УДК 621.396.41

А.П. Горбачев, Ю.Н. Паршин

Синтез широкополосных дифференциальных фазовращателей на электромагнитно связанных линиях для многолучевых антенных решёток*

Работа посвящена синтезу дифференциальных фазовращателей на электромагнитно связанных линиях с замкнутым кольцевым проводником. По сравнению с известными фазовращателями предлагаемая структура характеризуется дополнительными степенями свободы при печатном полосковом исполнении и обеспечивает возможность проектирования многолучевых эквидистантных фазированных антенных решёток с рабочими полосами частот до полутора октав при условии, что излучатели их антенных полотен характеризуются такой же широкополосностью, например, печатные логопериодические излучатели. При узкополосных излучателях открывается возможность реализации двухчастотного или многочастотного режима работы многолучевой антенной решётки.

Ключевые слова: дифференциальный фазовращатель, связанные полосковые линии, направленный ответвитель, антенные решетки.
DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-13-18

Многолучевые фазированные антенные решетки (ФАР) находят широкое применение в радиотехнических и инфокоммуникационных системах, обеспечивающих разнонаправленное излучение радиосигналов при неподвижной антенной системе [1]. Такие ФАР востребованы при организации радиосвязи с вахтовыми поселками геологов, нефтяников, газовиков, группами охотников и туристов с одной базовой радиопередающей станции. Они же используются также в радиолокации и наведении ракет на воздушную цель, когда зондирующий сигнал излучается на одной частоте, а ответный – на другой, причем возвращается он в точку излучения с направлений, положение которых в окружающем пространстве заранее неизвестно.

За истекшие десятилетия элементная база многолучевых ФАР непрерывно совершенствовалась, начиная с прямоугольных волноводов и дойдя до микроэлектронных узлов диапазона 60 ГГц. Однако существует и сейчас ключевое ограничение, которое следует учитывать при проектировании таких ФАР. Дело в том, что излучающие элементы антенной решетки находятся в окружающем свободном пространстве, где зачастую нельзя широко применять какие-либо диэлектрики из-за необходимости иметь высокую линейность поляризации радиоизлучения. Ибо наличие кросс-поляризационного излучения многолучевой антенны приводит к существенным ошибкам определения угловых координат и дальности воздушной цели. Поэтому распределительная система многолучевых ФАР и интегрированные с ней излучатели всё ещё продолжают реализовываться по технологии симметричных полосковых линий, что и нашло отражение в данной работе, поскольку поиск путей их модернизации и совершенствования остается актуальным и сегодня.

Синтез дифференциальных фазовращателей на связанных линиях с ТЕМ-волнами

Дифференциальные фазовращатели (ДФВ) являются базовыми элементами диаграммообразующих устройств многолучевых ФАР [1]. От эффективности их функционирования зависит точность установки луча (максимума диаграммы направленности) ФАР в окружающем пространстве. Поэтому не ослабевает внимание к интенсивному поиску новых структур таких фазовращателей и разработке методов их проектирования в печатном исполнении [2–14]. В настоящей работе предлагается новая структура широкополосных ДФВ на основе направленных ответвителей (НО) на электромагнитно связанных линиях при условии распространения в них ТЕМ-волн, а также описываются этапы разработанной методики их проектирования.

Идея построения ДФВ, структурно-компоновочная схема которого защищена патентом [15], основана на ряде результатов работ [16, 17]. На рис. 1 представлена эквивалентная схема ДФВ, где обозначено: 1^F, 2^F – вход и выход ДФВ; *1*, *2* – связанные линии первого восьмиполюсника; 1', 2', 3', 4' – плечи первого восьмиполюсника; *3*, *4* – связанные линии второго восьмиполюсника; 1", 2", 3", 4" – плечи второго восьмиполюсника.

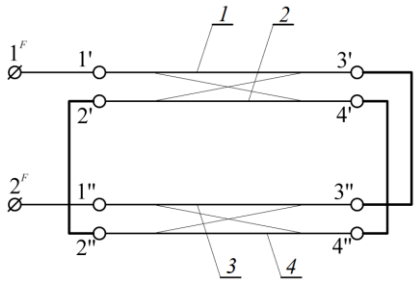


Рис. 1. Эквивалентная схема ДФВ

* Материал частично опубликован. См. Паршин Ю.Н. Печатные многолучевые антенные решётки с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида: дис. ... канд. техн. наук / Паршин Юрий Николаевич. – Новосибирск, 2022. – 198 с.

Таким образом, анализируемый ДФВ образован совокупностью двух четвертьволновых НО на связанных линиях *1, 2* и *3, 4*, у которых объединены по одной из связанных линий *2* и *4* в кольцевой проводник.

Пусть ко входу 1^F ДФВ подводится гармоническое СВЧ-напряжение $u_{1F}(t)$ с амплитудой U_m, неизменное в полосе частот порядка двух октав:

$$u_{1F}(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_{1F}) = U_m \cos(2\pi f t + \varphi_{1F}), \quad (1)$$

где U_m – амплитуда напряжения; ω – текущая круговая частота; f – текущая циклическая частота; φ_{1F} – начальная фаза сигнала.

Оно создаёт СВЧ-токи в связанных линиях *1, 2* и *3, 4*, которые за счёт связи с замкнутым кольцевым проводником из линий *2* и *4* формируют в нём циркулирующую бегущую волну. Последнее обусловливает в установившемся режиме поддержание неизменным по модулю выходного напряжения $u_{2F}(t)$ ДФВ, причём

$$u_{2F}(t) = u_{1F}(t) e^{j\psi}, \quad (2)$$

где ψ – вносимый фазовый сдвиг.

В результате ДФВ формирует задержку ψ между входным $u_{1F}(t)$ (1) и выходным $u_{2F}(t)$ (2) напряжениями. К тому же фазочастотная характеристика ψ(*f*) в широкой полосе частот, будучи подверженной влиянию циркулирующей в замкнутом кольцевом проводнике волны, принимает нелинейную форму.

Согласно общепринятой классификации, восьмиполюсники с нумерацией плеч 1', 2', 3', 4' и 1", 2", 3", 4" являются противонаправленными квадратурными четвертьволновыми ответвителями с матрицами рассеяния [**S**'] и [**S**"] и коэффициентами связи k_{12}, k_{34} соответственно (3).

Так как электрическая длина отрезков 2'–2", 4'–4" при реализации значительно короче длин линий 1'–3', 1"–3", то в дециметровом диапазоне волн их электрической длиной можно пренебречь. Кроме того, при надлежащем конструктивном исполнении электрические длины отрезков 1^F–1', 2^F–1" также являются достаточно малыми по сравнению с длинами отрезков 1'–3', 1"–3", так что и ими можно пренебречь. Поэтому целесообразно представить ДФВ в виде четырёхполюсника (4) с плечами 1^F и 2^F, который будет иметь матрицу рассеяния [$\mathbf{S}^F$] со структурой, определяемой согласно [18. С. 259] по уже известным матрицам рассеяния восьмиполюсников [**S**'] и [**S**"] (3).

Для нахождения элементов матрицы [$\mathbf{S}^F$] подставим в (4) соответствующие матрицы, получаем матрицу (5).

$$[\mathbf{S}'] = \begin{bmatrix} 0 & S'_{1F} & S'_{2F} & 0 \\ S'_{1F} & 0 & 0 & S'_{2F} \\ S'_{2F} & 0 & 0 & S'_{1F} \\ 0 & S'_{2F} & S'_{1F} & 0 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{S}''] = \begin{bmatrix} 0 & S''_{1F} & S''_{2F} & 0 \\ S''_{1F} & 0 & 0 & S''_{2F} \\ S''_{2F} & 0 & 0 & S''_{1F} \\ 0 & S''_{2F} & S''_{1F} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$S'_{1F} = j\frac{k_{12}\sin\theta}{\sqrt{1-k_{12}^2}\cos\theta + j\sin\theta}, \quad S'_{2F} = \frac{\sqrt{1-k_{12}^2}}{\sqrt{1-k_{12}^2}\cos\theta + j\sin\theta},$$

$$S''_{1F} = j\frac{k_{34}\sin\theta}{\sqrt{1-k_{34}^2}\cos\theta + j\sin\theta}, \quad S''_{2F} = \frac{\sqrt{1-k_{34}^2}}{\sqrt{1-k_{34}^2}\cos\theta + j\sin\theta},$$

здесь $\theta = (\pi/2)(f/f_0)$ – электрическая длина полосковых линий *1, 2, 3, 4* каждого НО (см. рис. 1); f_0 – центральная частота; f – текущая частота.

$$[\mathbf{S}^F] = \begin{bmatrix} S_{11}^F & S_{12}^F \\ S_{21}^F & S_{22}^F \end{bmatrix} = [\mathbf{S}_{PP}] + [\mathbf{S}_{PC}]\left([\mathbf{F}] - [\mathbf{S}_{CC}]\right)^{-1}[\mathbf{S}_{CP}],$$

$$[\mathbf{S}_{PP}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{S}_{PC}] = \begin{bmatrix} S'_{2F} & 0 & 0 & 0 & S'_{1F} & 0 \\ 0 & S''_{2F} & 0 & 0 & 0 & S''_{1F} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, [\mathbf{S}_{CC}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S'_{1F} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S''_{1F} & 0 & 0 \\ S'_{1F} & 0 & 0 & 0 & S'_{2F} & 0 \\ 0 & S''_{1F} & 0 & 0 & 0 & S''_{2F} \\ 0 & 0 & S'_{2F} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S''_{2F} & 0 & 0 \end{bmatrix}, [\mathbf{S}_{CP}] = \begin{bmatrix} S'_{2F} & 0 \\ 0 & S''_{2F} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ S'_{1F} & 0 \\ 0 & S''_{1F} \end{bmatrix}.$$

$$[\mathbf{F}]-[\mathbf{S}_{CC}]=\begin{bmatrix} 0 & 1 & -S'_{1F} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -S''_{1F} & 0 & 0 \\ -S'_{1F} & 0 & 0 & 1 & -S'_{2F} & 0 \\ 0 & -S''_{1F} & 1 & 0 & 0 & -S''_{2F} \\ 0 & 0 & -S'_{2F} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -S''_{2F} & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \left([\mathbf{F}]-[\mathbf{S}_{CC}]\right)^{-1}=\begin{bmatrix} [\mathbf{S}_{R11}] & [\mathbf{S}_{R12}] \\ [\mathbf{S}_{R21}] & [\mathbf{S}_{R22}] \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$[\mathbf{S}_{R11}]=\begin{bmatrix} 0 & \dfrac{S'_{2F}S''_{2F}-1}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & \dfrac{-S''_{1F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ \dfrac{S'_{2F}S''_{2F}-1}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 & 0 \\ \dfrac{-S''_{1F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{S}_{R12}]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & \dfrac{-S''_{1F}S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ \dfrac{-S'_{1F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & \dfrac{-S'_{1F}S''_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 \\ \dfrac{-1}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & \dfrac{-S''_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{S}_{R21}]=\begin{bmatrix} 0 & \dfrac{-S'_{1F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & \dfrac{-1}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ 0 & \dfrac{-S'_{1F}S''_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & \dfrac{-S''_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ \dfrac{-S''_{1F}S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{S}_{R22}]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & \dfrac{-S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ 0 & 0 & \dfrac{S'_{1F}S''_{1F}-1}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ \dfrac{-S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & \dfrac{S'_{1F}S''_{1F}-1}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\left([\mathbf{F}]-[\mathbf{S}_{CC}]\right)^{-1}[\mathbf{S}_{CP}]=\begin{bmatrix} 0 & \dfrac{-S''^{2}_{1F}S'_{2F}+S'_{2F}S''^{2}_{2F}-S''_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ \dfrac{-S'^{2}_{1F}S''_{2F}+S'^{2}_{2F}S''_{2F}-S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 \\ \dfrac{-S'_{1F}S''_{2F}-S''_{1F}S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 \\ 0 & \dfrac{-S'_{1F}S''_{2F}-S''_{1F}S'_{2F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ 0 & \dfrac{S'_{1F}S''^{2}_{1F}-S'_{1F}S''^{2}_{2F}-S''_{1F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} \\ \dfrac{S'^{2}_{1F}S''_{1F}-S''_{1F}S'^{2}_{2F}-S'_{1F}}{S'_{1F}S''_{1F}+S'_{2F}S''_{2F}-1} & 0 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{S}_{PC}]\left([\mathbf{F}]-[\mathbf{S}_{CC}]\right)^{-1}[\mathbf{S}_{CP}]=\begin{bmatrix} S_{11}^F & S_{12}^F \\ S_{21}^F & S_{22}^F \end{bmatrix},$$

при этом

$$S_{11}^F = S_{22}^F = 0, \tag{6}$$

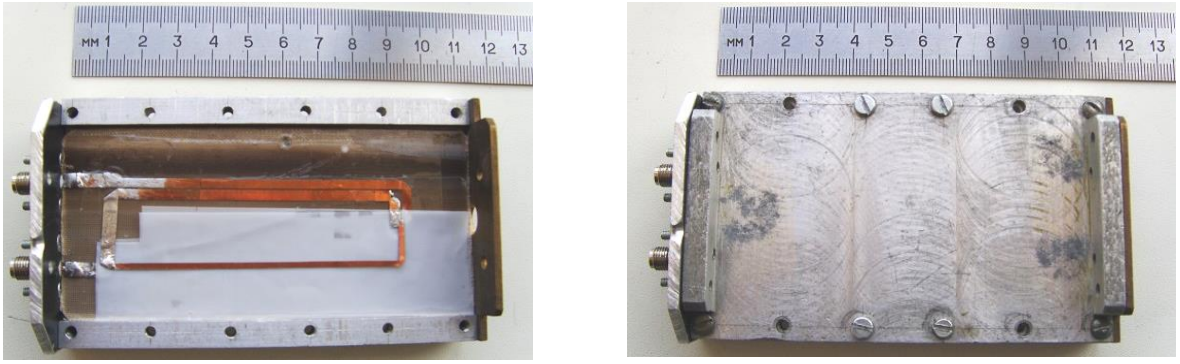
$$S_{12}^F = S_{21}^F = \frac{S'_{1F}{}^2 S''_{1F}{}^2 - S'_{1F} S''_{1F} - S'_{1F}{}^2 S''_{2F}{}^2 - S''_{1F}{}^2 S'_{2F}{}^2 - S'_{2F} S''_{2F} + S'_{2F}{}^2 S''_{2F}{}^2}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1}. \tag{7}$$

Поскольку согласно (6) коэффициенты отражения ДФВ S_{11}^F и S_{22}^F равны нулю, то модули элементов S_{12}^F, S_{21}^F [коэффициентов передачи по напряжению (7)] должны быть равны единице ($\left|S_{12}^F\right| = \left|S_{21}^F\right| = 1$) при любых величинах коэффициентов связи линий *1*, *2* и *3*, *4*. Однако необходимо так подобрать эти коэффициенты связи, чтобы нелинейная фазочастотная характеристика ДФВ, проходя на соответствующем графике выше линейной фазочастотной характеристики регулярной согласованной линии передачи, обеспечивала бы дифференциальный/разностный сдвиг фаз, необходимый для построения диаграммообразующего устройства Батлера многолучевой ФАР [1]. Для достижения данных значений была решена задача нахождения оптимальных коэффициентов связи k_{12}, k_{34} через (6) и (7) посредством программы автоматизированного проектирования «MathCAD». При помощи параметрической оптимизации в пределах поиска $0 < k_{12} < 1$, $0 < k_{34} < 1$ были найдены коэффициенты k_{12} и k_{34} для ДФВ с фазовыми сдвигами 22,5; 45; 67,5; 90° при различных отклонениях от номинальных фазовых задержек, которые сведены в табл. 1, где также указаны относительные полосы рабочих частот Δf (в процентах), которые обеспечиваются при оптимальном выборе коэффициентов связи. Значения фазовых сдвигов для ДФВ выбраны не случайно, так как при дальнейшем проектировании диаграммообразующих устройств необходимо обеспечение именно таких дифференциальных фазовых сдвигов [1, 19].

Для экспериментального подтверждения результатов синтеза была разработана топология ДФВ для дифференциального фазового сдвига 45° на центральной частоте 550 МГц со следующими коэффициентами связи в ответвителях: $k_{12} = 0{,}728$ и $k_{34} = 0{,}608$, а затем проведён электродинамический анализ. Далее был изготовлен опытный образец (рис. 2) и измерены его характеристики. При изготовлении использовались материалы ФАФ-4Д и ФФ-4 с диэлектрической проницаемостью 2,5 и 2,0 соответственно. На рис. 3 совмещены результаты моделирования (чёрные непрерывные линии) и экспериментального исследования при помощи векторного анализатора цепей «Обзор-804» (штриховые линии): коэффициенты отражения (рис. 3, *а*) и дифференциальный фазовый сдвиг (рис. 3, *б*). Экспериментальные результаты свидетельствуют о вполне приемлемых показателях ДФВ в полосе частот 330…800 МГц: 45±1,5°. Аналогичным образом можно рассчитать фазовращатели на любую задержку в достаточно широкой полосе частот порядка полутора октав.

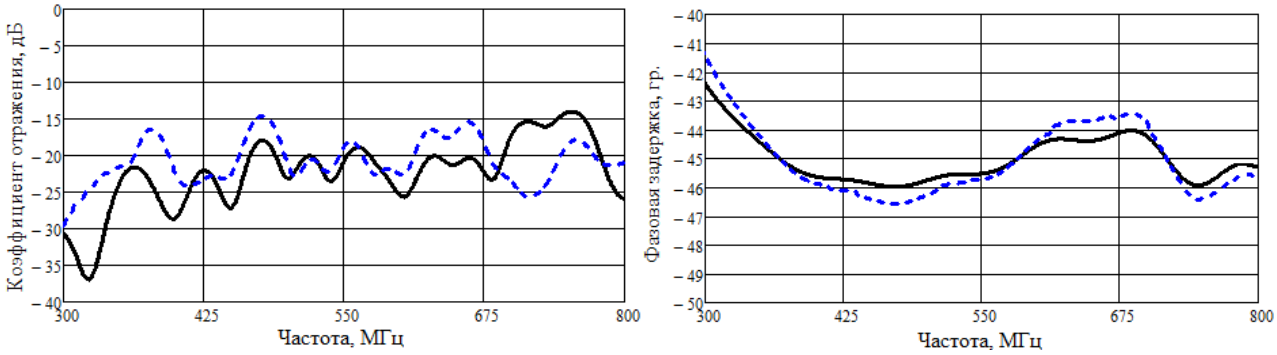
Значения коэффициентов связи для различных фазовых задержек и их отклонений от номиналов в соответствующих относительных полосах частот

Отклонения	Коэффициенты связи для фазовращателей и относительные полосы частот в процентах											
	22,5°			45°			67,5°			90°		
	k_{12}	k_{34}	Δf, %	k_{12}	k_{34}	Δf, %	k_{12}	k_{34}	Δf, %	k_{12}	k_{34}	Δf, %
±0°	0,555	0,435	–	0,691	0,571	–	0,785	0,665	–	0,865	0,665	–
±2°	0,608	0,488	59,1	0,728	0,608	42	0,801	0,681	37,5	0,873	0,673	29,5
±4°	0,652	0,532	68,2	0,757	0,637	50	0,825	0,705	45,5	0,889	0,689	36,4
±6°	0,688	0,568	77,2	0,782	0,662	56,8	0,844	0,724	47,7	0,905	0,705	40,9
±8°	0,721	0,601	84,1	0,805	0,685	61,4	0,86	0,74	51,1	0,916	0,716	43,2
±10°	0,749	0,629	88,6	0,825	0,705	65,9	0,874	0,754	54,5	0,927	0,727	45,5



а *б*

Рис. 2. Фотографии ДФВ: *а* – без крышки; *б* – собранного устройства



а *б*

Рис. 3. Параметры дифференциального фазовращателя (сплошная линия – моделирование, штриховая линия – эксперимент): *а* – коэффициент отражения; *б* – дифференциальный фазовый сдвиг

Заключение

Представленные результаты свидетельствуют о корректности методики проектирования ДФВ из отрезков электромагнитно связанных полосковых линий с кольцевым проводником, реализованных в печатном исполнении по новой конструктивно-компоновочной схеме, защищённой патентом Российской Федерации [15]. Описанные дифференциальные фазовращатели найдут применение при проектировании диаграммообразующих устройств полностью печатных (т.е. без каких-либо соединительных коаксиальных кабелей) многолучевых ФАР, конструктивно-компоновочная структура которых также защищена патентом Российской Федерации [19].

Публикация выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2020-039 от 01.03.20.

Литература

1. Hansen R.C. Phased Array Antennas. – 2nd Edition. – New Jersey, Hoboken: John Wiley & Sons Inc., 2009. – 548 p.

2. Monteath G.D. Coupled transmission lines as symmetrical directional couplers // Proceedings of the IEE – Part B: Radio and Electronic Engineering. – 1955. – Vol. 102, No. 3. – P. 383–392.

3. Schiffman B.M. A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1958. – Vol. 6, No. 2. – P. 232–237.

4. Schiffman B.M. Multisection Microwave Phase-Shift Network // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1966. – Vol. 14, No. 4. – P. 209–209.

5. Shelton J.P. Synthesis and Design of Wide-Band Equal-Ripple TEM Directional Couplers and Fixed Phase Shifters / J.P. Shelton, J.A. Mosko // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1966. – Vol. 14, No. 10. – P. 462–473.

6. Горбачев А.П. Каскадные дифференциальные фазовращатели диапазона СВЧ / А.П. Горбачев, А.М. Куприянов, С.Г. Неверов // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1984. – Т. 27, № 11. – С. 14–19.

7. Quirarte J.L.R. Synthesis of Schiffman phase shifters / J.L.R. Quirarte, J.P. Starski // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 39, No. 11. – P. 1885–1889.

8. A New Structure of Microwave Ultrawide-Band Differential Phase Shifter / V.P. Meschanov, I.V. Metelnikova, V.D. Tupikin, G.G. Chumaevskaya // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1994. – Vol. 42, No. 5. – P. 762–765.

9. Free C.E. Improved Analysis and Design of Coupled-Line Phase Shifters / C.E. Free, C.S. Aitchison // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Vol. 43, No. 9. – P. 2126–2131.

10. Guo Y.-X. Improved Wide-Band Schiffman Phase Shifter / Y.-X. Guo, Z.-Yu Zhang, L.C. Ong // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, No. 3. – P. 1196–1200.

11. Schiek B. Method for Broad-Band Matching of Microstrip Differential Phase Shifters / B. Schiek, J.A. Kohler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1977. – Vol. 25, No. 8. – P. 666–671.

12. Quirarte J.L.R. Novel Schiffman Phase Shifters / J.L.R. Quirarte, J.P. Starski // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1993. – Vol. 41, No. 1. – P. 9–14.

13. Generalized Coupled-Line All-Pass Phasers / S. Gupta, Q. Zhang, L. Zou, L.J. Jiang, C. Caloz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 63, No. 3. – P. 1007–1018.

14. Lyu Y.-P. Design and Analysis of Schiffman Phase Shifter Under Operation of Its Second Phase Period / Y.-P. Lyu, L. Zhu, C.-H. Cheng // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – Vol. 66, No. 7. – P. 3263–3269.

15. Пат. 2 729 513 РФ, МПК H 01 P 1/18. Полосковый фазовращатель / А.П. Горбачев (РФ), Ю.Н. Паршин (РФ). – № 2 019 138 333; заявл. 26.11.19; опубл. 07.08.20, Бюл. № 22. – 16 с.

16. Горбачев А.П. Широкополосные диаграммообразующие устройства на несимметричных направленных ответвителях // Радиотехника и электроника. – 1980. – Т. 25, № 7. – С. 1384–1391.

17. Горбачев А.П. Анализ нетрадиционных всепропускающих четырехполюсников СВЧ на связанных линиях / А.П. Горбачев, А.М. Куприянов, С.Г. Неверов // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т. 31, № 11. – С. 2277–2280.

18. Машковцев Б.М. Теория волноводов / Б.М. Машковцев, К.Н. Цибизов, Б.Ф. Емелин. – Л: Наука, 1966. – 351 с.

19. Пат. 2 757 538 РФ, МПК H 01 Q 21/00. Диаграммообразующее устройство / А.П. Горбачев (РФ), Ю.Н. Паршин (РФ). – № 2 020 143 539; заявл. 29.12.20; опубл. 18.10.21, Бюл. № 29. – 32 с.

Горбачев Анатолий Петрович
Д-р техн. наук, профессор каф. радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Карла Маркса пр-т, 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
ORCID: 0000-0002-2508-7566
Тел.: +7-913-761-91-08
Эл. почта: apgor@ngs.ru

Паршин Юрий Николаевич
Мл. науч. сотр. НИИ систем электросвязи
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-8598-4154
Тел.: +7-965-829-12-41
Эл. почта: jurparnik@mail.ru

Gorbachev A.P., Parshin Yu.N.

Synthesis of broadband differential phase shifters on electromagnetically coupled lines for multibeam antenna arrays

The work is devoted to the synthesis of differential phase shifters on electromagnetically coupled lines with a closed ring conductor. In comparison with the known phase shifters, the proposed structure is characterized by additional degrees of freedom in printed strip design and provides the possibility of designing multipath equidistant phased antenna arrays with operating frequency bands up to one and a half octaves, provided that the emitters of their antenna canvases are characterized by the same broadband, for example, printed logoperiodic emitters. With narrow-band emitters, the possibility of implementing a dual-frequency or multi-frequency mode of operation of a multipath antenna array opens up.

Keywords: differential phase shifter, coupled strip lines, directional coupler, antenna arrays.
DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-13-18

References

1. Hansen R.C. *Phased Array Antennas*. 2nd Edition. New Jersey, Hoboken, John Wiley & Sons Inc., 2009. 548 p.
2. Monteath G.D. Coupled transmission lines as symmetrical directional couplers. *Proceedings of the IEE, Part B: Radio and Electronic Engineering*, 1955, vol. 102, no. 3, pp. 383–392.
3. Schiffman B.M. A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1958, vol. 6, no. 2, pp. 232–237.
4. Schiffman B.M. Multisection Microwave Phase-Shift Network. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1966, vol. 14, no. 4, pp. 209–209.
5. Shelton J.P., Mosko J.A. Synthesis and Design of Wide-Band Equal-Ripple TEM Directional Couplers and Fixed Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1966, vol. 14, no. 10, pp. 462–473.
6. Gorbachev A.P., Kupriyanov A.M., Neverov S.G. [Cascade differential phase shifters of the microwave range]. *Izvestia vuzov Ministerstva vyschego obrazovania USSR*, 1984, vol. 27, no. 11, pp. 14–19.
7. Quirarte J.L.R. Starski J.P. Synthesis of Schiffman phase shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1991, vol. 39, no. 11, pp. 1885–1889.
8. Meschanov V.P., Metelnikova I.V., Tupikin V.D., Chumaevskaya G.G. A New Structure of Microwave Ultrawide-Band Differential Phase Shifter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1994, vol. 42, no. 5, pp. 762–765.
9. Free C.E., Aitchison C.S. Improved Analysis and Design of Coupled-Line Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1995, vol. 43, no. 9, pp. 2126–2131.
10. Guo Y.-X., Zhang Z.-Yu., Ong L.C. Improved Wide-Band Schiffman Phase Shifter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, no. 3, pp. 1196–1200.
11. Schiek B., Kohler J. A Method for Broad-Band Matching of Microstrip Differential Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1977, vol. 25, no. 8, pp. 666–671.
12. Quirarte J.L.R., Starski J.P. Novel Schiffman Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1993, vol. 41, no. 1, pp. 9–14.
13. Gupta S., Zhang Q., Zou L., Jiang L.J., Caloz C. Generalized Coupled-Line All-Pass Phasers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, vol. 63, no. 3, pp. 1007–1018.
14. Lyu Y.-P., Zhu L., Cheng C.-H. Design and Analysis of Schiffman Phase Shifter Under Operation of Its Second Phase Period. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018, vol. 66, no. 7, pp. 3263–3269.
15. Gorbachev A.P., Parshin Yu.N. Poloskovyy fazovrashchatel' [Strip phase shifter]. Patent RF, no. 2729513, 2020.
16. Gorbachev A.P. Broadband diagram-forming devices on asymmetric directional couplers. *Radiotechnica i Electronica*, 1980, vol. 25, no. 7, pp. 1384-1391.
17. Gorbachev A.P., Kupriyanov A.M., Neverov S.G. Analysis of unconventional all-pass quadrupole microwave on coupled lines *Radiotechnica i Electronica*, 1986, vol. 31, no. 11, pp. 2277–2280.
18. Mashkovtsev B.M., Tsibizov K.N., Emelin B.F. *Theory of Waveguides*. L.: Nauka, 1966, 351 c.
19. Gorbachev A.P., Parshin Yu.N. Diagrammoobrazuyushcheye ustroystvo [Diagram-forming device]. Patent RF, no. 2757538, 2021.

Anatoly P. Gorbachev
Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Radio Receiving and Transmitting Devices,
Novosibirsk State Technical University (NSTU)
20, Karl Marks pr., Novosibirsk, Russia, 630073
ORCID: 0000-0002-2508-7566
Phone: +7-913-761-91-08
Email: apgor@ngs.ru

Yury N. Parshin
Junior Research Fellow, Research Institute of Electrical Communications, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-8598-4154
Phone: +7-965-829-12-41
Email: jurparnik@mail.ru