Ваганова Анастасия Алексеевна – Южный федеральный университет; e-mail: anastasia_vaganova@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; аспирантка.

Кисель Наталья Николаевна – e-mail: nnkisel@sfedu.ru; кафедра антенн и радиопередающих устройств; к.т.н.; доцент.

Панычев Андрей Иванович – e-mail: ruu2011@mail.ru; кафедра антенн и радиопередающих устройств; к.т.н.; доцент.

Vaganova Anastasia Alexeevna – Southern Federal University; e-mail: anastasia_vaganova@mail.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; postgraduate student.

Kisel Natalia Nikolayevna – e-mail: nnkisel@sfedu.ru; the department of antennas and radio transmitters; cand. of eng. sc.; associate professor.

Panychev Andrey Ivanovich – e-mail: ruu2011@mail.ru; the department of antennas and radio transmitters; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 621.372.6 DOI 10.23683/2311-3103-2018-3-135-142

В.А. Обуховец

ВЫЧИСЛЕНИЕ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ СВЧ МНОГОПОЛЮСНИКОВ СЛОЖНОЙ СТРУКТУРЫ

Рассмотрены вопросы расчета параметров сложных радиоэлектронных устройств и систем, работающих в диапазоне СВЧ. Применение даже приближенной одномодовой теории приводит к необходимости анализировать многополюсники сложной структуры. Показано, что модифицированные с учетом фазовых задержек традиционные методы анализа низкочастотных цепей нельзя считать приемлемыми при переходе в диапазон СВЧ. Наиболее эффективными являются методы декомпозиции. При этом только для некоторых структур анализ не требует большого быстродействия и объема памяти. Для применения универсальных алгоритмов расчета сложных схем необходимы большие вычислительные затраты. Вместе с тем, для симметричных многополюсников рациональный учет свойств геометрической симметрии позволяет существенно упростить задачу анализа. На примере многополюсников, обладающих полной круговой симметрией, т.е. инвариантных относительно поворота на угол $2\pi/N$, задачу расчета матрицы параметров многополюсника удается свести к расчету относительно простых парциальных двухполюсников. Последние представляют исходный многополюсник при возбуждении его входов напряжениями, пропорциональными собственным векторам матрицы параметров. Коэффициент отражения каждой азимутальной гармоники напряжений соответствует собственному числу матрицы. Для указанных многополюсников система собственных векторов матрицы легко определяется, существенно упрощая расчет. Работа алгоритма проиллюстрирована на примере расчета «звездообразного» СВЧ делителя мощности.

Многополюсник; матрица рассеяния; собственные векторы; анализ; симметрия; парциальный двухполюсник; делитель мощности.

V.A. Obukhovets

THE SCATTERING MATRIX CALCULATION FOR MICROWAVE MULTIPORTS OF COMPLEX STRUCTURE

The problems of complex radioelectronic devices and systems parameters calculation at microwaves are considered. Even an approximate single-mode theory application requires to analyze rather complex multiport scheme with a large number of inputs. It is shown that the traditional methods of low-frequency circuits analyzing, modified taking into account phase delays, can not be considered acceptable when while operating at microwaves. The most effective methods are *decomposition ones. However, only for some individual variants of schemes, analysis does not require high speed and a large memory. The application of universal analysis algorithms for complex circuits requires high computational costs. At the same time, for symmetric multiports, a rational consideration of geometric symmetry properties makes it possible to substantially simplify the analysis problem. Using the example of rotary symmetry multiports which are invariant with respect to the rotation through an angle 2π/N, it is shown that problem of multiport scattering matrix calculating can be reduced to the calculation of relatively simple partial two-ports. Those two-ports represent the initial multipolar network when its inputs are excited by voltages proportional to the eigenvectors of the parameter matrix. The reflection coefficient of n-th azimuthal voltage harmonic corresponds to the n-th eigenvalue of the matrix. For the mentioned above multiports, the system of matrix eigenvectors is easily determined, making the calculation much simpler. The operation of the algorithm is illustrated by the example of calculating the "star-shaped" microwave power divider.*

Multiport; scattering matrix; eighenvectors; analysis; symmetry; partial two-port; power divider.

Введение. В диапазоне СВЧ многополюсниками принято называть ряд устройств и систем [1], предназначенных для суммирования и деления мощности, для формирования необходимого распределения амплитуд и фаз токов на входах излучателей антенной решетки (так называемые диаграммообразующие схемы) [2], для систем мультиплексирования сигналов, создания частотных фильтров [3] и т.п. Современные технологии проектирования и изготовления подобных многополюсников позволяют создавать все более сложные устройства этого класса. Их разработка требует применения высокоточных и эффективных в вычислительном отношении методов анализа и синтеза многополюсников сложной структуры.

Существует ряд программных продуктов, позволяющих выполнять расчеты параметров многополюсников. К их числу можно отнести HFSS, FEKO, Microwave Office, Genesys, Super-Compact, Micro-Cap и другие [3–7]. Все эти средства отличает универсальный характер, позволяющий анализировать схемы произвольной структуры. Это является безусловным достоинством перечисленных программ. Вместе с тем именно универсальность алгоритмов и программ приводит зачастую к большим вычислительным затратам. По этой причине актуальной всегда будет разработка алгоритмов расчета параметров сложных многополюсников с учетом особенностей их структуры.

Абсолютное большинство методов и алгоритмов расчета матриц параметров многополюсников в диапазоне СВЧ базируется на методе декомпозиции [3, 4]. Его суть состоит в том, чтобы исходную схему многополюсника сложной структуры разбить на совокупность более простых «подсхем», для которых матрицы параметров известны или легко вычисляются. Результирующую матрицу параметров (сопротивлений, проводимостей, рассеяния или передачи) определяют по известным матрицам «подсхем», используя тот или иной алгоритм их «сшивания». Эффективность вычислений по методу декомпозиции определяется искусством разбиения исходного многополюсника и выбором алгоритма расчета результирующей матрицы параметров.

Общеизвестными примерами такого подхода, существенно облегчающими процесс вычислений, являются варианты представления исходной схемы в виде последовательного, параллельного или каскадного соединения многополюсников [4]. Необходимо, однако, отметить, что первый вариант применим к последовательному соединению двух- и четырехполюсников; во втором варианте число входов соединяемых многополюсников должно совпадать, а в третьем – количество входов и выходов каждой «подсхемы» должно быть одинаковым. В этих случаях результат определяется сложением матриц сопротивлений (первый вариант) или матриц проводимостей (второй вариант). В третьем варианте результирующая матрица передачи определяется произведением матриц передачи объединяемых многополюсников. Операции сложения и перемножения матриц не требуют больших вычислительных затрат, вследствие чего указанные алгоритмы являются наиболее быстродействующими и эффективными. Однако, к сожалению, подобные возможности в схемах реальных устройств встречаются далеко не всегда.

Наиболее универсальным является алгоритм «сшивания» произвольных многополюсников [3]. Он допускает разбиение исходной схемы на подсхемы с различным числом входов и выходов и базируется на серии операций с блочными матрицами. Указанные блочные матрицы образуются из исходных путем перегруппировки их элементов в соответствии с порядком объединения входов «подсхем». С точки зрения вычислительных затрат в этом алгоритме наиболее трудоемкой является процедура обращения блочных матриц. Именно этот алгоритм запрограммирован в универсальных САПР [6] и широко применяется на практике.

В тех случаях, когда процедуру анализа многополюсника приходится проводить многократно (например, при оптимизации номиналов входящих в него элементов), к выбору алгоритма вычисления результирующих матриц параметров требуется подходить с особым вниманием, учитывая характерные особенности построения данной конкретной схемы [7–11].

Анализ многополюсников с полной циклической симметрией. В технике СВЧ, в микроволновой электронике, в антенных решетках встречаются устройства и системы, представляющие собой многополюсники с циклической (круговой) симметрией [9]. Последняя означает инвариантность схемы многополюсника при повороте его на угол $2\pi/N$ (рис. 1).

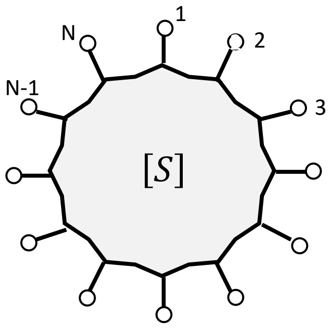

Рис. 1. Многополюсник с циклической симметрией

Для подобной структуры удается получить высокоэффективные алгоритмы расчета матриц параметров многополюсника путем применения спектрального разложения матриц параметров. На примере матрицы рассеяния рассмотрим порядок расчета многополюсника с циклической симметрией.

Известно [12], что квадратная матрица $[s]$ может быть представлена в виде

$$[s] \cdot v >= \xi \cdot v >,$$

где $v >$ – собственный вектор, а ξ – собственное число матрицы $[s]$. Квадратная матрица имеет не более N собственных чисел и соответствующих им собственных векторов. Совокупность всех собственных чисел называют спектром матрицы. Объединяя собственные векторы в квадратную матрицу $[U]$ (ее иногда называют модальной), можно записать для матрицы $[s]$ ее спектральное разложение в виде

$$[S] \cdot [U] = [U] \cdot \{\xi\}. \tag{1}$$

В (1) для диагональной матрицы собственных чисел введено обозначение

$$\{\xi\} = \begin{bmatrix} \xi_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \xi_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \xi_N \end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Матрицы параметров (в частности, матрица рассеяния) для многополюсников с циклической симметрией *коммутируют* [3, 12] с матрицей *оператора симметрии* $[P]$:

$$[S] \cdot [P] = [P] \cdot [S]. \qquad (3)$$

Матрица $[P]$ состоит из нулей и единиц. В каждой строке и в каждом столбце только один элемент отличен от нуля и равен единице. Он располагается на пересечении строк и столбцов с номерами, соответствующим номерам входов многополюсника до и после его поворота на угол $2\pi/N$

$$[P] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 \\ & \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & & 0 & 0 \end{bmatrix}. \qquad (4)$$

В теории матриц [12] доказывается, что попарно коммутирующие матрицы имеют одинаковую систему собственных векторов. В силу простоты структуры матрицы $[P]$ система собственных векторов определяется чрезвычайно просто и имеет вид [10]

$$[U] = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \left[exp\left\{j\frac{2\pi}{N}(m - 1(n-1)\right\}\right]. \qquad (5)$$

Модальная матрица $[U]$ является унитарной, откуда следует $[U]^{-1} = [U]^*$, поскольку известно, что для взаимных многополюсников $[U]_t = [U]$. С учетом сделанных замечаний спектральное разложение матрицы рассеяния (1) приобретает вид

$$[S] = [U] \cdot \{\xi\} \cdot [U]^*. \qquad (6)$$

Физически выражение (6) можно трактовать следующим образом. Если на все входы многополюсника воздействовать напряжениями падающих волн, пропорциональными элементам n – го столбца матрицы $[U]$, то падающие волны отразятся от каждого входа с коэффициентом отражения ξ_n. При этом многополюсник «распадается» на N парциальных схем, определить коэффициент отражения от которых существенно проще, чем выполнить анализ многополюсника традиционными методами.

Если парциальные коэффициенты отражения (спектр собственных чисел) найдены, то, используя (6), можно вычислить полную матрицу рассеяния многополюсника.

Отметим, что известный метод синфазного и противофазного возбуждения четырехполюсников или восьмиполюсников [3, 4] можно рассматривать, как частный случай рассмотренного алгоритма анализа при N=2. В этом случае устройство остается инвариантным при повороте на угол $\frac{2\pi}{N} = 180°$.

В качестве иллюстрации работы алгоритма анализа рассмотрим его применение к вычислению матрицы рассеяния делителя мощности на четыре канала, представляющий собой отражательный многополюсник в форме пятилучевой «звезды» (рис. 2).

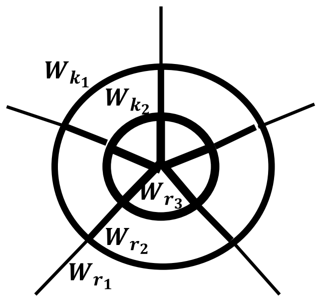

Рис. 2. Кольцевой СВЧ делитель мощности

Схемы подобной структуры применяются [13-19] в качестве многоканальных делителей мощности, в приборах для измерения параметров двенадцатиполюсников, в системах определения направления поступления сигнала и в ряде других систем. Схема составлена из кольцевых участков линий передачи и радиальных с различающимися волновыми сопротивлениями и размерами. Волновые сопротивления колец обозначены $\boldsymbol{W_{k_1}}$ и $\boldsymbol{W_{k_2}}$, соответствующие им длины кольцевых отрезков линии передачи $\boldsymbol{l_{k_1}}$ и $\boldsymbol{l_{k_2}}$. Аналогичные обозначения приняты и для радиальных отрезков линий передачи: $\boldsymbol{W_{r_1}}$, $\boldsymbol{W_{r_2}}$, $\boldsymbol{W_{r_3}}$, а длины радиальных участков схемы $\boldsymbol{r_{r_1}}$, $\boldsymbol{r_{r_2}}$ и $\boldsymbol{l}_{\text{зв}}$.

При воздействии на делитель отдельной азимутальной гармоникой, описываемой столбцом модальной матрицы (5), схема «распадается» на систему парциальных двухполюсников достаточно сложной структуры (рис. 3).

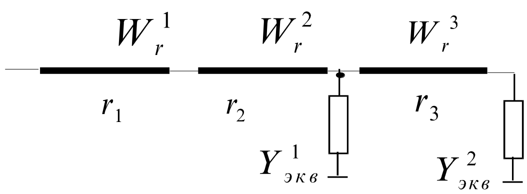

Рис. 3. Схема парциального двухполюсника

Каждый парциальный двухполюсник (рис. 3) представляется каскадным соединением четырехполюсников с матрицами передачи простейшего вида. В частности, для радиальных отрезков соединительной линии матрица передачи имеет вид [3]:

$$[A_r] = \begin{bmatrix} \cos(kr) & jW_r\sin(kr) \\ jW_r\sin(kr) & \cos(kr) \end{bmatrix}.$$

Параллельно включенная эквивалентная кольцу проводимость описывается матрицей передачи $\left[A_к\right]$

$$[A_k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_k^{\text{экв}} & 1 \end{bmatrix}.$$

Центральное соединение в форме звезды характеризуется матрицей

$$[A_{\text{зв}}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_{\text{зв}}^{\text{экв}} & 1 \end{bmatrix},$$

где

$$y_{\text{зв}}^{\text{экв}} = \begin{cases} j\dfrac{1}{W_k}tg(kl_{\text{зв}}), & m = 1; \\ 1/(jW_{\text{зв}}tg(kl_{\text{зв}}), & m \neq 1. \end{cases}$$

$$y_k^{\text{экв}} = j\frac{2}{W_k \cdot \sin(kl_k)} \cdot \{\cos\left(\frac{2\pi(m-1)}{N}\right) - \cos(kl_k)\}.$$

Полная эквивалентная проводимость парциального четырехполюсника (рис. 3) вычисляется по элементам результирующей матрицы передачи, полученной путем перемножения матриц передачи составляющих звеньев. Для азимутальной гармоники с номером m получаем $Y_m = A_{21}^{\Sigma}/A_{11}^{\Sigma}$. Тогда собственное число, соответствующее данной гармонике (т.е. собственному вектору) равно

$$\xi_m = \frac{1-WY_m}{1+WY_m},$$

где W – волновое сопротивление подводящей линии. По известным собственным числам матрица рассеяния многополюсника вычисляется по формуле (6).

Результаты расчетов частотных зависимостей модулей элементов первой строки матрицы рассеяния представлены на рис. 4. Соответствующие параметры схемы делителя (рис. 2, 3) приведены в табл. 1.

Таблица 1

N	W_r^1	W_r^2	W_r^3	W_k^1	W_k^2	r_1	r_2	r_3	l_1	l_2
5	0,8	0,44	0,26	2,5	0,28	0,185	0,185	0,116	0,337	0,19

Приведенный алгоритм носит универсальный характер, в отличие от [17] и [18] он инвариантен к изменению количества входов и структуры многополюсника. Исследование другой подобной схемы с другим числом входов потребует лишь корректировки схемы парциального двухполюсника.

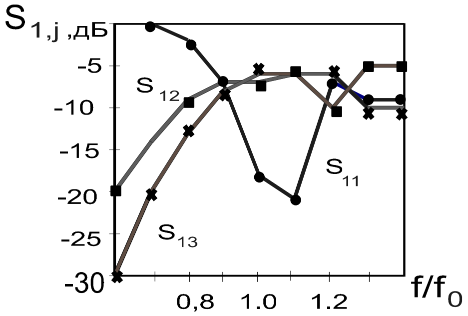

Рис. 4. Частотные зависимости элементов матрицы рассеяния кольцевого делителя мощности

Рассмотренный алгоритм можно применять к любым схемам многополюсников, обладающих полной круговой симметрией и инвариантных относительно угла поворота на угол $2\pi/N$ (см., например, [20]). Отличие в расчетах для различных многополюсников будет связано только со схемами парциальных двухполюсников.

Выводы. Свойство геометрической симметрии многополюсника позволяет значительно снизить размерность задачи. Так, даже простейший вариант зеркальной симметрии обеспечивает возможность свести анализ *2N* – полюсника к анализу двух многополюсников с уменьшенным вдвое количеством входов.

Наиболее высокая степень симметрии (полная циклическая) требует проанализировать некоторый парциальный двухполюсник. При этом, несмотря на то, что благодаря симметрии, все двухполюсники одинаковы, схема каждого такого парциального двухполюсника будет отличаться при возбуждении его соответствующей азимутальной гармоникой напряжения. Иными словами, анализ сложного исходного многополюсника сводится к расчету более простых двухполюсников, но «платой» за такое упрощение является необходимость повторения расчетов парциальных двухполюсников, соответствующих каждой невырожденной азимутальной гармонике.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Хансен Р.С.* Фазированные антенные решетки. – М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
2. *Обуховец В.А., Касьянов А.О.* Микрополосковые отражательные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2006. – 240 с.
3. *Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А.* Устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1981. – 295 с.
4. *Альтман Дж.* Устройства сверхвысоких частот: пер. с англ. / под ред. И.В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – 487 с.
5. *Фуско В.* СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер.с англ. / под ред. А.А. Вольман, А.Д. Муромцевой. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
6. *Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А.* Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. – М.: Оркада, 2012. – 240 с.
7. *Обуховец В.А., Касьянов А.О.* Широкополосное согласование излучателей антенной решетки системы радиомониторинга КВ-диапазона // Радиотехника. – 2008. – № 11. – С. 60-63.
8. *Обуховец В.А.* Излучение и рассеяние электромагнитных волн // Антенны. – 2016. – № 8. – С. 6-15.
9. *Обуховец В.А.* Проектирование фазированных антенных решеток. – Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2016. – 80 с.
10. *Сазонов Д.М.* Многоэлементные антенные системы. – М.: Радиотехника, 2015. – 141 с.
11. *Воскресенский Д.И., Степаненко В.И., Филиппов Л.И.* Проектирование фазированных антенных решеток. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
12. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. – М.: Наука, 1988. – 548 с.
13. *Антипенский Р.В., Фадин А.Г.* Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2007. – 128 с.
14. *Гостев В.И., Конин В.В., Мацепура А.Л.* Линейные многоканальные устройства сверхвысоких частот. – Киев: Изд-во «Радіоматор», 1997. – 309 с.
15. *Гвоздев В.И., Клюев А.И., Чернушенко А.М.* Широкополосный микрополосковый гибридный кольцевой мост // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1980. – Вып.6. – С. 97 – 99.
16. *Гвоздев В.И., Литвиненко М.Ю., Нефедов Е.И.* Кольцевые мосты на миниатюрных линиях передачи // Радиотехника. – 1982. – № 7. – С. 83-86.
17. *Kim D.I., Araki K., Naito Y.* Properties of the Symmetrical Five – Port Circuit and Its Broad-Band Design // IEEE Trans. MTT. – 1984. – Vol. 32, No. 1. – P. 51-57.
18. *Fadhel M.G., Mohammadi A.* The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications. – ARTECH HOUSE, 2009. – 233 p.
19. *Фаняев И.А., Кудин В.П.* Распределительная матрица для питания восьмиэлементной антенной решетки // Вестник ГГТУ им. П.О. Сухого. – 2012. – № 4. – С. 52-57.
20. *Zhang H., Li L., Wu K.* Software-Defined Six-Port Radar Technique for Precision Range Measurements // IEEE Sensor Journal. – 2008. – Vol. 8, No. 10. – P. 1745-1751.

REFERENCES

1. *Hansen R.C.* Fazirovannye antennye reshetky [Phased array]. Moscow: Tehnosphera, 2012, 560 p.
2. *Obukhovets V.A., Kas'anov A.O.* Micropoloskowye otrazhatel'nye antennye reshetky [Microstrip reflective antenna arrays]. Moscow: Radiotehnika, 2006, 240 p.
3. *Sazonov D.M., Gridin A.N., Mishustin B.A.* Ustroystva SWCH [Microwave device]. Moscow: Vysshaya Shkola, 1981, 295 p.

4. *A'ltman G.* Ustroystva swerkhvysokikh chastot [Devices of ultrahigh frequencies]: Engl. transl. / ed by I.V. Lebedeva. Moscow: Mir, 1968, 487 p.
5. *Fusko V.* SWCH tsepy. Analiz i avtomatizirovannoe proektirowanye [Microwave circuit. Analysis and computer-aided design]: Engl. transl. / ed by A.A. Vol'man, A.D. Muromcevoy. Moscow: Radio i swyaz' 1990, 288 p.
6. *Bankov S.E., Gutcaнт EH.M., Kurushin A.A.* Reshenie opticheskikh i SVCH zadach s pomoshch'yu HFSS. Moscow: Orkada, 2012, 240 p.
7. *Obukhovets V.A., Kas'yanov A.O.* Shirokopolosnoe soglasovanye izluchateley antennoy reshetki systemy radiomonitoringa KW diapazona [The broadband coordination of the radiators of an antenna array system of radio monitoring HF range], *Radiotehnika* [Radiotechnics], 2008, No.11, pp. 60-63.
8. *Obukhovets V.A.* Izluchenye i rasseyanie elektromagnitnykh woln [Electromagnetic radiation and scattering], *Antenny* [Antennas], 2016, No. 8, pp. 6-15.
9. *Obukhovets V.A.* Proektirowanye fazirowannykh antennykh reshetok [Design of phased antenna arrays]. Rostow-on-Don: SFEDU. 2016, 80 p.
10. *Sazonow D.M.* Mnogoelementnye antennye reshetki [Multi-element antenna systems]. Moscow: Radiotekhnika, 2015, 141 p.
11. *Voskresenskiy D.I., Stepanenko V.I., Filippov L.I.* Proektirovanye fazirovannykh antennykh reshetok [Design of phased antenna arrays]. Moscow: Radiotehnika, 2003, 632 p.
12. *Gantmakher F.R.* Teoriya matrits [Matrix theory]. Moscow: Nauka, 1988, 548 p.
13. *Antipenskiy R.W., Fadin A.G.* Skhemotekhnicheskoe proektirovanye i modelirovanie redioelectronnykh ustroystv [Circuit design and simulation of radio electronic devices]. Moscow: Tekhnosfera, 2007, 128 p.
14. *Gostev V.I., Konin V.V. Matsepura A.L.* Lineynye mnogokanal'nye ustroystva SWCH [Linear multichannel ultrahigh frequency devices]. Kiev: Radioamator, 1997, 309 p.
15. *Gvozdev V.I., Klyuev A.I. Chernyshenko A.M.* Shirokopolosnyy mikropoloskovyy gibridnyy kol'tsevoy most [Wideband microstrip hybrid ring bridge], *Electronnaya tekhnika. Ser. Electronika SWCH* [Electronics. Series. Microwave electronics], 1980, Vol. 6, pp. 97-99.
16. *Gvozdev V.I., Litvinenko M.Yu., Nefedov E.I.* Kol'tsevye mosty na miniatyurnykh liniyakh peedachi [Ring bridges on miniature transmission lines], *Radiotehnika* [Radiotechnics], 1982, No. 7, pp. 83-86.
17. *Kim D.I., Araki K., Naito Y.* Properties of the Symmetrical Five – Port Circuit and Its Broad-Band Design, *IEEE Trans. MTT,* 1984, Vol. 32, No. 1, pp. 51-57.
18. *Fadhel M.G., Mohammadi A.* The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications. ARTECH HOUSE, 2009, 233 p.
19. *Fanyaev I.A., Kudin V.P.* Raspredelitel'naya matritsa dlya pitaniya vosmielementnoy antennoy reshetki [Distribution matrix for power supply of eight-element antenna array], *Vestnik GGTU* [Bulletin of the University named after P. O. Sukhoi], 2012, No. 4, pp. 52-57.
20. *Zhang H., Li L., Wu K.* Software-Defined Six-Port Radar Technique for Precision Range Measurements, *IEEE Sensor Journal,* 2008, Vol. 8, No. 10, pp. 1745-1751.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.О. Касьянов.

Обуховец Виктор Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: vaobuhovec@sfedu.ru; 347928; г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +78634371733**;** кафедра антенн и радиопередающих устройств; д.т.н.; профессор.

Obukhovets Victor Aleksandrovich – Southern Federal University; e-mail: vaobuhovec@sfedu.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371733**;** the department of antennas and radio transmitting devices; dr. of eng. sc.; professor.