. Whitaker J. C. *The Electronics handbook*. 2nd ed. Boca Raton, FL.: CRC Press, 2005, 2561 p.

8. Available at: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1_4841-2.pdf (accessed: 21.10.2017).

9. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8099.pdf> (accessed: 21.10.2017).

УДК 621.396

Д. А. Летавин
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста¹

Традиционные микрополосковые мостовые устройства применяются в различных радиоэлектронных устройствах. Однако размеры таких устройств могут быть непрактичными, особенно на низких частотах. В этой связи представлена альтернативная конструкция мостового устройства с применением электродинамических систем (ЭС), эквивалентных индуктивной и емкостной нагрузкам четвертьволновых отрезков длинных линий, составляющих мост. Для их размещения используется свободное пространство внутри моста.

Для учета влияния соседних проводящих линий друг на друга и других факторов разработанная топология промоделирована в программе САПР AWR DE 13. Также выполнена натурная модель устройства, на которой проведены измерения параметров с помощью векторного сетевого анализатора Rohde & Schwarz ZVA 24 и калибровочного комплекта K52. Результаты моделирования и натуральных измерений, близкие друг к другу, показывают, что спроектированная топология моста обладает параметрами, близкими к параметрам обычной конструкции при существенном (до 75 %) сокращении площади.

Микрополосковый мост представленной топологии может быть изготовлен по стандартной технологии травления печатных плат. Форма ЭС выбрана для максимального использования свободного пространства внутри моста без пересечения соседних проводников. Толщина отрезков микрополосковых линий и промежутки между ними определялись с точки зрения технологической целесообразности.

Микрополосковая линия, двухшлейфный мост, миниатюризация

Традиционные микрополосковые мостовые устройства достаточно широко применяются в радиотехнике. Они могут быть использованы в радиолокации, радионавигации, связи, антенных системах, радиоизмерениях и в других областях техники. Также они используются в качестве

функционального узла для построения делителей мощности, смесителей, модуляторов, сумматоров мощности, диаграммообразующих элементов.

Конструкция двухшлейфного моста состоит из двух отрезков микрополосковых линий (МПЛ)

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

(рис. 1, 5, 6) длиной L_{35} с волновым сопротивлением 35 Ом и двух замыкающих шлейфов (рис. 1, 7, 8) длиной L_{50} с волновым сопротивлением 50 Ом. Ширина МПЛ W_{35} и шлейфов W_{50} определяется волновыми сопротивлениями линий. Длины L_{35} и L_{50} выполнены такими, что с учетом фазовых скоростей распространения волны в МПЛ и шлейфах фазовые сдвиги составляют 90° .

В такой конструкции волна, приходящая с терминала 1(2), делится поровну между терминалами 3 и 4. За счет распространения по МПЛ 5 фаза колебания на терминале 3 отстает от входного колебания на 90° . На терминал 4 сигнал поступает по шлейфу 7 и линии 6, приобретая дополнительный сдвиг фазы 90° по отношению к терминалу 3. На терминал 2 сигнал поступает через шлейф 7 и по цепи 5–8–6 в противофазе, в связи с чем энергия в терминал 2 не ответвляется. Аналогично при подаче сигнала на терминал 2 энергия поступает на терминалы 3 и 4, а терминал 1 оказывается отключенным. При подаче сигнала на терминалы 3(4) сигнал проходит на терминалы 1 и 2 с тем же сдвигом фаз, в то время как терминал 4(3) оказывается отключенным от нее.

Габариты таких устройств могут быть непрактичными, особенно на низких частотах. По этой причине в литературе представлены разнообразные методы уменьшения их размеров [1]–[10]. Рассмотрим лишь некоторые из них. Например, в [1] для уменьшения размеров микрополоскового моста использованы периодические емкостные нагрузки, несимметричные Т-образные

структуры и нагруженные шлейфы, в [2]–[4] – квазисосредоточенные элементы, в [5], [6] – фрактальные конструкции, в [7], [8] использованы замедляющие системы, в [1] – высокоомные элементы, в [9] – встречно-штыревые конденсаторы.

Перечисленные методы позволяют уменьшить габариты устройства, но при этом не все из них технологически реализуемы или сохраняют характеристики, сопоставимые с традиционными конструкциями.

В настоящей статье для устранения паразитных полос пропускания, уменьшения габаритов и экономичности изготовления в топологию конструкции введены электродинамические структуры (ЭС), выполняющие функции четвертьволновых отрезков, длина которых значительно короче. Введенные ЭС могут быть изготовлены по стандартной технологии травления печатных плат.

Методика проектирования. Габариты обычного двухшлейфового моста (рис. 1) определяются размерами четвертьволновых отрезков МПЛ L_{50} и шлейфов L_{35} . Поэтому для уменьшения его размеров необходимо заменить эти элементы схемами, обладающими такими же характеристиками, но имеющими меньшие размеры. В настоящей статье предложено использовать ЭС вместо четвертьволновых МПЛ и шлейфов. Цель статьи заключается в демонстрации возможности уменьшения габаритов двухшлейфового моста за счет использования ЭС.

Для ориентировочного расчета ЭС можно использовать формулы характеристического сопротивления Z_0 и фазовой скорости v_{ph} :

$$Z_0 = \sqrt{L/C}; \quad v_{ph} = \lambda f = 1/\sqrt{LC}.$$

Учет влияния соседних токопроводящих линий друг на друга и других факторов выполнен в процессе компьютерного моделирования в программе NI-AWR Design Environment 13 [11]. Указанная программа позволяет выполнить полный электродинамический анализ микрополосковых устройств. Первоначально был спроектирован обычный двухшлейфовый мост (рис. 1) на центральную рабочую частоту 1.5 ГГц. В качестве материала подложки принят стеклотекстолит с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4.4$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0.02$ и толщиной $h = 1$ мм. Результаты численного моделирования показывают, что полоса рабочих частот, определяемая по уровню развязки -20 дБ, составляет 180 МГц.

Для получения компактной конструкции спроектированы ЭС с входными сопротивлениями 35 и 50 Ом. Топологии полученных в результате про-

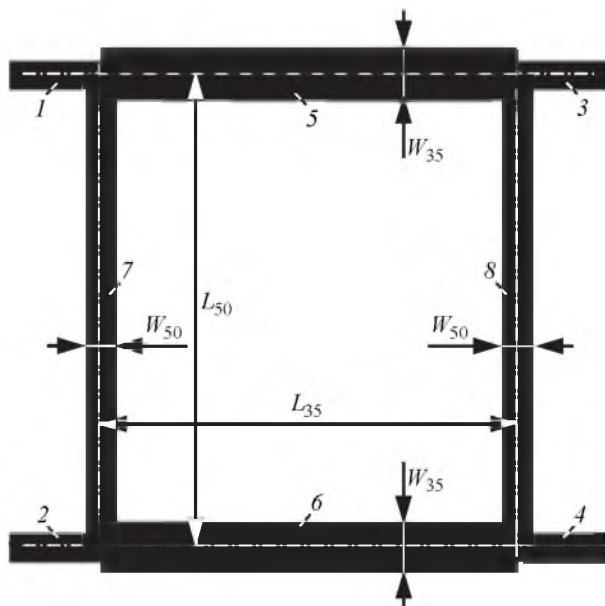


Рис. 1

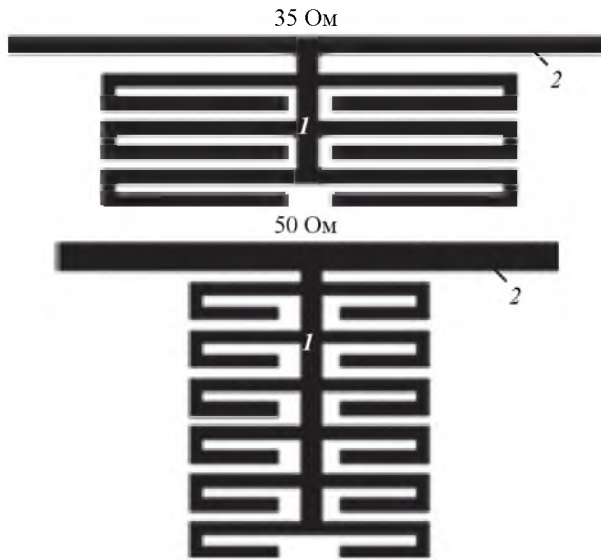


Рис. 2

ектирования ЭС показаны на рис. 2. Разомкнутые шлейфы с длиной менее четверти длины волны в линии 1 реализуют емкости, параллельно подключенные к отрезкам высокоомных МПЛ 2 которые реализуют индуктивности. Топология ЭС выбрана с учетом максимального использования свободного пространства внутри моста без пересечения соседних токопроводящих линий. Количество шлейфов, их длина и ширина определялись необходимым значением емкости, а ширина проводников и зазоры между ними – конструктивными соображениями с учетом возможного взаимного влияния, сказывающегося на параметрах моста.

На рис. 3 представлена топология спроектированного миниатюрного микрополоскового двухшлейфного моста. Мост состоит из четырех попарно одинаковых ЭС, обеспечивающих фазовый сдвиг 90° на центральной частоте.

Характерные размеры микрополосковых мостов, выполненных по обычной топологии и с применением ЭС, представлены в табл. 1. Исходя из

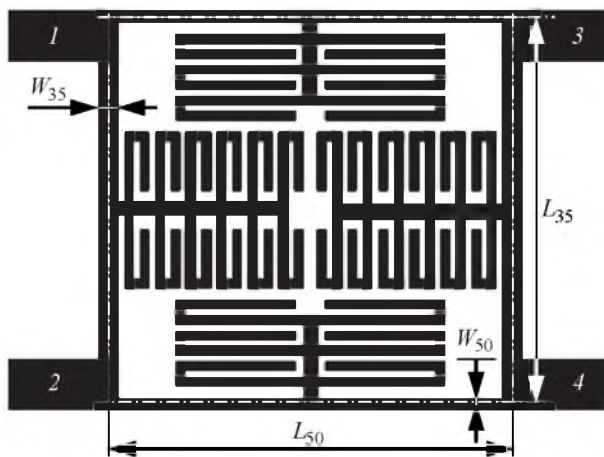


Рис. 3

Таблица 1

Топология	L_{50} , мм	W_{50} , мм	L_{35} , мм	W_{35} , мм
Традиционная	34.0	1.9	29.0	3.3
С применением ЭС	15.4	7.9	16.4	4.2

данных таблицы, в топологии с ЭС 50-омная структура оказалась короче обычной на 18.7 мм, а 35-омная структура – на 14 мм.

Площадь спроектированного моста составляет $15.4 \times 16.4 = 252.6 \text{ мм}^2$ против 986 мм^2 у обычной конструкции. Наглядно это соотношение показано на рис. 4, где обе конструкции представлены в одном масштабе. Для наглядности разработанный микрополосковый мост помещен в свободное пространство традиционной конструкции.

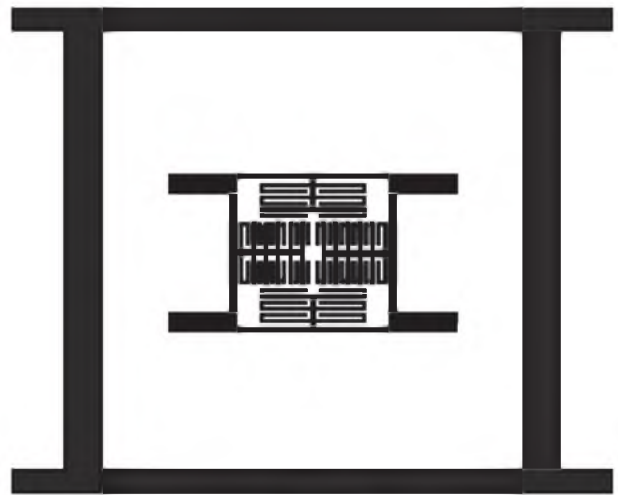


Рис. 4

На рис. 5 приведены частотные зависимости фазового сдвига между сигналами выходных терминалов (рис. 1, 3 и 4) для моста на основе четвертьволновых отрезков МПЛ (кривая 2) и соответствующих им ЭС (кривая 1). Из рис. 3 следует, что фазовые зависимости практически совпадают до частот около 1.75 ГГц.

Для экспериментальной проверки результатов численного моделирования изготовлен опытный образец миниатюрного мостового устройства на стеклотекстолите с диэлектрической проницае-

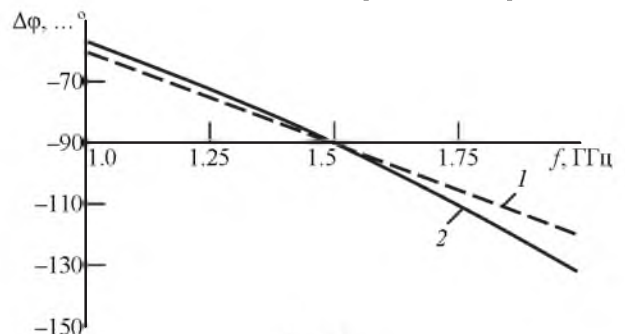


Рис. 5

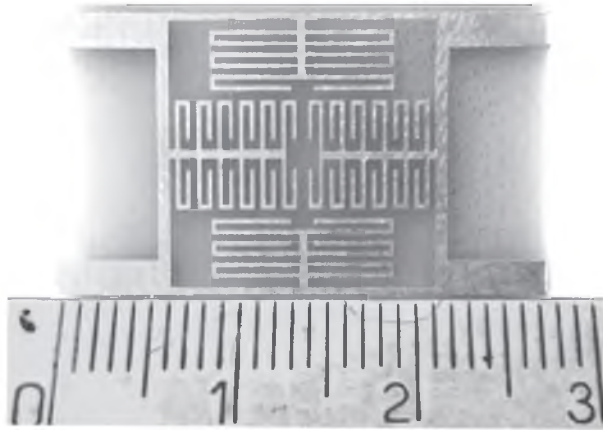


Рис. 6

мостью $\epsilon = 4.4$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta = 0.02$ и толщиной $h = 1$ мм (рис. 6).

Зависимость S -параметров спроектированного моста от частоты представлена на рис. 7, аналогичная зависимость S -параметров опытного образца – на рис. 8. Измерения проводились с использованием векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA 24 и калибровочного набора K52.

Основные параметры обычного моста на МПЛ, математической модели и экспериментального образца сведены в табл. 2. Полоса пропускания математической модели моста на ЭС по уровню развязки -20 дБ составляет 102 МГц. Сокращение полосы рабочих частот и уменьшение коэффициента передачи по сравнению с обычной конструкцией вызвано взаимным влиянием ЭС при близком расположении. Полоса частот также лимитируется частотным интервалом, в котором характеристики ЭС совпадают с характеристиками моста традиционной топологии.

Коэффициент отражения на частоте 1.5 ГГц $S_{11} = -26$ дБ.

Центральная частота полосы пропускания экспериментального образца составила 1.485 ГГц (отклонение от модели на 1 %). Вносимые потери коэффициентов передачи на этой частоте имеют значение -3.7 дБ. Полоса рабочих частот по уровню развязки -20 дБ равняется 107 МГц.

Таким образом, параметры экспериментального образца в целом достаточно близки к параметрам математической модели. Наряду с этим площадь моста с использованием ЭС по сравнению с обычной топологией сократилась 74.4 %.

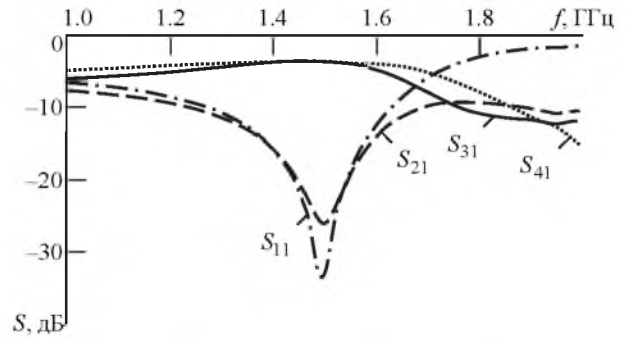


Рис. 7

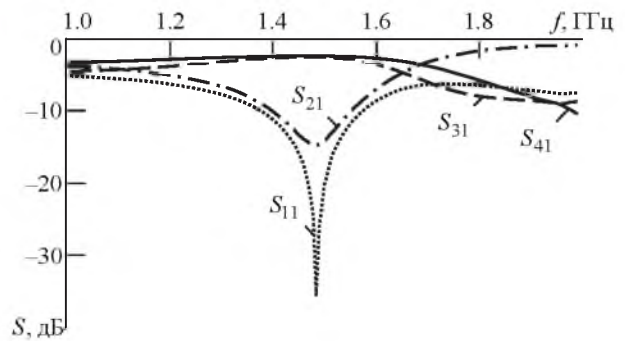


Рис. 8

Разработанная топология имеет простую структуру, реализуемую с помощью стандартных методов травления печатных плат. Необходимо отметить, что примерно такой же уровень миниатюризации можно получить и при других параметрах подложки. Величина сокращения площади моста в основном зависит от расстояния между четвертьволновыми шлейфами, между которыми размещаются малоразмерные ЭС. Это расстояние определяется параметрами подложки.

В настоящей статье представлено моделирование и изготовление опытного образца миниатюрного двухшлейфного моста. Методика замены четвертьволновых отрезков МПЛ на ЭС показала свою эффективность при миниатюризации мостовых устройств. Размещение ЭС внутри моста позволило дополнительно уменьшить габариты устройства. Моделирование и оптимизация конструкции осуществлялись с помощью программы трехмерного электродинамического моделирования. Площадь готового миниатюрного моста уменьшилась на 75.7 % по сравнению с прототипом на основе МПЛ. Необходимо отметить, что предложенная конструкция обладает эффектом подавления паразитных гармоник на более высоких частотах.

Таблица 2

Конструкция	Площадь, мм ²	Полоса частот, по уровню развязки -20 дБ, МГц	Разность фаз на выходах, ...°	Коэффициенты передачи на выходы, дБ	
				S_{31}	S_{41}
МПЛ	986.0	180	90.0	-3.5	-3.5
ЭС, модель	252.6	102	92.9	-3.6	-3.6

В итоге получена компактная легкая в изготовлении конструкция, которая может найти разнообразное применение в технике СВЧ. Дальнейшее уменьшение размеров возможно за счет использования более высокоомных линий пере-

дачи и уменьшения зазора между ними. Однако снижение размеров приведет к сокращению полосы рабочих частот, и получаемые характеристики будут все больше отличаться от характеристик оригинальной конструкции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstrip Line Branch-Line and Rat-Race Coupler // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2003. Vol. MTT-51, № 10. P. 2119–2125.
2. 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 Trans. Microw. Theory Tech. 2006. Vol. MTT-54, № 9. P. 3508–3514.
3. Щетинин Н. Н., Мельник В. А. Компактный микрополосковый 3 дБ квадратурный направленный ответвитель // Вестн. Воронеж. ин-та ФСИН России. 2014. № 4. С. 26–28.
4. Щетинин Н. Н., Останков А. В., Воробьева Е. И. Математическая модель для проектирования микрополоскового направленного ответвителя на квазисредоточенных элементах // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2014. Т. 10, № 3-1. С. 66–70.
5. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupler-Line Hybrids // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2004. Vol. MTT-52, № 11. P. 2513–2520.
6. Zhu J., Zhou Y., Liu J. Miniaturization of Broadband 3-dB Branch-Line Coupler // Progress in Electromagnetics Research Lett. 2011. Vol. 24. P. 169–176.
7. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler with High Performance / J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X. Guo, L.-C. Ong, S. Xiao // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2007. Vol. 17. P. 501–503.
8. Chang W.-S., Chang C.-Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microewave Circuit Design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2012. Vol. 60, №. 11, P. 3376–3383.
9. Tang C. W., Chen M.-G. Synthesizing Microstrip Branch-Line Coupler with Predetermined Compact Size and Bandwidth // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2007. Vol. MTT-55, № 9. P. 1926–1934.
10. A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression / K.-Yu Tsai, H.-Sh. Yang, J.-H. Chen, Yi-Jan Emery Chen // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2011. Vol. 21, № 10. P. 537–539.
11. URL: <http://www.ni.com/rf/awr> (дата обращения: 22.11.2017).

Статья поступила в редакцию 25 августа 2017 г.

Для цитирования: Летавин Д. А. Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 41–46.

Летавин Денис Александрович – магистр по направлению "Радиотехника" (2016), аспирант Департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.
E-mail: d.a.letavin@urfu.ru

D. A. Letavin

Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin

The Method of Miniaturization of a Microstrip Branch-Line Couplers

Abstract. Traditional microstrip coupler devices have found various applications in radio engineering. They can be used in radiolocation, radio navigation, communications, antenna systems, radio measurements and other fields of technology. They are also used as a functional node for building power dividers, mixers, modulators, power summators, and beamforming elements. The design of the branch-line coupler consists of segments of microstrip lines with phase shifts of 90 degrees. However, the dimensions of such devices can be impractical, especially at low frequencies. Therefore, it is necessary to use various design solutions aimed at reducing the size of the device, while maintaining its characteristics at the level of a standard device. In order to eliminate parasitic transmission bands, reduce overall dimensions and economical manufacture, electrodynamic structures (ESs) that function as quarter-wave segments will be introduced into the design topology, and their dimensions are much shorter in length, and they can be manufactured by standard etching technology of printed circuit boards. The shape of the ES is chosen to maximize the use of free space within the coupler, without crossing adjacent conductor lines. The thickness of the microstrip lines and the gaps between them are selected in terms of technological feasibility. To take into account the influence of neighboring conductive lines on each other and other factors, the AWR DE 13 program was used. The compact design has the following dimensions $15.4 \times 16.4 = 252.6 \text{ mm}^2$, which is 75.7 % less than the conventional design. Based on the simulation results, a prototype of a compact coupler was manufactured. Measurements of its parameters were carried out using the vector network analyzer Rohde & Schwarz ZVA 24 and the calibration kit K52. As a result, a compact design was obtained, easy to manufacture, which can find a variety of applications in microwave technology. Further reduction in size is possible due to the use of higher resistance lines and a reduction in the gap between them. However, further reduction will lead to a greater decrease in the bandwidth of operating frequencies, and the characteristics obtained will increasingly differ from those of the original design.

Key words: Microstrip line, branch-line coupler, miniaturization

REFERENCES

1. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Coupler. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2003, vol. MTT-51, no. 10, pp. 2119–2125.
2. 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 Trans. Microw. Theory Tech.* 2006, vol. MTT-54, no. 9, pp. 3508–3514.
3. Shchetinin N. N., Melnik V. A. Compact Microstrip 3 Db Quadrature Directional Coupler. *Herald of the Voronezh institute of the Russian Federal Penitentiary Service.* 2014, no. 4, pp. 26–28. (In Russian)
4. Shchetinin N. N., Ostankov A. V., Vorobjeva E. I. Mathematical Model for the Microstrip Directional Coupler on a Quasi-Lumped Element. *Herald of the Voronezh State Technical University.* 2014, vol. 10, no. 3–1, pp. 66–70. (In Russian)
5. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupler-Line Hybrids. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2004, vol. MTT-52, no. 11, pp. 2513–2520.
6. Zhu J., Zhou Y., Liu J. Miniaturization of Broadband 3-dB Branch-Line Coupler. *Progress in Electromagnetics Research Letters.* 2011, vol. 24, pp. 169–176.
7. Wang J., Wang B. Z., Guo Y.-X., Ong L.-C., Xiao S. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler with High Performance. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2007, vol. 17, pp. 501–503.
8. 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 Trans. Microw. Theory Tech.* 2012, vol. 60, no. 11, pp. 3376–3383.
9. Tang C. W., Chen M.-G. Synthesizing microstrip branch-line coupler with predetermined compact size and bandwidth. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2007, vol. MTT-55, no. 9, pp. 1926–1934.
10. Tsai K.-Yu, Yang H.-Sh., Chen J.-H., Emery Chen Yi-Jan. A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2011, vol. 21, no 10, pp. 537–539.
11. Available at: <http://www.ni.com/rf/awr> (accessed: 22.11.2017).

Received August, 25, 2017

For citation: Letavin D. A. The Method of Miniaturization of a Microstrip Branch-Line Couplers. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 41–46. (In Russian)

Denis A. Letavin – Master’s Degree in Radioengineering (2016), postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Communication of Institute of Radio Electronics and Information Technology of the Ural Federal University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: applying electrodynamics.
E-mail: d.a.letavin@urfu.ru
