

УДК 621.372.0

СИНТЕЗ КОМПАКТНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-СИММЕТРИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ОТРЕЗКАХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ**М.В. Коваль, Г.Н. Девятков***Новосибирский государственный технический университет*

Предложен метод, позволяющий в интерактивном режиме синтезировать широкополосное согласующе-симметрирующее устройство на отрезках связанных линий передачи в заданной полосе частот с заданным модулем коэффициента отражения.

Ключевые слова: согласующе-симметрирующее устройство, связанные линии передачи, метод синтеза.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-3-73-82

Введение

При проектировании современных широкополосных телекоммуникационных устройств часто возникает задача построения симметрирующих устройств, которые могут быть выполнены в виде компактной структуры на связанных линиях передачи. Проблеме синтеза широкополосных симметрирующих устройств посвящены работы [1–2]. В источнике [1] предлагается общий метод синтеза широкополосных симметрирующих устройств, но при этом не рассматривается получение компактных симметрирующих устройств на связанных отрезках линий передачи. Основным результатом этой работы является вывод о том, что синтез широкополосного симметрирующего устройства сводится к синтезу широкополосного согласующего четырехполюсника, что подтверждено в работе [2], где приводится аналитический метод расчета симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи. Предложенный метод достаточно сложен для использования и ориентирован только на определенный класс цепей.

В связи с этим возникает проблема разработки метода синтеза, который позволил бы в интерактивном режиме проводить синтез компактных широкополосных симметрирующих устройств с дополнительной функцией согласования на отрезках связанных линий передачи в заданном диапазоне частот.

1. Постановка задачи

В данной работе ограничим класс решаемых задач согласующе-симметрирующими устройствами на отрезках двух и трех связанных линий передачи с Т-волной, как наиболее часто используемых в практических применениях. При разработке метода синтеза используем подход, предложенный в работе [1]. Тогда задача синтеза согласующе-симметрирующего устройства на отрезках связанных линий передачи может быть реализована двухэтапной процедурой. На первом этапе выбирается структура собственных функций эквивалентного четырехполюсника адекватно поставленной задаче, задаются ограничения, обеспечивающие его физическую реализуемость, и находится вектор переменных параметров функций, при котором суммарное отклонение собственных функций цепи от иде-

альных зависимостей будет минимально. На втором этапе учитываются дополнительные ограничения на схемную реализуемость и производится оптимизация с целью улучшения решения. При этом максимизируется минимальное значение коэффициента преобразования мощности в рабочей полосе частот.

2. Теория

2.1. Описание задачи синтеза компактных широкополосных согласующе-симметрирующих устройств

При решении поставленной задачи ограничимся у-матричным описанием эквивалентного четырехполюсника, что позволяет получить более удобные с практической точки зрения реализации.

Исходя из специфики предлагаемого подхода к решению задачи синтеза широкополосных согласующе-симметрирующих устройств, в данном случае достаточно ограничиться рассмотрением распределенного соразмерного элементного базиса. Тогда в распределенном соразмерном элементном базисе собственные параметры $y_{11}(S)$, $y_{21}(S)$, $y_{22}(S)$ любого нормального реактивного четырехполюсника могут быть записаны в виде [3]

$$\left. \begin{aligned} y_{11}(S) &= K_{11}^{\infty} S + \frac{K_{11}^0}{S} + \sum_{v=1}^m \frac{2K_{11}^v S}{S^2 - S_v^2} + y_{110}(S) \\ y_{21}(S) &= (-)K_{21}^{\infty} S + (-)\frac{K_{21}^0}{S} + (-)\sum_{v=1}^m \frac{2K_{21}^v S}{S^2 - S_v^2} \\ y_{22}(S) &= K_{22}^{\infty} S + \frac{K_{22}^0}{S} + \sum_{v=1}^m \frac{2K_{22}^v S}{S^2 - S_v^2} + y_{220}(S) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где K_{11}^{∞} , K_{11}^0 , K_{11}^v , K_{21}^{∞} , K_{21}^0 , K_{21}^v , K_{22}^{∞} , K_{22}^0 , K_{22}^v – вычеты функций $y_{11}(S)$, $y_{21}(S)$, $y_{22}(S)$ относительно полюсов при $S = j \operatorname{tg} \frac{\pi}{2}$, $S = j \cdot 0$, $S_i = j \operatorname{tg} \frac{\pi \omega_v}{2\omega_0}$, ω_0 – частота, на которой электрическая длина отрезков линий передачи $\theta = \frac{\pi}{2}$; $y_{11_0}(S)$, $y_{22_0}(S)$ – функции, полюса которых не вошли в число полюсов функции $y_{21}(S)$.

Необходимые и достаточные условия физической реализуемости, которым должны удовлетворять элементы у-матрицы, запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} K_{11}^{\infty} &\geq 0, \quad K_{22}^{\infty} \geq 0, \quad K_{11}^{\infty} \cdot K_{22}^{\infty} - (K_{21}^{\infty})^2 \geq 0, \\ K_{11}^0 &\geq 0, \quad K_{22}^0 \geq 0, \quad K_{11}^0 \cdot K_{22}^0 - (K_{21}^0)^2 \geq 0, \\ K_{11}^v &\geq 0, \quad K_{22}^v \geq 0, \quad K_{11}^v \cdot K_{22}^v - (K_{21}^v)^2 \geq 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где вычеты K_{21}^{∞} , K_{21}^0 , K_{21}^v могут принимать как положительные, так и отрицательные значения.

Для построения начального приближения при синтезе эквивалентного согласующего четырехполюсника на первом этапе можно использовать собственные параметры идеального согласующего устройства [1, 4], которые позволяют,

с одной стороны обоснованно выбирать структуру функций собственных параметров синтезируемого четырехполюсника (1), ограничиваясь числом членов, и установить нижнюю $\omega_n = \varphi(\omega_n)$ и верхнюю $\omega_b = \varphi(\omega_b)$ границы изменения фазы $\varphi(\omega)$ рабочего коэффициента преобразования четырехполюсника в рабочей полосе частот $\omega_n - \omega_b$, а с другой – дают информацию о предельных значениях, к которым выбранные структуры должны стремиться. В случае синтеза устройства, согласующего чисто активные проводимости источника сигнала и нагрузки, система собственных параметров идеального согласующего четырехполюсника имеет вид [1, 4]

$$\begin{cases} \tilde{y}_{11}(\omega) = jg_1 \operatorname{ctg} \varphi(\omega), \\ \tilde{y}_{22}(\omega) = jg_2 \dots \operatorname{ctg} \varphi(\omega), \\ \tilde{y}_{21}(\omega) = \pm j \frac{\sqrt{g_1 g_2}}{\sin \varphi(\omega)}, \end{cases} \quad (3)$$

где g_1 и g_2 – проводимости источника сигнала и нагрузки, ω – круговая частота.

Фаза рабочего коэффициента преобразования четырехполюсника описывается линейной зависимостью

$$\varphi(\omega) = k_0 + k_1 \omega. \quad (4)$$

Значения коэффициентов k_0 и k_1 определяются из решения системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n &= k_0 + k_1 \omega_n \\ \varphi_b &= k_0 + k_1 \omega_b \end{aligned} \right\}. \quad (5)$$

Ограничиваясь рассмотрением согласующе-симметрирующих устройств на отрезках двух или трех связанных линиях передачи, устанавливаются возможные структуры функций $y_{11}(S)$, $y_{21}(S)$, $y_{22}(S)$ (1), имеющие минимальную сложность и обеспечивающие достаточно широкую полосу рабочих частот синтезируемого устройства:

$$\begin{aligned} y_{11}(S) &= \frac{K_{11}^0}{S} + K_{11}^\infty \cdot S, \\ y_{22}(S) &= \frac{K_{22}^0}{S} + K_{22}^\infty \cdot S, \\ y_{21}(S) &= \pm \frac{K_{21}^0}{S} \pm K_{21}^\infty \cdot S. \end{aligned} \quad (6)$$

При этом должны быть выполнены условия физической реализуемости (2).

2.2. Первый этап решения задачи синтеза компактных широкополосных согласующе-симметрирующих устройств

На первом этапе задача аппроксимации идеальных зависимостей выбранными структурами функций решается методом наименьших квадратов. Для этого записываются функции относительных ошибок аппроксимации:

$$\begin{aligned}
\delta_{11}(x_m, \omega) &= \frac{(-j) \cdot (\tilde{y}_{11}(\omega) - y_{11}(x_m, \omega))}{\tilde{y}_{11}(\omega)}, \\
\delta_{22}(x_m, \omega) &= \frac{(-j) \cdot (\tilde{y}_{22}(\omega) - y_{22}(x_m, \omega))}{\tilde{y}_{22}(\omega)}, \\
\delta_{21}(x_m, \omega) &= \frac{(-j) \cdot (\tilde{y}_{21}(\omega) - y_{21}(x_m, \omega))}{\tilde{y}_{21}(\omega)},
\end{aligned} \tag{7}$$

где x_m – вектор искомых параметров, компонентами которого являются вычеты функций (6).

Тогда суммарная ошибка аппроксимации имеет вид

$$\delta^2(x_m, \omega) = \delta_{11}^2(x_m, \omega) + \delta_{22}^2(x_m, \omega) + \delta_{12}^2(x_m, \omega). \tag{8}$$

Решением задачи с учетом ограничений на физическую реализуемость (2) является вектор x_m , при котором суммарная относительная ошибка аппроксимации в заданной полосе частот минимальна:

$$\sum_i \delta^2(x_m, \omega_i) \rightarrow \min. \tag{9}$$

2.3. Второй этап решения задачи синтеза компактных широкополосных согласующе-симметрирующих устройств

На втором этапе находится оптимальное решение задачи широкополосного согласования. Достаточно хорошее начальное приближение, полученное на первом этапе решения задачи, используется для улучшения решения методами оптимизации. В общем случае задача оптимизации формулируется как минимизация целевой функции с учетом условий физической и схемной реализуемости, которые выбираются в зависимости от требуемой реализации согласующе – симметрирующего устройства на отрезках двух или трех связанных линий передачи:

$$\begin{aligned}
\max [\Delta_G(x_m, \omega_i)] &\rightarrow \min, \\
x_m &\in D, \\
\omega_i &\in E_\omega,
\end{aligned} \tag{10}$$

где $\Delta_G(x_m, \omega_i)$ – отклонение коэффициента передачи от единицы, D – область возможных значений, E_ω – дискретное множество частот. Для минимизации целевой функции был применен метод возможных направлений [5].

В результате была получена y -матрица эквивалентного согласующего четырехполюсника. С использованием соотношений, определенных в работе [1], переходим к математической модели широкополосного согласующе-симметрирующего устройства на отрезках связанных линий передачи:

$$\begin{cases} y_{11}^2(S) = y_{11}(S), \\ y_{22}^2(S) = \frac{y_{22}(S) - y_{23}(S)}{2}, \\ y_{21}^2(S) = y_{21}(S), \end{cases} \tag{11}$$

где $y_{11}(S), y_{22}(S), y_{23}(S)$ – элементы y -матрицы согласующе-симметрирующего устройства; $y_{11}^2(S), y_{22}^2(S), y_{21}^2(S)$ – элементы y -матрицы эквивалентного четырехполюсника.

3. Метод синтеза в практическом применении и результаты эксперимента

Рассмотрим эффективность работы предложенного метода синтеза широкополосного согласующе-симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи в заданном диапазоне частот $\omega_H - \omega_B = 0,5 \dots 1,5$ согласующего внутреннего сопротивления источника сигнала $R_1 = 1$ с сопротивлением нагрузок $R_2 = 0,5$.

Для решения аппроксимационной задачи на первом этапе используется выбранная структура собственных функций (6) с учетом условий физической реализуемости эквивалентного четырехполюсника (2), где частотные зависимости фазы φ рабочего коэффициента преобразования четырехполюсника находятся из решений системы уравнений (5).

Аппроксимационная задача решается на дискретном множестве частот $E_\omega = \{0,5; 0,6; \dots 1,5\}$ с использованием предложенной выше итерационной процедуры.

Результатом первого этапа решения задачи является y -матрица четырехполюсника, эквивалентного согласующе-симметрирующему устройству на отрезках трех связанных линий передачи:

$$y = \begin{bmatrix} 1,237 \cdot S + \frac{0,62}{S} & -1,612 \cdot S + \frac{0,275}{S} \\ -1,612 \cdot S + \frac{0,275}{S} & 2,475 \cdot S + \frac{1,24}{S} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

На втором этапе выбирается вариант реализации согласующе-симметрирующего устройства и находится оптимальное решение с учетом ограничений на физическую и схемную реализуемость. В данном случае выбран вариант реализации симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи a, b, c , структурная схема которого приведена на рис.1, где R_1 и R_2 – сопротивления генератора и нагрузок соответственно.

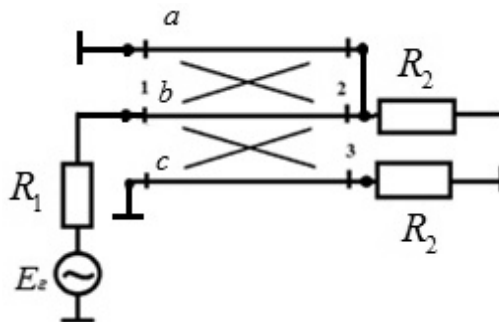


Рис. 1 – Симметрирующее устройство на отрезках трех связанных линий передачи

Fig. 1 – Balun at intervals of two coupled transmission lines

Ограничимся случаем, когда емкость связи между линиями a и c равна нулю, тогда параметры устройства полностью определяются проводимостями четного $Y_{oe}^a, Y_{oe}^b, Y_{oe}^c$ и нечетного Y_{oo}^a, Y_{oo}^c типов возбуждения.

Для реализации согласующе-симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи (рис. 1) необходимо добавить условия схемной реализуемости [6]:

$$\begin{aligned} K_{11}^{\infty} &= K_{11}^0, & K_{22}^{\infty} &= K_{22}^0, \\ |K_{21}^{\infty}| &= |K_{21}^0|, & K_{11}^{\infty} &> |K_{21}^{\infty} + m|, & K_{22}^{\infty} &> |K_{21}^{\infty} + n|, \end{aligned} \quad (13)$$

где m, n – константы, обусловленные структурой согласующе-симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи, могут быть выбраны разработчиком, исходя из условий реализации проектируемого устройства. В результате нахождения оптимального решения на втором этапе получаем матрицу проводимостей четырехполюсника эквивалентного согласующе-симметрирующему устройству на отрезках трех связанных линий передачи:

$$y = \begin{bmatrix} 0,98 \cdot S + \frac{0,98}{S} & -0,891 \cdot S + \frac{0,891}{S} \\ -0,891 \cdot S + \frac{0,891}{S} & 1,195 \cdot S + \frac{1,195}{S} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

На рис. 2 приведена частотная характеристика модуля коэффициента отражения по входу.

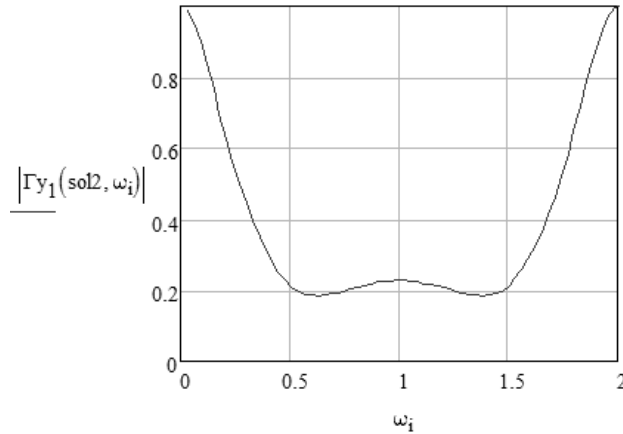


Рис. 2 – Модуль коэффициента отражения по входу эквивалентного согласующего четырехполюсника

Fig. 2 – The reflection coefficient module at the input of the matching equivalent quadrupole

Результирующая матрица проводимостей согласующе-симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи с учетом условий идентичной передачи сигнала в плечи с разностью фаз в 180° $y_{oe}^b = 0, y_{oe}^a = y_{oe}^c$ [6] имеет вид

$$y = \begin{vmatrix} \frac{p_a + p_c}{2S} & -\frac{p_c}{2S'} & \frac{p_c}{2S'} \\ -\frac{p_c}{2S'} & \frac{\Sigma_a - p_a + p_c}{2S} & -\frac{p_c}{2S} \\ \frac{p_c}{2S'} & -\frac{p_c}{2S} & \frac{\Sigma_c}{2S} \end{vmatrix}, \quad (15)$$

где $\Sigma_a = Y_{oo}^a + Y_{oe}^a$, $\Sigma_c = Y_{oo}^c + Y_{oe}^c$, $p_a = Y_{oo}^a - Y_{oe}^a$, $p_c = Y_{oo}^c - Y_{oe}^c$, $S = j \cdot \operatorname{tg} \theta$,
 $S = j \cdot \sin \theta$, $\theta = \frac{\pi}{2}$.

С помощью формул преобразования (11) и полученной матрицы эквивалентного четырехполюсника переходим к числовой y -матрице симметрирующего устройства:

$$y = \begin{vmatrix} \frac{3,92}{2 \cdot S} & -\frac{3,564}{2 \cdot S'} & \frac{3,564}{2 \cdot S'} \\ -\frac{3,564}{2 \cdot S'} & \frac{5,996}{2 \cdot S} & \frac{3,564}{2 \cdot S} \\ \frac{3,564}{2 \cdot S'} & \frac{3,564}{2 \cdot S} & \frac{5,996}{2 \cdot S} \end{vmatrix}. \quad (16)$$

Данной информации достаточно для определения параметров согласующе-симметрирующего устройства.

Параметры компактного согласующе-симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи
 Parameters of compact balun on the three coupled transmission lines

Style	$R_H = 0,5$
Y_{oe}^a	1,216
Y_{oe}^b	0
Y_{oe}^c	1,216
Y_{oo}^a	1,572
Y_{oo}^c	4,78

Частотные характеристики полученного согласующе-симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи приведены на рис. 3–5.

Проведен синтез в распределенном элементном электрическом базисе широкополосного согласующе – симметрирующего устройства на отрезках трех связанных линий передачи и приведены его рабочие характеристики, которые подтверждают корректность предложенной процедуры.

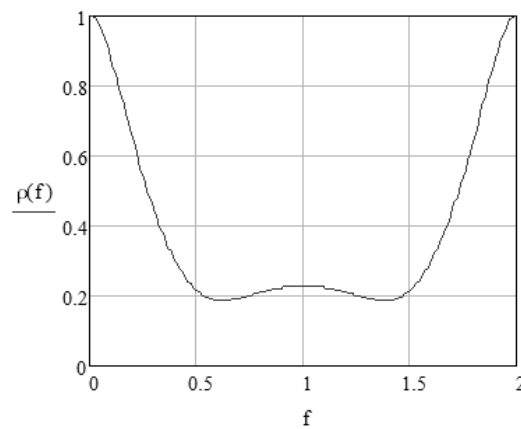


Рис. 3 – Модуль коэффициента отражения по входу согласующе-симметрирующего устройства

Fig. 3 – Module of the reflection coefficient at the input of the matching - balun

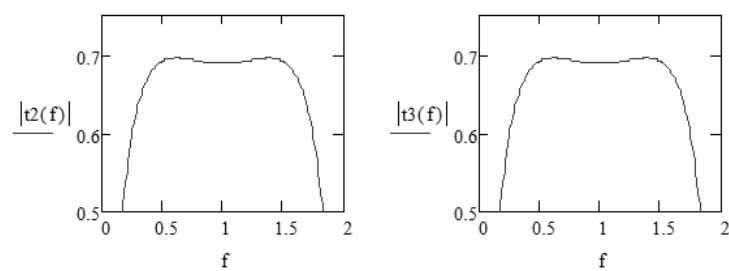


Рис. 4 – Модули коэффициентов передачи по напряжению в плечи

Fig. 4 – Modules transmission coefficients in the shoulder strain

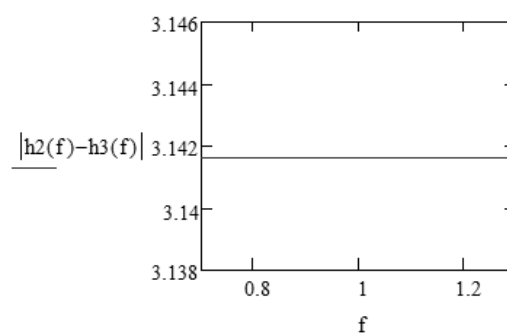


Рис. 5 – Модуль разности фаз выходных сигналов

Fig. 5 – The module outputs the phase difference

Заключение

Предложен интерактивный двухэтапный метод синтеза компактных широкополосных согласующе-симметрирующих устройств с оптимальной характеристикой коэффициента преобразования мощности и идентичной передачей сигнала в плечи с разностью фаз в 180° в рабочей полосе частот на отрезках двух и трех связанных линий передачи при произвольных активных внутреннем сопротивлении источника сигнала и нагрузках.

ЛИТЕРАТУРА

1. Девятков Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующе-симметрирующих устройств // Научный вестник НГТУ. – 2006. – № 1 (22). – С. 61–69.
2. Lee H.-M., Tsai C.-M. Exact synthesis of broadband three-line baluns // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, iss. 1. – P. 140–148.
3. Девятков Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств: дис. ... д-ра техн. наук / Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2006. – 424 с.
4. Девятков Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств, связывающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки // Научный вестник НГТУ. – 2004. – № 1 (16). – С. 155–165.
5. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез линейных электронных схем. – М.: Связь, 1978. – 336 с.
6. Девятков Г.Н., Коваль М.В. Широкополосное согласующе-симметрирующее устройство на трех связанных линиях передачи // Доклады АН ВШ РФ. – 2015. – № 4 (29). – С. 50–58.

SYNTHESIS OF COMPACT BROADBAND BALUN ON THE COUPLED TRANSMISSION LINES

Koval M.V., Devyatkov G.N.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The method of synthesizing a compact broadband balun on the coupled transmission lines in a given frequency band with optimal characteristics of the power conversion ratio is discussed in this article. This interactive two – step method allows synthesizing the balun on the two and three coupled transmission lines for different load impedances with a phase difference of 180° in the operating frequency band. The presented numerical examples confirm the correctness of the proposed mathematical procedure. The method allows a developer to actively intervene in the synthesis process and to find an optimal solution in real time.

Keywords: broadband balun; coupled transmission lines, synthesis method.

DOI: 10.17121/1727-2769-2016-3-73-82

REFERENCE

1. Devyatkov G.N. Avtomatizirovanniy sintez shirokopolosnykh soglasuyushchee-simmetriyushchikh ustroystv [Automatic synthesis of broadband balun], *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2006, no. 1 (22), pp. 61–69.
2. Lee H.-M., Tsai C.-M. Exact synthesis of broadband three-line baluns. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, vol. 57, iss. 1, pp. 140–148.
3. Devyatkov G.N. Avtomatizirovanniy sintez shirokopolosnykh soglasuyushchikh ustroystv. Diss. dokt. tekhn. nauk [Automatic synthesis of broadband balun. Dr. eng. sci. diss.]. Novosibirsk, 2006. 424 p.
4. Devyatkov G.N. Avtomatizirovanniy sintez shirokopolosnykh soglasuyushchikh ustroystv, svyazyvayushchikh proizvol'nye immitansy istochnika signala i nagruzki [Automatic synthesis of broadband balun that connect an arbitrary of impedance of generator and load]. *Nauchnyi*

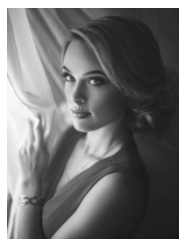
- vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2004, no. 1 (16), pp. 155–165.
5. Lanne A.A. *Optimal'nyi sintez lineinykh elektronnykh skhem* [Optimal synthesis of linear cutcuit]. Moscow, Svyaz' Publ., 1978. 336 p.
 6. Devyatkov G.N., Koval' M.V. *Shirokopolosnoe soglasuyushchee-simmetriruyushchee ustroystvo na trekh svyazannykh liniyakh peredachi* [Broadband balun based on three coupled transmission lines]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2015, no. 4 (29), pp. 50–58.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Девятков Геннадий Никифорович – родился в 1945 году, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизированный синтез активных и пассивных устройств СВЧ. Опубликовано 150 научных работ, в том числе 2 монографии. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Email: devyatkovgn@mail.ru).

Devyatkov Gennadii Nikuforovich (b. 1945) – Doctor of Sciences (Eng.), professor at the department of construction and design of electronic devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on synthesis of active and passive microwave devices. He is the author of 150 scientific papers including 2 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: devyatkovgn@mail.ru).



Коваль Мария Владимировна – родилась в 1989 году, аспирант кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизированный синтез активных и пассивных устройств СВЧ. Опубликовано 7 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Email: marri54@yandex.ru).

Koval Mariya Vladimirovna. (b.1989) – a postgraduate student at the department of construction and design of electronic devices, Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on synthesis of active and passive microwave devices. She is author of 7 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: marri54@yandex.ru).

*Статья поступила 17 июня 2016 г.
Received June 17, 2016*

To Reference:

Koval M.V., Devyatkov G.N. *Sintez kompaktnykh shirokopolosnykh soglasuyushchee-simmetriruyushchikh ustroystv na otrezkakh svyazannykh linii peredachi* [Synthesis of compact broadband balun on the coupled transmission lines]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2016, no. 3 (32), pp. 73–82. doi: 10.17212/1727-2769-2016-3-73-82