



Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. 2021. Т. 21, вып. 3. С. 264–274

Izvestiya of Saratov University. Physics, 2021, vol. 21, iss. 3, pp. 264–274

<https://fizika.sgu.ru>

<https://doi.org/10.18500/1817-3020-2021-21-3-264-274>

Научная статья
УДК 621.372



Комплексные исследования фазосмещающих свойств ступенчатой структуры класса II на связанных линиях передачи с несогласованными нагрузками

А. И. Корчагин¹, В. П. Мещанов², К. А. Саяпин² ✉, В. В. Семенчук¹, Я. В. Туркин², Д. Н. Шерстюков³

¹Мытищинский научно-исследовательский институт радиоизмерительных приборов, Россия, 141002, Московская область, г. Мытищи, ул. Колпакова, д. 2-а

²Научно-производственное предприятие «НИКА-СВЧ», Россия, 410002, г. Саратов, ул. Московская, д. 66

³Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю. А., Россия, 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, д. 77

Корчагин Алексей Игоревич, кандидат технических наук, заместитель директора по научно-технической работе, korchagin@mniirp.ru, <https://orcid.org/00000000-0003-1293-8023>

Мещанов Валерий Петрович, доктор технических наук, профессор, директор, nika373@bk.ru, <https://orcid.org/0000-0002-7863-4631>

Саяпин Кирилл Александрович, инженер, sayarin.k.a@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6960-7183>

Семенчук Виктор Валерьевич, ведущий специалист, semenchuk@mniirp.ru, <https://orcid.org/0000-0002-0005-5234>

Туркин Ярослав Вячеславович, старший научный сотрудник, turkin.yaroslav@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0001-5095-5698>

Шерстюков Дмитрий Николаевич, соискатель, shed77@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-4243-0020>

Аннотация. В работе представлены результаты комплексных исследований фазосмещающих свойств структуры электрической цепи на основе связанных m -ступенчатых линий передачи класса II с несогласованными нагрузками, образованными короткозамкнутым шлейфом ($m = 3, 5$), с применением методов математического моделирования и проведением проверки адекватности математических моделей на основе данных натурного эксперимента. Результаты проведенных исследований показали ее преимущество по сравнению с известными фиксированными фазовращателями на базе связанных m -ступенчатых линий передачи класса II с согласованными нагрузками. Для номинальных значений фазового сдвига $\varphi_0 = 45^\circ, 67.5^\circ, 90^\circ$ и диапазонов частот $[f_1, f_2]$ с коэффициентами перекрытия $\chi = f_1/f_2 = 2, 2.5, 3$ (для $m = 3$) и $\chi = 3, 3.5, 4$ (для $m = 5$) установлены закономерности изменения электрических длин и волновых сопротивлений чётного и нечётного типов возбуждения связанных линий передачи, а также электрических длин и волновых сопротивлений одиночных линий передачи и шлейфа. На основе полученных в приближении Т-волн решений разработан фиксированный фазовращатель на микрополосковой линии передачи для $m = 3, \varphi_0 = 90^\circ, \chi = 3$. Проведено его схемотехническое и электродинамическое моделирование. Изготовлен и исследован опытный образец фазовращателя. Экспериментально полученное значение фазового сдвига составляет $91^\circ \pm 1.5^\circ$, коэффициент стоячей волны по напряжению не превышает 1.4 в диапазоне частот 0.6–1.5 ГГц. Дан анализ причин отклонения расчетных от экспериментальных характеристик. Полученные в работе решения задачи синтеза могут быть использованы при проектировании устройств фазового смещения радиосигналов сверхвысокочастотного диапазона.

Ключевые слова: фиксированный фазовращатель, связанные линии передачи, короткозамкнутый шлейф, математическое моделирование, метод моментов

Для цитирования: Корчагин А. И., Мещанов В. П., Саяпин К. А., Семенчук В. В., Туркин Я. В., Шерстюков Д. Н. Комплексные исследования фазосмещающих свойств ступенчатой структуры класса II на связанных линиях передачи с несогласованными нагрузками // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. 2021. Т. 21, вып. 3. С. 264–274. <https://doi.org/10.18500/1817-3020-2021-21-3-264-274>

Статья опубликована на условиях лицензии Creative Commons Attribution 4.0 International (CC-BY 4.0)

Article

Integrated research of the phase-shifting properties of a step structure of class II on connected transmission lines with mismatched loads

A. I. Korchagin¹, V. P. Meshchanov², K. A. Sayapin² ✉, V. V. Semenchuk¹, Ya. V. Turkin², D. N. Sherstyukov³

¹Mytishchinsky Radio Frequency Measuring Instrument Research Institute, 2-a Kolpakova St., Mytishchi 141002, Russia

²NIKA-Microwave, Ltd, 66 Moskovskaya St., Saratov 410002, Russia

³Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Polytechnicheskaya St., Saratov 410054, Russia



Alexey I. Korchagin, korchagin@mniirp.ru, <https://orcid.org/00000000-0003-1293-8023>

Valery P. Meshchanov, nika373@bk.ru, <https://orcid.org/0000-0002-7863-4631>

Kirill A. Sayapin, sayapin.k.a@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6960-7183>

Victor V. Semenchuk, semenchuk@mniirp.ru, <https://orcid.org/0000-0002-0005-5234>

Yaroslav V. Turkin, turkin.yaroslav@gmail.com, <https://orcid.org/0000-0001-5095-5698>

Dmitry N. Sherstyukov, shed77@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-4243-0020>

Abstract. Background and Objectives: Fixed phase shifters on the transmission line are passive devices that provide a constant phase shift between the signals to the outputs of the reference and phase-shifting channels. They are the basic elements of electronic equipment for various functional purposes. One of the main tasks of frequency technology is to expand the working range of fixed phase shifters. The aim of this work is the synthesis, mathematical modeling and experimental study of broadband and ultra-wideband fixed phase shifters with a phase-shifting channel based on coupled class II stepped transmission lines loaded with a short-circuited stub. **Materials and Methods:** Parametric synthesis of fixed phase shifters was carried out in the approximation of TEM-waves. This made it possible to significantly reduce the required computing resources. Optimization was carried out using the simplex method (Nelder – Mead method). Schematic and electrodynamic modeling of the structure was carried out using the AWR Design Environment software package. The measurement of the frequency characteristics of the experimental sample of the phase shifter was carried out using a Rohde & Schwarz ZVA-40 vector network analyzer. **Results:** For the nominal values of the phase shift $\varphi_0 = 45^\circ, 67.5^\circ, 90^\circ$ and the frequency ranges $[f_1, f_2]$ with overlap coefficients $\kappa = f_1/f_2 = 2, 2.5, 3$ (for $m = 3$) and $\kappa = 3; 3.5; 4$ (for $m = 5$), the regularities of changes in the electrical lengths and wave impedances of even and odd types of excitation of connected transmission lines, electrical lengths and characteristic impedances of single transmission lines and a stub are established. On the basis of the solutions obtained in the TEM-wave approximation, a fixed phase shifter on a microstrip transmission line was developed for the case of $m = 3, \varphi_0 = 90^\circ, \kappa = 3$. Its circuitry and electrodynamic modeling was carried out. A prototype phase shifter has been manufactured and tested. The experimentally obtained value of the phase shift is $91^\circ \pm 1.5^\circ$, the voltage standing wave ratio does not exceed 1.4 in the frequency range 0.6–1.5 GHz. The analysis of the reasons for the deviation of the calculated characteristics from the experimental ones is given. **Conclusion:** The results obtained open up new possibilities for using loops in the problems of synthesis of functional microwave devices. They can be effectively used as an initial approximation in solving the problems of synthesis of fixed phase shifters of the proposed structure on strip and microstrip transmission lines.

Keywords: fixed phase shifter, coupled transmission lines, short-circuited stub, mathematical modeling, method of moments

For citation: Korchagin A. I., Meshchanov V. P., Sayapin K. A., Semenchuk V. V., Turkin Ya. V., Sherstyukov D. N. Integrated research of the phase-shifting properties of a step structure of class II on connected transmission lines with mismatched loads. *Izvestiya of Saratov University. Physics*, 2021, vol. 21, iss. 3, pp. 264–274 (in Russian). <https://doi.org/10.18500/1817-3020-2021-21-3-264-274>

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution 4.0 International License (CC-BY 4.0)

Введение

Фиксированные фазовращатели (ФФ) на линиях передачи (ЛП) относятся к пассивным устройствам, обеспечивающим в широком диапазоне частот постоянный фазовый сдвиг между сигналами на выходах опорного (ОК) и фазосдвигающего (ФК) каналов (рис. 1). Они являются базовыми элементами радиоэлектронной аппаратуры различного функционального назначения в диапазоне сверхвысоких частот [1].

Среди множества известных типов ФК наибольшее распространение получили структуры электрических цепей на основе одиночных ЛП со шлейфами [2–6] и на основе связанных ступенчатых ЛП с согласованными [7–12.] и несогласованными [13–15] нагрузками. ОК обычно выполняется в виде отрезка однородной ЛП [5, 11–14], однако в работах [4, 6, 8–10] с целью улучшения частотных характеристик и уменьшения габаритных размеров предлагаются ФФ с более сложной структурой ОК.

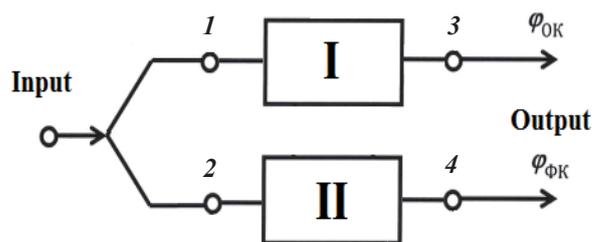


Рис. 1. Структурная схема фиксированного фазовращателя: I – опорный канал, II – фазосдвигающий канал; 1, 2 – входные плечи опорного и фазосдвигающего каналов, 3, 4 – выходные плечи опорного и фазосдвигающего каналов; $\varphi_{\text{ОК}}$ и $\varphi_{\text{ФК}}$ – фазы сигналов на выходах опорного и фазосдвигающего каналов

Fig. 1. Block diagram of a fixed phase shifter: I – reference channel, II – phase-shifting channel; 1, 2 – input arms of the reference and phase-shifting channels, 3, 4 – output arms of the reference phase-shifting channels; $\varphi_{\text{ОК}}$ and $\varphi_{\text{ФК}}$ – signal phases at the outputs of the reference and phase-shifting channels



В известных ФФ на связанных ступенчатых ЛП [11, 12, 16] опорный канал образован отрезком одиночной однородной ЛП, а ФК представляет собой связанные ступенчатые ЛП классов I или II, у которых выходные плечи последнего отрезка связанных ЛП соединены между собой отрезком l_c одиночной ЛП «нулевой» длины [11] или отрезком одиночной однородной ЛП фиксированной длины [12]. Согласно классификации, введенной в [16], связанные ступенчатые ЛП класса I представляют собой каскадное включение отрезков однородных распределенно-связанных линий передачи с равными электрическими длинами l с разными значениями коэффициентов связи K_1, K_2 , а связанные ступенчатые ЛП класса II образуются каскадным включением отрезков однородных распределенно-связанных ЛП с разными электрическими длинами l_i и с двумя чередующимися значениями коэффициента связи K_1, K_2 .

Исследована также структура ФК, представляющая собой каскадное включение отрезков

связанных ЛП класса I, нагруженных на короткозамкнутый шлейф [15, 17]. В этом случае шлейф выполняет роль соединительного отрезка. Кроме того, очевидно, что специфика электрической цепи короткозамкнутого шлейфа и способ его подключения «обогащают» математическую модель фазовращателя дополнительными параметрами. Фазосдвигающий канал становится несогласованным и ненаправленным, и задача синтеза ФФ становится в отличие от [11, 12] двухкритериальной: приходится кроме отклонения фазочастотной характеристики от номинального значения в заданной полосе частот минимизировать и величину коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) фазосдвигающего канала.

Для решения данной задачи необходимо рассмотреть возможность и исследовать результаты использования шлейфа в структуре фазосдвигающего канала, образованного цепочкой связанных ЛП класса II (рис. 2), что и является целью настоящей работы.

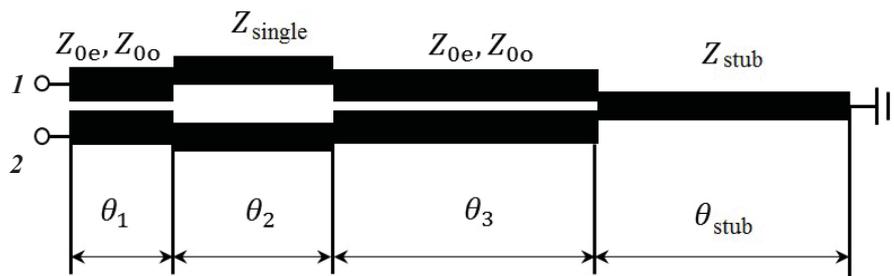


Рис. 2. Структура фазосдвигающего канала на трёхступенчатой связанной ЛП класса II со шлейфом; 1, 2 – входные плечи фазосдвигающего канала

Fig. 2. Structure of the phase-shifting channel on a three-stage coupled transmission line of class II with a stub; 1, 2 – input arms of the phase-shifting channel

Снимем избыточные для этого случая ограничения, вытекающие из условия идеальной направленности отрезков связанных линий в структуре класса II, и снимем также избыточные для этого случая условия равенства волновых сопротивлений одиночных ЛП волновому сопротивлению подводящих ЛП. Эти меры существенно увеличат размерность вектора варьируемых параметров в задаче оптимизации и создадут предпосылки синтеза более совершенных фазочастотных (ФЧХ) и амплитудно-частотных (АЧХ) характеристик. Таким образом, фазосдвигающий канал в исследуемой структуре становится полосо-пропускающим четырёхполюсником в отличие от всепропускающего в [11, 12]. Размерность вектора варьируемых параметров по сравнению с [11, 12] увеличится на три.

1. Задачи моделирования и синтеза в приближении Т-волн

При подаче на входы 1, 2 опорного канала I и фазосдвигающего канала II фазовращателя (см. рис. 1) синфазных волн одинаковой амплитуды в их выходных плечах 3 и 4 на частоте f волны будут сдвинуты по фазе на угол

$$\varphi(f, \mathbf{AL}) = \varphi_{OK}(f, \mathbf{AL}) - \varphi_{\Phi K}(f, \mathbf{AL}), \quad (1)$$

где $\varphi_{OK}(f, \mathbf{AL})$ – набег фазы в ОК на частоте f ; $\varphi_{\Phi K}(f, \mathbf{AL})$ – набег фазы в ФК на частоте f ; \mathbf{AL} – вектор варьируемых параметров, включающий в себя следующие параметры: θ_{OK} – электрическая длина опорного канала на средней частоте f_{cp} рабочего диапазона частот $[f_1, f_2]$, θ_i – электрические длины на f_{cp} отрезков одно-



родных связанных и несвязанных ЛП, $i = (\overline{1, m})$; $\theta_{\text{шл}}$ – электрическая длина шлейфа на $f_{\text{ср}}$; Z_{0e} и Z_{0o} – волновые сопротивления чётного и нечётного типа возбуждения отрезков однородных связанных ЛП; $Z_{\text{од}}$ – волновое сопротивление отрезков однородных несвязанных ЛП; $Z_{\text{шл}}$ – волновое сопротивление шлейфа.

Для решения задачи синтеза ФФ целесообразно воспользоваться упрощенной моделью в приближении Т-волн [18], позволяющей сократить время вычисления электромагнитных характеристик структуры и уменьшить количество параметров математической модели. Будем считать, что в рассматриваемых ЛП распространяются только две электромагнитные волны, со-

ответствующие падающей и отраженной низшей моде ТЕМ-типа, и пренебрежём возбуждением на неоднородностях колебаний высшего типа. Схему, приведённую на рис. 2, можно представить как соединение эквивалентных четырехполюсников и восьмиполюсников. Передаточные матрицы восьмиполюсника, соответствующего соединению первых трех звеньев ФФ, хорошо известны [18, 19].

Перемножив последовательно передаточные матрицы для первых звеньев ФФ и учитывая, что сопротивления первого и третьего отрезков связанных ЛП одинаковы, получаем передаточную матрицу $[A]$ трехступенчатого ФФ со следующими коэффициентами:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= F_2(\theta_1, \theta_3, \theta_2) - \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_2} F_4(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \\
 &- \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \left(\rho_2 F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1) + \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2} F_4(\theta_1, \theta_3, \theta_2) \right) + \frac{(\rho_e - \rho_o)^2}{4\rho_e\rho_o} F_4(\theta_1, \theta_3, \theta_2), \\
 A_2 &= F_2(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_4(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \\
 &- \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2} \left(\frac{1}{\rho_2} F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1) + \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_4(\theta_1, \theta_3, \theta_2) \right), \\
 A_3 &= \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_2\rho_e\rho_o} (\rho_2^2 F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1) - \rho_e\rho_o F_4(\theta_1, \theta_2, \theta_3)), \\
 A_4 &= \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_2\rho_e\rho_o} (\rho_2^2 F_4(\theta_2, \theta_1, \theta_3) - \rho_e\rho_o F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1)), \\
 A_5 &= \frac{i}{\rho_2} F_3(\theta_1, \theta_3, \theta_2) + \frac{i(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_2} F_3(\theta_2, \theta_3, \theta_1) + \\
 &+ \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \left(F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \right) - \frac{i\rho_2(\rho_e - \rho_o)^2}{4\rho_e^2\rho_o^2} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3), \\
 A_6 &= \frac{i}{\rho_2} F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + \frac{i(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_2} F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + \\
 &+ \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \left(F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \right) - \frac{i\rho_2(\rho_e - \rho_o)^2}{4\rho_e^2\rho_o^2} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3), \\
 A_7 &= \frac{i(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_2} (\rho_2 [F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + F_3(\theta_2, \theta_3, \theta_1)] - F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) [\rho_e + \rho_o]), \\
 A_8 &= -\frac{i(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_e^2\rho_o^2} (\rho_e\rho_o [F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + F_3(\theta_2, \theta_3, \theta_1)] - \rho_2 F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) [\rho_e - \rho_o]).
 \end{aligned}$$



Вспомогательные функции F_1, F_2, F_3 и F_4 определены следующим образом:

$$F_1(x, y, z) = \sin x \sin y \sin z,$$

$$F_2(x, y, z) = \cos x \cos y \cos z,$$

$$F_3(x, y, z) = \cos x \cos y \sin z,$$

$$F_4(x, y, z) = \sin x \sin y \cos z.$$

Короткозамыкающий шлейф можно представить как присоединение четырехполюсника к восьмиполюснику. Тогда его матрица передачи может быть получена из передаточной матрицы одиночного отрезка ЛП:

$$\begin{bmatrix} U_w \\ I_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_w & i\rho \sin \theta_w \\ \frac{i}{\rho} \sin \theta_w & \cos \theta_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где U_w – напряжение на шлейфе, I_w – протекающий через шлейф ток.

$$a_{11}^w = \frac{1}{\Delta} \left((A_6 + Z_w [A_1 + A_3]) (A_7 - Z_w [A_1 + A_3]) + (A_4 + Z_w [A_5 + A_8]) (-A_7 + Z_w [A_1 + A_3]) \right),$$

$$a_{12}^w = \frac{1}{\Delta} \left((A_6 + Z_w [A_1 + A_2]) (A_6 - Z_w [A_1 + A_3]) + (A_7 + Z_w [A_1 + A_3]) (Z_w [A_1 + A_3] - A_7) \right),$$

$$a_{21}^w = \frac{1}{\Delta} \left((-A_4 - Z_w [A_5 + A_8]) (A_2 + Z_w [A_5 + A_8]) + (A_4 + Z_w [A_5 + A_8]) (Z_w [A_5 + A_8] - A_4) \right),$$

$$a_{22}^w = \frac{1}{\Delta} \left((A_6 - Z_w [A_1 + A_3]) (A_2 + Z_w [A_5 + A_8]) + (A_7 + Z_w [A_1 + A_3]) (Z_w [A_5 + A_8] - A_4) \right),$$

$$\Delta = (A_7 + Z_w [A_1 + A_3]) (A_1 - Z_w [A_5 + A_8]) - (A_6 + Z_w [A_1 + A_3]) (A_4 + Z_w [A_5 + A_8]).$$

Получить волновую матрицу передачи [T] можно посредством преобразования передаточной матрицы [18]

$$T = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11}^w & a_{12}^w \\ a_{21}^w & a_{22}^w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

тогда угол дифференциального фазового сдвига можно получить в виде

$$\varphi(f, \mathbf{AL}) = \theta \frac{l_k}{\lambda_{cp}} + \arg(S_{12}) = \theta \frac{l_k}{\lambda_{cp}} + \arg\left(\frac{1}{T_{12}}\right). \quad (6)$$

При решении задачи синтеза в приближении Т-волн для исследуемой m -ступенчатой структуры ФК класса II были совместно решены минимаксные задачи:

$$\min_{\mathbf{AL}} \max_{f \in [f_1, f_2]} |\varphi_0 - \varphi(f, \mathbf{AL})|, \quad (7)$$

$$\min_{\mathbf{AL}} \max_{f \in [f_1, f_2]} KCBH(f, \mathbf{AL}),$$

Из уравнения (5) получаем зависимость напряжения на шлейфе от протекающего в нём тока:

$$U_w = I_w i\rho \tan \theta_w = Z_w(\theta_w) I_w. \quad (3)$$

Напряжения на выходных плечах последнего отрезка связанных ЛП U_3 и U_4 связаны с напряжением на шлейфе U_w выражениями: $U_3 = U_4 = U_w$, $I_w = I_3 - I_4$

Ток, протекающий через шлейф, можно получить из первого закона Кирхгофа, учитывая протекающие в выходных плечах последнего отрезка связанных ЛП токи I_3 и I_4 : $I_w = I_3 - I_4$, на основе чего получим выражение для матрицы передачи ФК:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}^w & a_{12}^w \\ a_{21}^w & a_{22}^w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где U_1, U_2 и I_1, I_2 – напряжения и токи на входных плечах ФК соответственно,

где φ_0 – номинальное значение фазового сдвига. Волновые сопротивления подводящих ЛП полагались равными 50 Ом. Задачи решались с помощью симплексного метода оптимизации [20–22].

Характеристики ФФ с найденными оптимальными параметрами приведены в табл. 1.

Частотные характеристики ФФ для $\varphi_0 = 90^\circ$ и $\kappa = 3$ показаны на рис. 3. На основе анализа полученных результатов установлено следующее.

1. Для всех номинальных значений фазового сдвига φ_0 длины отрезков связанных ЛП монотонно возрастают, а длины отрезков одиночных ЛП монотонно убывают по направлению к шлейфу. При этом для трёхступенчатой структуры имеет место соотношение $\theta_3 > \theta_2 > \theta_1$, а для пятиступенчатой – $\theta_5 > \theta_2 > \theta_4 > \theta_3 > \theta_1$. В [11] была получена такая же закономерность



Таблица 1 / Table 1

Оптимальные параметры трёх- и пятиступенчатых ($m = 3$ и $m = 5$) фиксированных фазовращателей

Optimal parameters of three- and five-stage step ($m = 3$ and $m = 5$) fixed phase shifters

m	φ_0 , град/degree		45	67.5	90
3	$\kappa = 3$	$\Delta\varphi$, град/degree	0.0787	0.0963	0.1401
		$KCBH_{\max} / VSWR_{\max}$	1.0996	1.1946	1.2813
5	φ_0 , град/degree		45	67.5	90
	$\kappa = 3$	$\Delta\varphi$, град/degree	0.0375	0.0461	0.0817
		$KCBH_{\max} / VSWR_{\max}$	1.0393	1.0403	1.1458

Примечание. $\kappa = f_2/f_1$; $\Delta\varphi$ – максимальное отклонение функции фазового сдвига от номинального значения φ_0 ; $KCBH_{\max}$ – максимальное значение КСВН на входе ФК.

Note. $\kappa = f_2/f_1$; $\Delta\varphi$ – phase deviation, $VSWR_{\max}$ – maximum voltage standing wave ratio.

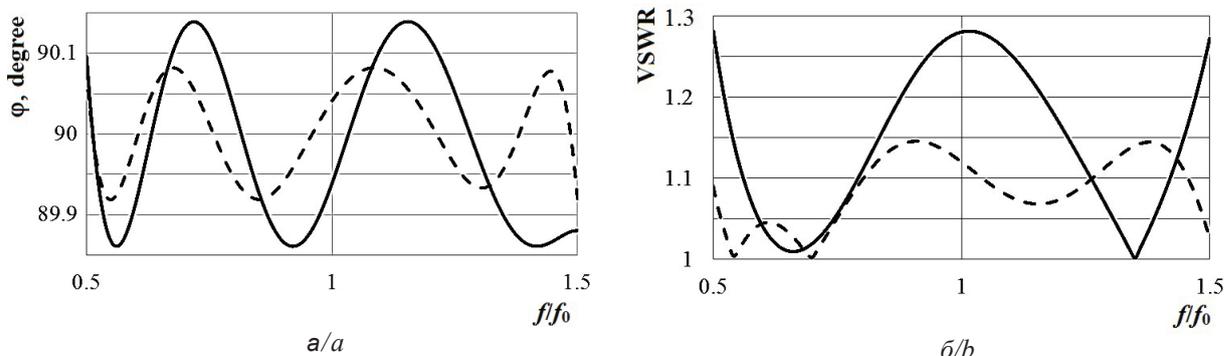


Рис. 3. ФЧХ (а) и КСВН (б) фазовращателей с ФК на m -ступенчатых связанных ЛП класса II со шлейфом ($\kappa = 3$, $\varphi_0 = 90^\circ$): $m = 3$ (сплошная линия); $m = 5$ (пунктирная линия)

Fig. 3. Phase response (a) and VSWR (b) of phase shifters with a phase-shifting channel based on m -step coupled transmission lines of class II with a stub ($\kappa = 3$, $\varphi_0 = 90^\circ$): $m = 3$ (solid line); $m = 5$ (dotted line)

изменения длин ступеней ФК по направлению к концу структуры.

2. С ростом ширины рабочей полосы частот увеличиваются волновые сопротивления шлейфов.

3. С ростом номинального значения фазового сдвига φ_0 волновые сопротивления шлейфов уменьшаются.

4. Исследованные ФФ при равном числе ступеней, одинаковых номинальных значениях φ_0 и ширине рабочей полосы частот имеют существенно меньшие значения коэффициентов связи и максимального отклонения функции фазового сдвига от номинального значения по сравнению с ФФ, синтезированными в [11]. Это подтверждается данными, приведенными в табл. 2.

Таблица 2 / Table 2

Сравнение характеристик трёхступенчатых ($m = 3$) фиксированных фазовращателей для $\kappa = 3$

Comparison of characteristics of three-stage ($m = 3$) fixed phase shifters for $\kappa = 3$

ФК	[13]	Рис. 2
$\Delta\varphi$, град	1.931	0.140
$KCBH_{\max}$	1.0000	1.2813
k	0.663	0.243
$Z_{\text{от}}$, Ом	50	46.060459



2. Схемотехническое моделирование микрополосковой модели фиксированного фазовращателя

Результаты синтеза ФФ получены на основе модели в приближении Т-волн, т.е. с учетом допущения о равенстве фазовых скоростей четного и нечетного типов возбуждения отрезков связанных линий. Поэтому возможность их использования при конструировании микрополосковых ФФ потребовала отдельного изучения.

В качестве подложки микрополосковой линии был задан фольгированный ламинат Rogers RO4003C (Rogers Corporation, США) [23] с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3.55$ и толщиной $h = 0.813$ мм. Параметры, полученные в приближении Т-волн для $\varphi_0 = 90^\circ$, $\kappa = 3$, $m = 3$, использовались в качестве начального приближения. Геометрические размеры отрезков одиночных и связанных микрополосковых ЛП, образующих структуру ФФ, рассчитаны с помощью методики [24] таким образом, чтобы на центральной частоте диапазона $f_0 = 1$ ГГц были реализованы требуемые значения волновых сопротивлений. Частотные характеристики полученной модели ФФ приведены в табл. 3 и на

рис. 4. Можно констатировать, что электрические характеристики микрополоскового ФФ существенно ухудшились по сравнению с соответствующей моделью в одноволновом приближении. Кроме этого, зазор S_{coupl} между связанными ЛП оказался слишком малым и нереализуемым с помощью стандартных технологий фрезерования. Очевидно, что причиной этого является неравенство фазовых скоростей для четного и нечетного типов возбуждения, что и обусловило необходимость проведения дополнительной параметрической оптимизации микрополосковой модели ФФ.

Нахождение оптимальных геометрических размеров элементов ФФ производилось в результате совместного решения в среде проектирования AWR Microwave Office минимаксных задач:

$$\min_{GL} \max_{f \in [0.5\Gamma\Gamma_0, 1.5\Gamma\Gamma_0]} |\varphi_0 - \varphi(f, GL)|, \tag{8}$$

$$\min_{GL} \max_{f \in [0.5\Gamma\Gamma_0, 1.5\Gamma\Gamma_0]} KCBH(f, GL),$$

где в качестве варьируемых параметров GL использовались геометрические размеры структуры, указанные в табл. 3. При формулировке задачи введено дополнительное технологическое ограничение $S_{coupl} \geq 0.2$.

Таблица 3 / Table 3

Параметры фиксированного фазовращателя класса II
Parameters of a fixed phase shifter of class II

Параметры / Parameters	Схемотехническая модель (начальное приближение) / Initial Circuit	Схемотехническая модель (оптимальные параметры) / Optimal Scheme	Электромагнитная модель / EM
φ_0 , град / degree	90	90	91
$\Delta\varphi$, град / degree	5.3	0.65	2
$KCBH_{max}/VSWR_{max}$	2.36	1.28	1.4
l_{ref} , мм	196.4	213.6	228.4
W_{coupl} , мм	3.13	4.24	3.31
S_{coupl} , мм	0.085	0.15	0.20
l_{coupl1} , мм	3.00	1.82	1.99
l_{coupl2} , мм	46.00	46.45	46.20
W_{single} , мм	2.05	2.43	1.97
l_{single} , мм	25.34	36.08	31.56
W_{stub} , мм	3.28	5.086	4.59
l_{stub} , мм	43.24	36.71	36.57

Примечание. l_{ref} – длина опорного канала, l_{coupl1} и l_{coupl2} – длины первого и второго отрезков связанных ЛП, W_{coupl} , S_{coupl} – ширина отрезков связанных ЛП и расстояние между ними, l_{single} , W_{single} – длина и ширина отрезков несвязанных ЛП, l_{stub} , W_{stub} – длина и ширина шлейфа.

Note. l_{ref} – the length of the reference channel, l_{coupl1} and l_{coupl2} – the lengths of the first and second segments of the connected transmission lines (TL), W_{coupl} , S_{coupl} – the width of the segments of the TL and the distance between them, l_{single} , W_{single} – the length and width of the segments of the unconnected TL, l_{stub} , W_{stub} – stub length and width.

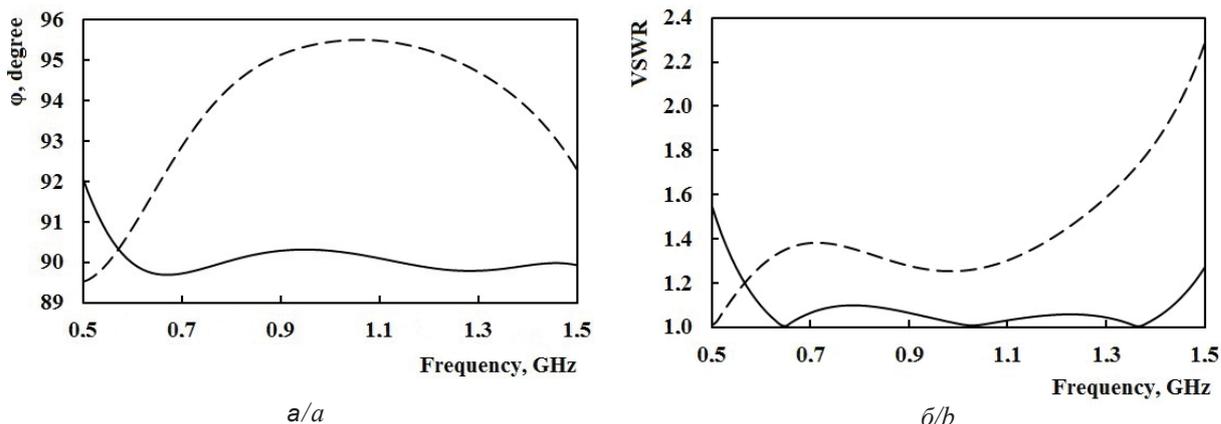


Рис. 4. Частотные характеристики исходной (пунктирная линия) и оптимизированной (сплошная линия) схемотехнической модели ФФ: a – ФЧХ, b – КСВН
 Fig. 4. Frequency characteristics of the original (dashed line) and optimized (solid line) circuit model of a fixed phase shifter: a – phase response, b – VSWR

Для решения задачи оптимизации использовался симплексный метод (метод Нелдера – Мида). Полученное решение (см. табл. 3, рис. 4) характеризуется удовлетворительными электрическими параметрами и может быть реализовано технологически, тем самым подтверждается возможность использования решений, полученных в приближении Т-волн, для расчёта конструкций на основе предложенной структуры на микрополосковых линиях.

3. Электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование

Приближение Т-волн позволяет найти глобальный минимум входного коэффициента отражения с наименьшими вычислительными затратами. Схемотехническая модель дает возможность учесть дисперсию в микрополосковой ЛП. Однако для точного численного расчета электродинамических характеристик структуры ФФ таких приближенных моделей недостаточно. Поэтому было проведено 2.5D-электродинамическое моделирование ФФ при помощи метода моментов [25] с применением программы АХИЕМ пакета AWR Design Environment [26].

Электродинамическое моделирование показало отклонение частотных характеристик трехмерной модели от характеристик модели схемотехнической. В частности, значение КСВН увеличилось до 1.44, а отклонение ФЧХ от заданного номинала превысило 6° . Причиной этого является наличие электромагнитной связи между отрезками несвязанных микрополосковых линий, которые в рамках схемотехнической модели по-

лагались одиночными, а также неоднородностей емкостного характера в зонах соединения линий различных геометрических размеров.

С целью достижения требуемых параметров ФФ была выполнена необходимая корректировка геометрических размеров элементов ФК и добавлены отрезки микрополосковых ЛП для подключения коаксиально-микрополосковых переходов. В связи с этим длина компенсирующей ЛП $l_{ок}$ была увеличена. Для уменьшения нежелательной электромагнитной связи между несвязанными ЛП зазор между ними был также увеличен, а для компенсации неоднородностей в местах их подключения к связанным ЛП были введены согласующие элементы. Частотные характеристики конечной электродинамической модели представлены в табл. 3 и на рис. 5.

Измеренные с помощью векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA-40 (Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, Германия) фазочастотные характеристики экспериментального образца ФФ и КСВН его фазосдвигающего канала показаны на рис. 5. В диапазоне частот 0.6–1.5 ГГц фазовый сдвиг составляет $91 \pm 2^\circ$, максимальное значение КСВН не более 1.4. Прямые потери $|S_{12}|$ не превышают 0.5 дБ. Незначительное уменьшение полосы рабочих частот может быть объяснено технологическими ограничениями размеров.

Заключение

Решены задачи синтеза и проведено моделирование сверхширокополосных фиксированных фазовращателей, фазосдвигающий канал

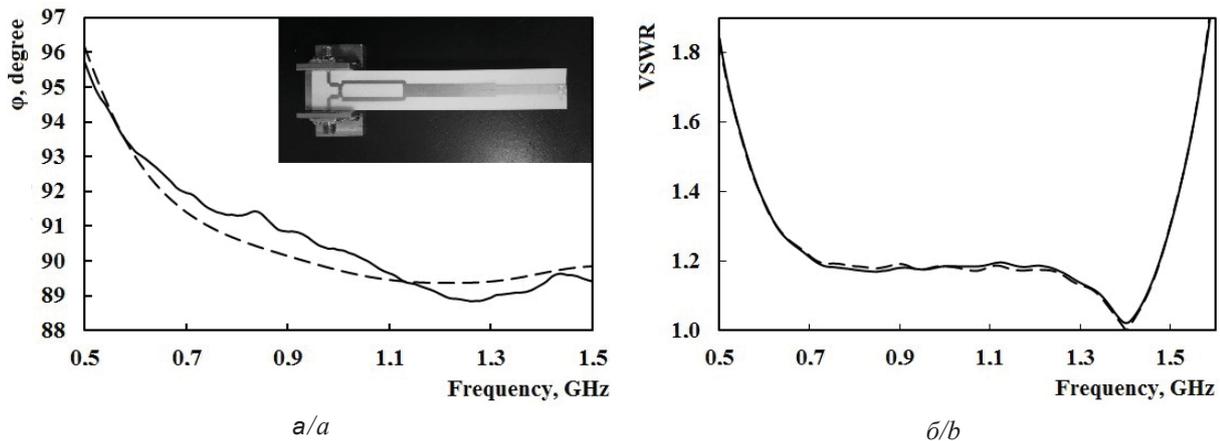


Рис. 5. Частотные характеристики электродинамической модели (пунктирная линия) и экспериментального образца (сплошная линия) фиксированного фазовращателя класса II: *a* – ФЧХ, *б* – КСВН фазосдвигающего канала
Fig. 5. Frequency characteristics of the electrodynamic model (dashed line) and the experimental sample (solid line), fixed phase shifter Class II: *a* – phase response, *b* – VSWR

которых образован каскадным включением трех- и пятиступенчатых чередующихся отрезков связанных и несвязанных линий передачи (структура класса II). К выходам последнего отрезка связанных ЛП подключён короткозамкнутый шлейф. Установлено преимущество новой структуры ФК по сравнению со ступенчатой структурой на основе связанных ЛП класса II с соединительным отрезком «нулевой» длины: существенно уменьшаются отклонения фазочастотной характеристики от номинального значения сдвига фазы φ_0 и коэффициенты связи связанных ЛП.

Проведено схемотехническое и электродинамическое моделирование фиксированного фазовращателя для $m = 3$, $\varphi_0 = 90^\circ$, $\kappa = 3$. Экспериментальное исследование макетного образца фазовращателя показало, что КСВН фазосдвигающего канала не превышает 1.4, а отклонение фазочастотной функции от номинального значения не выше 2° в рабочем диапазоне частот с коэффициентом перекрытия $\kappa=3$, что достаточно хорошо согласуется с данными электродинамического моделирования (КСВН_{макс} = 1.4, $\Delta\varphi = 2^\circ$).

Полученные результаты могут быть эффективно использованы как начальное приближение при решении задач синтеза ФФ предложенной структуры.

Список литературы

1. Богданов А. М., Давидович М. В., Кац Б. М., Шикова Л. В. Сверхширокополосные микроволновые устройства / под ред. В. П. Мещанова, А. П. Креницкого. М.: Радио и связь, 2001. 560 с.

2. Wang W., Liu Y., Wu Y. A Novel Compact Planar Phase Shifter with a Microstrip Radial Stub // Sensors & Transducers. 2014. Vol. 179, iss. 9. P. 201–206.
3. Muneer B., Zhu Q. Generalized Analysis Method for a Class of Novel Wideband Loaded-Stub Phase Shifters // Radioengineering. 2015. Vol. 24, № 4. P. 927–931. <https://doi.org/10.13164/re.2015.0927>
4. Wang J.-X., Yang L., Liu Y., Wang Y., Gong S.-X. Design of a Wideband Differential Phase Shifter with the Application of Genetic Algorithm // Progress in Electromagnetics Research Letters. 2014. Vol. 48. P. 45–49. <https://doi.org/10.2528/PIERL14051503>
5. Zheng S. Y., Chan W. S., Man K. F. Broadband Phase Shifter Using Loaded Transmission Line // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2010. Vol. 20, № 9. P. 498–500. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2050868>
6. Alizadeh M. K., Shamsi H., Tavakoli M. B., Aliakbarian H. Simple ladder-like single-layer balanced wideband phase shifter with wide phase shift range and appropriate common-mode suppression // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2020. P. 1137–1147. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2020.0221>
7. Geyikoglu M. D., Koc Polat H., Cavusoglu B. Novel design for differential phase shifter structure by using multi-section coupled lines // Electronics Letters. 2020. Vol. 56, iss. 11. P. 553–556. <https://doi.org/10.1049/el.2020.0316>
8. Zhang Z., Jiao Y.-C., Cao S.-F., Wang X.-M., Zhang F.-S. Modified Broadband Schiffman Phase Shifter Using Dentate Microstrip and Patterned Ground Plane // Progress in Electromagnetics Research Letters. 2011. Vol. 24. P. 9–16. <https://doi.org/10.2528/PIERL11041406>
9. Zhang W.-W., Liu Y., Wu Y., Wang W.-M., Su M., Gao J. A Modified Coupled-Line Schiffman Phase Shifter with Short Reference Line // Progress in Electromagnetics Research C. 2014. Vol. 54. P. 17–27. <https://doi.org/10.2528/PIERC14063003>
10. Cao Y., Wang Z., Fang S.-J., Liu Y. A Miniaturized 90° Schiffman Phase Shifter with Open-Circuited Trans-



- Directional Coupled Lines // *Progress in Electromagnetics Research C*. 2016. Vol. 64. P. 33–41. <https://doi.org/10.2528/PIERC16030401>
11. Мещанов В. П., Метельникова И. В., Фокеев Л. Г. Оптимальный синтез ступенчатых фазовращателей II класса // *Радиотехника и электроника*. 1983. Т. 28, № 12. С. 2341.
 12. Мещанов В. П., Шикова Л. В., Метельникова И. В. Синтез ступенчатых фазовращателей на основе линий передачи с Т-волнами // *Радиотехника и электроника*. 1988. Т. 2833, № 9. С. 1845–1852.
 13. Liu Q., Liu Y., Shen J., Li S., Yu C., Lu Y. Wideband Single-Layer 90° Phase Shifter Using Stepped Impedance Open Stub and Coupled-Line With Weak Coupling // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2014. Vol. 24, № 3. P. 176–178. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2013.2295212>
 14. Wu Y., Yao L., Wang W., Liu Y. A Wide-band 180-degree Phase Shifter Using a Pair of Coupled-line Stubs // 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2015. P. 240–241. <https://doi.org/10.1109/APS.2015.7304506>
 15. Алексеев В. В., Мещанов В. П., Семенчук В. В., Шикова Л. В. Сверхширокополосные фиксированные фазовращатели на ступенчатых связанных линиях передачи со шлейфом // *Радиотехника*. 2015. № 7. С. 26–30.
 16. Мещанов В. П., Фельдштейн А. Л. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ. М. : Связь, 1980. 144 с.
 17. Аристархов Г. М., Алексеев А. А. Широкополосные фазовращатели на связанных микрополосковых линиях с кратными электрическими длинами // *Радиотехника*. 1987. № 12. С. 58–60.
 18. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. М. : Связь, 1965. 352 с.
 19. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А. Л. Фельдштейна. М. : Связь, 1978. 336 с.
 20. Microwave Office. URL: <https://www.awr.com/ru/products/microwave-office> (дата обращения: 10.04.2020).
 21. Fletcher R. *Practical Methods of Optimization*. 2nd ed. New York : Wiley, 2000. 456 p.
 22. Габасов Р., Кириллова Ф. М., Тятюшкин А. И. Конструктивные методы оптимизации : в 5 ч. М. : Изд-во Университетское, 1983. Ч. 1 : Линейные задачи. 214 с.
 23. RO4003C™ Laminates. URL: <https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates> (дата обращения: 10.04.2020).
 24. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / под ред. В. И. Вольмана. М. : Радио и связь, 1990. 287 с.
 25. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2013. 432 с.
 26. AWR Design Environment. URL: <https://www.awr.com/ru/products> (дата обращения: 15.05.2020).
- ## References
1. Bogdanov A. M., Davidovich M. V., Kats B. M., Shikova L. V. *Sverkhshirokopolosnye mikrovolnovye ustroystva*. Pod red. V. P. Meshchanova, A. P. Krenitskogo [V. P. Meshchanova, A. P. Krenitskogo, eds. *Ultra-wideband Microwave Devices*]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 2001. 560 p. (in Russian).
 2. Wang W., Liu Y., Wu Y. A Novel Compact Planar Phase Shifter with a Microstrip Radial Stub. *Sensors & Transducers*, 2014, vol. 179, iss. 9, pp. 201–206.
 3. Muneer B., Zhu Q. Generalized Analysis Method for a Class of Novel Wideband Loaded-Stub Phase Shifters. *Radioengineering*, 2015, vol. 24, no. 4, pp. 927–931. <https://doi.org/10.13164/re.2015.0927>
 4. Wang J.-X., Yang L., Liu Y., Wang Y., Gong S.-X. Design of a Wideband Differential Phase Shifter with the Application of Genetic Algorithm. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 2014, vol. 48, pp. 45–49. <https://doi.org/10.2528/PIERL14051503>
 5. Zheng S. Y., Chan W. S., Man K. F. Broadband Phase Shifter Using Loaded Transmission Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, vol. 20, no. 9, pp. 498–500. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2050868>
 6. Alizadeh M. K., Shamsi H., Tavakoli M. B., Aliakbarian H. Simple ladder-like single-layer balanced wideband phase shifter with wide phase shift range and appropriate common-mode suppression. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2020, pp. 1137–1147. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2020.0221>
 7. Geyikoglu M. D., Koc Polat H., Cavusoglu B. Novel design for differential phase shifter structure by using multi-section coupled lines. *Electronics Letters*, 2020, vol. 56, iss. 11, pp. 553–556. <https://doi.org/10.1049/el.2020.0316>
 8. Zhang Z., Jiao Y.-C., Cao S.-F., Wang X.-M., Zhang F.-S. Modified Broadband Schiffman Phase Shifter Using Dentate Microstrip and Patterned Ground Plane. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 011, vol. 24, pp. 9–16. <https://doi.org/10.2528/PIERL11041406>
 9. Zhang W.-W., Liu Y., Wu Y., Wang W.-M., Su M., Gao J. A Modified Coupled-Line Schiffman Phase Shifter with Short Reference Line. *Progress in Electromagnetics Research C*, 2014, vol. 54, pp. 17–27. <https://doi.org/10.2528/PIERC14063003>
 10. Cao Y., Wang Z., Fang S., Liu Y. A Miniaturized 90° Schiffman Phase Shifter with Open-Circuited Trans-Directional Coupled Lines. *Progress in Electromagnetics Research C*, 2016, vol. 64, pp. 33–41. <https://doi.org/10.2528/PIERC16030401>
 11. Meshchanov V. P., Metelnikova I. V., Fokeev L. G. Optimal Synthesis of Stage II Class Phase Shifters. *Soviet Journal of Communications Technology and Electronics*, 1983, iss. 28, no. 12, pp. 2341 (in Russian).
 12. Meshchanov V. P., Shikova L. V., Metelnikova I. V. Synthesis of stepped phase shifters based on T-wave transmission lines. *Soviet Journal of Communications Technology and Electronics*, 1988, iss. 2833, no. 9, pp. 1845–1852 (in Russian).



13. Liu Q., Liu Y., Shen J., Li S., Yu C., Lu Y. Wideband Single-Layer 90° Phase Shifter Using Stepped Impedance Open Stub and Coupled-Line With Weak Coupling. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2014, vol. 24, no. 3, pp. 176–178. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2013.2295212>
14. Wu Y., Yao L., Wang W., Liu Y. A Wide-band 180-degree Phase Shifter Using a Pair of Coupled-line Stubs. *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 240–241. <https://doi.org/10.1109/APS.2015.7304506>
15. Alekseev V. V., Meshchanov V. P., Semenchuk V. V., Shikova L. V. Ultrawide-Band Fixed Phase Shifters on Stepped Coupled Transmission Lines with a Stub. *Radioengineering*, 2015, no. 7, pp. 26–30 (in Russian).
16. Meshchanov V. P., Feldshtein A. L. *Avtomatizirovannoe proektirovanie napravlennykh otvetelei SVCh* [Computer Aided Design of Microwave Directional Couplers]. Moscow, Sviaz' Publ., 1980. 144 p. (in Russian).
17. Aristarkhov G. M., Alekseev A. A. Broadband Phase Shifters on Coupled Microstrip Lines with Multiple Electrical Lengths. *Radioengineering*, 1987, no. 12, pp. 58–60 (in Russian).
18. Feldshtein A. L., Iavich L. R. *Sintez chetyrekhpoliusnikov i vos'mipoliusnikov na SVCh* [Synthesis of Four-terminal and Eight-terminal Networks at Microwave Frequencies]. Moscow, Sviaz' Publ., 1965. 352 p. (in Russian).
19. *Spravochnik po elementam poloskovoï tekhniki*. Pod red. A. L. Feldshtein [A. L. Feldshtein, ed. Guide to the Elements of Strip Technology]. Moscow, Svyaz' Publ., 1978. 336 p. (in Russian).
20. *Microwave Office*. Available at: <https://www.awr.com/ru/products/microwave-office> (accessed 10 April 2020).
21. Fletcher R. *Practical Methods of Optimization*. 2nd ed. New York, Wiley, 2000. 456 p.
22. Gabasov R., Kirillova F. M., Tiatushkin A. I. *Konstruktivnye metody optimizatsii: v 5 chastyakh. Chast' 1. Lineinye zadachi* [Constructive Optimization Methods. Part 1. Linear Problems]. Moscow, Izd-vo Universitetskoe, 1983. 214 p. (in Russian).
23. *RO4003C™ Laminates*. Available at: <https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates> (accessed 10 April 2020).
24. Fusco V. F. *Microwave Circuits: Analysis and Computer-Aided Design*. Prentice Hall, 1987. 358 p.
25. Grigoriev A. D. *Metody vychislitel'noi elektrodinamiki* [Methods of Computational Electrodynamics]. Moscow, FIZMATLIT Publ., 2013. 432 p. (in Russian).
26. *AWR Design Environment*. Available at: <https://www.awr.com/ru/products> (accessed 15 May 2020).

Поступила в редакцию 14.02.2021, после рецензирования 24.05.2021, принята к публикации 07.06.2021
Received 14.02.2021, revised 24.05.2021, accepted 07.06.2021