

**Аджиев Анатолий Хабасович** – Высокогорный геофизический институт; e-mail: adessa1@yandex.ru; 360030, КБР, г. Нальчик, пр. Ленина, 2; тел.: +78662401916; д.ф.-м.н.; профессор; зав. отделом стихийных явлений.

**Кузьмин Владимир Аркадьевич** – e-mail: vl.kuzmin1992@gmail.com; тел.: 89253129455; аспирант.

**Болдырев Антон Сергеевич** – Южный федеральный университет; e-mail: boldyrev@sfnu.ru; 347928, г. Таганрог, ул. Энгельса, 1; тел.: +79888987877; директор Института радиотехнических систем и управления; к.ф.-м.н.; доцент.

**Adzhiev Anatoly Khabasovich** – High-mountain geophysical Institute; e-mail: adessa1@yandex.ru; 2, Lenin ave., Nalchik, 360030, Russia; phone: +78662401916; dr. of phis.-math. sc.; professor; head of the department of natural phenomena,

**Kuzmin Vladimir Arkadievich** – e-mail: vl.kuzmin1992@gmail.com; phone: +79253129455; postgraduate student.

**Boldyreff Anton Sergeevich** – Southern Federal University; e-mail: boldyrev@sfnu.ru; 1, Engelsa street, Taganrog, 347928, Taganrog, Russia; phone: +79888987877; director of Institute of radio-engineering systems and control; cand. of phis.-math. sc.; associate professor.

УДК 621.396.67

DOI 10.23683/2311-3103-2018-7-177-185

**В.А. Обуховец**

### СИНТЕЗ СИММЕТРИЧНЫХ СВЧ МНОГОПОЛЮСНИКОВ

*Рассмотрена постановка задачи синтеза СВЧ-многополюсников по заданным на фиксированной частоте коэффициентам матрицы рассеяния. Обсуждаются способы оценки качества решения. Показано, что для упрощения решения задачи и снижения ее размерности необходимо учитывать свойства многополюсника. Наибольший эффект удается получить для симметричных многополюсников. Подробно рассмотрен вариант полной круговой симметрии. Для многополюсников, инвариантных относительно поворота на угол  $2\pi/N$ , процедура определения системы собственных векторов наиболее проста. В этом случае применение спектрального разложения матрицы рассеяния позволяет свести решение к синтезу невырожденных собственных чисел. Для простейших базовых элементов в виде отрезков линий передачи разработан регулярный метод синтеза как структуры, так и параметров многополюсника. Показано, что при определенном способе выбора длин отрезков вычисление волновых проводимостей основано на решении системы линейных алгебраических уравнений. Рассмотрен пример синтеза реактивного многополюсника с шестью входами. Исследованы его частотные свойства. Расчетные результаты проверены экспериментально на макете устройства.*

*Многополюсник; анализ; синтез; собственные векторы; собственные числа; симметрия; базовые элементы; частотные свойства.*

**V.A. Obukhovets**

### SYNTHESIS OF SYMMETRIC MICROWAVE MULTIPOINTS

*There is considered the microwave multipoints synthesis problem. The scattering matrix coefficients at the prescribed frequency are the initial data for the problem. Methods of solution quality evaluating are discussed. It is shown that in order to simplify the problem solution and reduce its dimension, it is necessary to take into account the multipoint physical properties. The most effective solution can be obtained for symmetric multipoints. A variant of complete circular symmetry is considered in detail. For multipoints that are invariant under rotation by the angle  $2\pi/N$ , the procedure for determining the system of eigenvectors is the simplest one. In this case, the application*

of the spectral expansion of the scattering matrix makes it possible to reduce the solution to the synthesis of nondegenerate eigenvalues. For the simplest basic elements in the form of transmission lines segments, a regular method for synthesizing both the structure and the parameters of the multiport has been developed. It is shown that for a certain method of the segments lengths choosing, the calculation of the wave admittances is based on solving of a linear algebraic equations system. An example of the synthesis of a reactive multiport with six inputs is considered. Its frequency properties are investigated. The calculated results are checked experimentally on the device layout.

*Multiport; analysis; synthesis; eigenvectors; eigenvalues; symmetry; basic elements; frequency properties.*

**Введение.** Анализ современной литературы свидетельствует о том, что до сих пор устоявшегося и ставшего стандартным термина «синтез СВЧ - многополюсников» не существует. В разных источниках этот термин описывает отличающиеся друг от друга задачи.

Исторически раньше других его применяли к решению задач синтеза фильтров по заданной частотной характеристике (см., например, [1]). И, хотя обычно фильтр представляет собой четырехполюсник, сложные многоэлементные фильтры могут иметь схемы замещения в виде многополюсников.

Совершенно иные проблемы, связанные с разработкой схем питания и возбуждения излучателей фазированных антенных решеток, потребовали другой формулировки задач синтеза многополюсников СВЧ. Для таких задач термин «синтез многополюсников» подразумевает составление схемы и определение номиналов входящих в ее состав элементов по заданной матрице внешних параметров. Чаще всего в качестве такой матрицы параметров применяют матрицу рассеяния  $[S]$ , иногда используют матрицы  $[z]$  или  $[y]$ . Отметим, что в таких задачах значения элементов указанных матриц полагаются заданными на единственной частоте [2, 3].

При решении задач синтеза многополюсников СВЧ различают *структурный* и *параметрический* синтез.

Структурный синтез в процессе решения определяет схему построения многополюсника, формируемого на основе выбранной библиотеки базовых элементов.

Параметрический синтез сводится к вычислению номиналов элементов, входящих в состав схемы многополюсника. Иногда обе эти задачи решаются одновременно и совместно, как это делается, например, при синтезе распределительного многополюсника [2].

Задачи структурного синтеза можно разделить на *регулярный* и *эвристический* синтез [3]. При регулярном синтезе схема многополюсника определяется в результате ряда математических процедур и сопоставления полученных результатов с параметрами базовых элементов, входящих в выбранную библиотеку. Наиболее ярким примером регулярного синтеза является предложенное Б.А. Мишустинным решение задачи синтеза идеального распределительного многополюсника, полученное на основе алгоритма решения системы линейных уравнений методом Гаусса [2].

Отличительной особенностью регулярного синтеза является возможность «автоматической» генерации схемы многополюсника в ходе решения математической задачи. Регулярный метод синтеза может привести к усложненной схеме многополюсника с избыточным количеством ее элементов. Однако он дает уникальную возможность построить, согласно терминологии [4, 5], систему не только *автоматизированного*, но и *автоматического* проектирования СВЧ – многополюсников.

Эвристический синтез предполагает составление схемы многополюсника на основе физических представлений, анализа известных технических решений, аналогии с близкими задачами, предыдущего опыта разработчика. К этому типу задач можно, например, отнести процедуру составления параллельной диаграммообра-

зующей схемы («матрицы Батлера») [6] для питания излучателей многолучевой антенной решетки. За этапом составления схемы следует решение задачи параметрического синтеза [7, 8], направленного на вычисление номиналов элементов, составляющих схему. Во многих случаях решение этой части проблемы базируется на применении методов численной оптимизации некоторой целевой функции задачи. Эта функция характеризует интегральное отклонение параметров многополосника от заданных. Обычно вычисляется оптимальный набор номиналов, обеспечивающий минимум некоторой целевой функции [9].

**Постановка задачи.** Таким образом, приведенные соображения позволяют сформулировать задачу синтеза многополосника следующим образом.

*Пусть для частоты  $f_0$  заданы коэффициенты требуемой матрицы внешних параметров (например, матрицы рассеяния  $[S^{\text{треб}}]$ ) синтезируемого многополосника. Необходимо составить схему многополосника и рассчитать номиналы входящих в ее состав элементов.*

Полученное сформулированной таким образом задачи решение будет справедливым только на единственной частоте. Поведение характеристик многополосника в диапазоне частот можно только лишь оценить, но целенаправленно влиять на них в ходе решения задачи не возможно. Некоторым исключением можно считать попытки улучшить частотные свойства путем применения широкополосных базовых элементов (например, направленных ответвителей с расширенной полосой рабочих частот), из которых составляется схема многополосника. Но и в этом варианте поведение элементов матрицы рассеяния синтезированного многополосника при изменении частоты можно оценить только по результатам численного или натурального эксперимента. Задачи синтеза произвольного многополосника по заданным частотным характеристикам элементов матрицы рассеяния в известной литературе не встречаются ввиду большой их сложности в подобной постановке. Попытки же простого повторения решения для отдельных частот из заданного диапазона по требуемым на каждой из этих частот значениям элементов матрицы рассеяния может привести к решению, которое на практике реализовать не удастся, например, в связи с тем, что свойства элементов схемы не согласуются с теоремой Фостера.

Сложность задачи синтеза многополосников вынуждает искать способы ее упрощения. Главным из них является учет только одного основного типа колебаний в подводных линиях передачи и в структуре многополосника. Но даже и такое *одномодовое* приближение заставляет относить задачу синтеза СВЧ – многополосников к категории достаточно сложных.

Других способов упрощения решения известно не много. В основном, они сводятся к учету свойств матриц рассеяния многополосников: свойств взаимности, недиссипативности и симметрии. Рациональный учет указанных особенностей многополосников позволяет снизить размерность задачи и тем самым частично ее упростить. По указанным причинам большинство работ по синтезу посвящено многополосникам какой-то конкретной, заранее выбранной структуры [12–18]. Сложность задачи приводит к тому, что иногда составление схемы синтезируемого многополосника напоминает создание произведения искусства и базируется на личном опыте, знаниях и интуиции разработчика.

В настоящей работе также рассмотрен пример решения задачи синтез для конкретного частного случая многополосника, обладающего полной круговой симметрией. Это означает, что при повороте на угол  $2\pi/N$  свойства многополосника остаются неизменными. Подобный тип многополосников применяется при разработке делителей мощности [16–18], при создании диаграммообразующих схем для питания излучателей кольцевых и цилиндрических антенных решеток [3, 11], для разработки коаксиальных «радиолинз» [6].

**Оценка качества решения.** Решение абсолютного большинства задач синтеза направлено на минимизацию функции ошибки, которая характеризует степень отличия реализуемых в результате решения параметров от требуемых (заданных). В рассматриваемом случае количество заданных комплексных параметров велико (в общем случае оно равно  $N \times N$ , где  $N$  – число входов многоплюсника). Поэтому в качестве погрешности решения задачи синтеза удобно выбрать *норму* матрицы разности требуемой и синтезируемой матриц рассеяния (в удобном для данного конкретного случая виде определении нормы матрицы [10]). При использовании спектрального разложения матрицы рассеяния норма невязки вычисляется наиболее простым способом с использованием собственных чисел матрицы [11].

Следует отметить, что при решении задач *конструктивного синтеза*, когда СВЧ-многополюсник синтезируется совместно с другими узлами радиоэлектронной системы, качество решения задачи целесообразно оценивать по «конечному продукту». Например, СВЧ-многополюсник выполняет роль диаграммообразующей схемы, обеспечивающей возбуждение излучателей фазированной антенной решетки с заданным амплитудно-фазовым распределением токов. В этом случае оценку качества синтеза многополюсника разумно выполнять по полученным параметрам всей решетки в совокупности с диаграммообразующей схемой. В качестве таких параметров может быть использована диаграмма направленности или коэффициент усиления решетки.

**Свойства многополюсника с полной круговой симметрией.** Поиск путей снижения размерности и упрощения задачи синтеза приводит к известной идее синтезировать не саму матрицу рассеяния, а спектр ее собственных чисел [19]. Полная круговая симметрия многополюсника позволяет простым путем определить систему собственных векторов (так называемую модальную матрицу) матрицы рассеяния [10, 11]:

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

где  $n$  – номер входа многополюсника, а  $m$  – номер азимутальной гармоники. Зная модальную матрицу, можно для матрицы рассеяния записать ее спектральное разложение:

$$[S] = [U] \cdot \{\xi\} \cdot [U]^*. \quad (2)$$

В (2) введена  $\{\xi\}$  – диагональная матрица собственных чисел матрицы рассеяния. Матрица  $[U]$  является унитарной, поэтому  $[U]^{-1} = [U]^*$ . Это свойство позволяет получить обратное (2) спектральное разложение в виде

$$\{\xi\} = [U] \cdot [S] \cdot [U]^*. \quad (3)$$

Из (3) следует, что требования, предъявляемые к синтезу коэффициентов матрицы  $[S]$  (в общем случае их число равно  $N^2$ ), могут быть «перенесены» на  $N$  собственных чисел  $\xi_n$ .

Применительно к рассматриваемой задаче выражениям (1)–(3) можно придать следующий физический смысл. Если на все входы многополюсника воздействовать напряжениями падающих волн, пропорциональными  $n$ -му собственному вектору ( $n$  – й столбец матрицы  $[U]$ ), то они отразятся от каждого входа с коэффициентом отражения  $\xi_n$ . Поскольку все собственные векторы ортогональны друг другу, то отражения отдельных азимутальных гармоник (собственных векторов) напряжений происходит независимо. Это позволяет трактовать многополюсник как систему не связанных друг с другом двухполюсников.

Такой подход позволяет не только снизить размерность задачи синтеза в  $N$  раз, но и свести синтез сложной схемы к решению задачи для серии намного более простых парциальных двухполюсников. Дополнительно следует заметить, что наличие плоскостей симметрии, проходящих через диаметрально противоположные

входы многополюсника, приводит к двукратному вырождению [10] собственных чисел  $\xi_n$ . Общее число невырожденных собственных чисел равно  $N/2+1$ . Это число определяет и количество парциальных двухполюсников.

Если синтезируется недиссипативный многополюсник [2] (это наиболее интересный для практического применения случай), то реактивные проводимости, соответствующие парциальным двухполюсникам, могут быть реализованы в виде набора кольцевых отрезков линий передачи, попарно объединяющих все входы многополюсника по принципу «каждый с каждым» (рис. 1). Но в этом случае в схеме появятся узлы, в которых несколько линий соединены параллельно, что приведет к рассогласованию. Чтобы избежать этого, отдельные кольца удобно соединить при помощи радиальных отрезков линий передачи. Если кольцо соединяет каждый вход с соседним, назовем его кольцом первого порядка. Если соединения происходят через один вход, то это будет кольцо второго порядка и т.д. «Кольцом» нулевого порядка будем считать систему несвязанных друг с другом реактивных шлейфов, подключенных к каждому входу многополюсника. Отметим, что в зависимости от числа входов и порядка кольца отдельные из них могут распадаться на несколько колец, не связанных друг с другом.

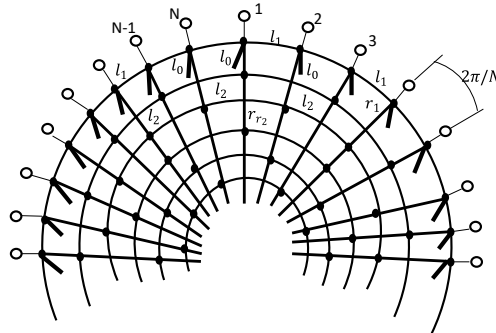


Рис. 1. Многополюсник с полной круговой симметрией

Рассмотрим воздействие столбца напряжений, пропорциональных  $n$ -му собственному вектору, на кольцо с номером  $m$ , порядок которого равен  $M_m$ . Как следует из (1), амплитуды напряжений на всех входах будут одинаковыми, а разность фаз напряжений между соседними входами определится выражением

$$\psi_{mn} = \frac{2\pi}{N} (n - 1)M_m. \quad (4)$$

При такой разности фаз в точке соединения кольцевых отрезков эквивалентная реактивная входная проводимость  $m$ -го кольца для  $n$ -го собственного вектора

$$y_{mn} = jb_{mn} = j2 \frac{\cos \psi_{mn} - \cos kl_m}{W_m^k \sin kl_m}, \quad (5)$$

где  $kl_m$  – «электрическая» длина отрезков  $m$ -го кольца;  $W_m^k$  – волновое сопротивление кольца с номером  $m$ .

Весь многополюсник можно представить в виде набора парциальных четырехполюсников, соответствующих своему собственному вектору. Эквивалентной схемой парциального четырехполюсника является каскадное соединение четырехполюсников, соответствующих кольцам и радиальным отрезкам линии передачи. Матрицы передачи  $i$ -го кольца и  $j$ -го радиального отрезка (рис. 1) имеют вид

$$[A_i^k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb_{mn} & 1 \end{bmatrix}; \quad [A_j^r] = \begin{bmatrix} \cos kr_j & jW_j^r \sin kr_j \\ \frac{j}{W_j^r} \sin kr_j & \cos kr_j \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Результирующая матрица  $[A_n^\Sigma]$  передачи  $n$ -го парциального четырехполюсника определится произведением матриц передачи колец и радиальных отрезков в порядке, соответствующем последовательности включения их в схему:

$$[A_n^\Sigma] = \begin{bmatrix} a_n^\Sigma & b_n^\Sigma \\ c_n^\Sigma & d_n^\Sigma \end{bmatrix} = [A_0^k][A_1^r][A_1^k][A_2^r] \cdot \dots \cdot [A_M^k]. \quad (7)$$

Выражение (7) позволяет определить входную проводимость для  $n$ -го собственного вектора

$$Y_n = jB_n = \frac{c_n^\Sigma}{a_n^\Sigma}. \quad (8)$$

В (8) учтено, что с целью повышения КПД в состав многополюсника не включены элементы, обладающие омическими потерями, а сам многополюсник является реактивным [2]. Зная входную проводимость, можно определить входной коэффициент отражения для напряжений, соответствующих  $n$ -му собственному вектору (или  $n$ -й азимутальной гармонике напряжений падающих волн). Этот коэффициент отражения  $\xi_n$  совпадает с  $n$ -м собственным числом матрицы рассеяния и равен

$$\xi_n = \frac{1-jB_n}{1+jB_n} = \exp(-2j \arctg B_n). \quad (9)$$

Таким образом, количество условий синтеза многополюсника снижается с  $N \times N$  комплексных коэффициентов матрицы рассеяния до  $N$  значений фаз собственных чисел. Полная круговая симметрия схемы дополнительно снижает размерность задачи, поскольку число невырожденных собственных чисел равно  $N/2 + 1$ .

**Синтез многополюсника.** Пусть заданы комплексные (в общем случае) значения коэффициентов матрицы рассеяния  $[S^{\text{треб}}]$ . Используя выражение (3), получаем условие синтеза для собственных чисел:

$$\{\xi^{\text{треб}}\} = [U]^* [S^{\text{треб}}] [U]. \quad (10)$$

Выражение (10) по своей сути представляет собой формулировку задачи параметрического синтеза многополюсника выбранной структуры (рис. 1). Из (9) видно, что для синтеза нерассеивающего многополюсника необходимо выполнить условие

$$B_n^{\text{треб}} = -tg(0,5 \cdot \arg \xi_n^{\text{треб}}). \quad (11)$$

Непосредственное определение волновых сопротивлений и длин кольцевых и радиальных отрезков линий передачи из (11) достаточно сложно. Однако, положив в (5) и (6) длины радиальных отрезков равными  $kr_j = 2\pi q$  (при  $q = 0, 1, 2, \dots$ ), а длины кольцевых участков  $kl_m = \frac{\pi}{2}(2p + 1)$  (при  $p = 0, 1, 2, \dots$ ), задачу параметрического синтеза можно существенно упростить и свести к решению системы линейных алгебраических уравнений относительно  $\frac{1}{w_m^k}$ :

$$B_n^{\text{треб}} = 2 \sum_0^Q \frac{1}{w_m^k} \cos \left[ \frac{2\pi}{N} M_m (n - 1) \right], \quad (12)$$

где  $M_m$  – порядок кольца с номером  $m$ ;  $Q = E\left(\frac{N}{2}\right) + 1$ . Здесь  $E\left(\frac{N}{2}\right)$  – операция выделения целой части числа  $\frac{N}{2}$ . При зафиксированных указанным выше способом длинах кольцевых и радиальных отрезков линий передачи выражение (12) полностью определяет параметры синтезируемого многополюсника.

*Замечание.* При решении конкретной задачи может получиться, что для некоторых колец в результате решения системы (12) получаются большие значения волновых сопротивлений  $W_m^k$ . Такие кольца из схемы многополюсника могут быть удалены. Такое упрощение схемы приведет к приближенному решению задачи синтеза. Улучшить его можно, применив процедуру оптимизации значений волновых сопротивлений оставшихся колец.

**Пример синтеза многополюсника с шестью входами.** Такой многополюсник может быть применен в качестве диаграммообразующей схемы кольцевой антенной решетки базовой станции системы мобильной связи [20]. Требуемые коэффициенты матрицы рассеяния определяются, исходя из необходимости формирования заданной диаграммы направленности [3]. При этом достаточно задать один столбец (строку) матрицы  $[S]$ . Остальные образуются циклической перестановкой коэффициентов. Для синтеза применена методика, рассмотренная выше. В качестве базовых элементов использованы отрезки коаксиального кабеля. Тестирование теоретических результатов проведено на экспериментальном макете, фото которого показано на рис. 2.

Расчеты и измерения проведены в диапазоне частот от  $0,8 f_0$  до  $1,2 f_0$ . На рис. 3–5 представлены расчетные и экспериментальные зависимости коэффициентов первой строки матрицы рассеяния от частоты. Вместо коэффициента  $S_{11}$  показана частотная зависимость КСВ. На всех графиках расчетная кривая показана сплошной линией или прерывистой с более длинными штрихами.

Из решения системы (12) получены нормированные волновые сопротивления колец, близкие к единице. Поэтому для упрощения макета  $W_m^k$  приближенно полагались равными единице.

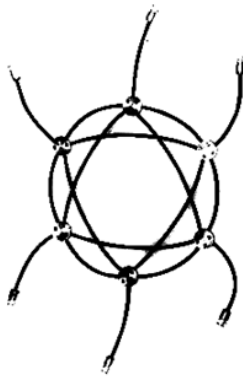


Рис. 2. Макет многополюсника

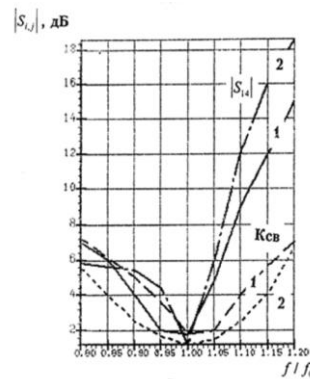


Рис. 3. Частотные зависимости КСВ и  $|S_{14}|$

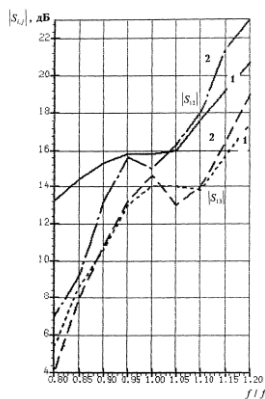


Рис. 4. Частотные характеристики  $|S_{12}|$  и  $|S_{13}|$

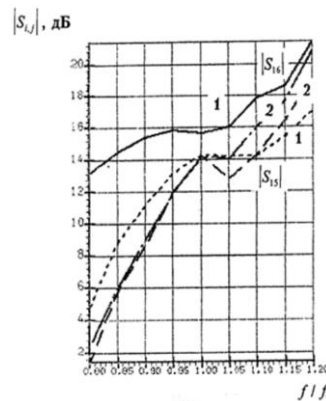


Рис. 5. Частотные характеристики  $|S_{14}|$  и  $|S_{15}|$

На расчетной частоте  $f_0$  отличие значений синтезируемых коэффициентов матрицы рассеяния от экспериментально измеренных не превышает  $1,5 \div 2$  дБ, что объясняется приближенным выбором волновых сопротивлений. Поведение коэффициентов в диапазоне частот не контролируется и проведено с целью анализа свойств многополюсника.

**Выводы.** Рассмотренный алгоритм синтеза симметричных многополюсников можно считать регулярным [3] поскольку он «автоматически» определяет структуру схемы и позволяет рассчитать номиналы входящих в нее базовых элементов. Наиболее эффективен алгоритм для многополюсников с небольшим числом входов.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Фельдштейн А.Л., Явич Л.П.* Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
2. *Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А.* Устройства СВЧ: учеб. пособие / под ред. Д.М. Сазонова. – М.: Высшая школа, 1981. – 295 с.
3. *Обуховец В.А.* Отражательные антенные решетки: монография. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2016. – 292 с.
4. *Воскресенский Д.И., Кременецкий С.Д., Гринев А.Ю., Котов Ю.В.* Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ. – М.: Радио и связь, 1988.
5. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / под ред. В.В. Никольского. – М.: Радио и связь, 1982. – 272 с.
6. *Хансен Р.С.* Фазированные антенные решетки. – М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
7. *Антипенский Р.В., Фадин А.Г.* Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2007. – 128 с.
8. *Фаняев И.А., Кудин В.П.* Распределительная матрица для питания восьмиэлементной антенной решетки // Вестник ГГТУ им. П.О. Сухого. – 2012. – № 4. – С. 52-57.
9. *Garcia-Lamperez A., Salazar-Palma M., Sarkar T.K.* Analytical Synthesis of Microwave Multiport Networks // Microwave Symposium Digest, 2004, IEEE MTT-S International. Fort Worth, TX USA, USA. IEEE Xplore Digital Library|IEEE SA| IEEE Spectrum| More Sites. DOI:10.1109/MWSYM.2004.1336009.
10. *Гантмахер Ф.П.* Теория матриц. – М.: Наука, 1988. – 552 с.
11. *Обуховец В.А.* Проблемы конструктивного синтеза отражательных антенных решеток // Антенны. – 1997. – № 2.
12. *Yeom K.W.* Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS. – New York: Prentice Hall. 2015. – 816 p.
13. Linear CAD Software. November 23, 2017. [www.microwaves101.com](http://www.microwaves101.com).
14. *Garcia-Lamperez A., Salazar-Palma M., Sarkar T.K.* Analytical Synthesis of Microwave Multiport Networks // Microwave Symposium Digest. – Fort Worth, TX, USA. 2004 IEEE MTT-S International. – DOI: 10.1109/MWSYM.2004.1336009.
15. *Greenwood K.* Passive RF and Microwave Beamformer Networks. [www.trmmicrowave.com](http://www.trmmicrowave.com).
16. *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.
17. *Fadhel M.G., Mohammadi A.* The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications. – ARTECH HOUSE, 2009. – 233 p.
18. *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.
19. *Обуховец В.А.* Вычисление матриц рассеяния СВЧ многополюсников сложной структуры // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – No. 3 (197). – С. 135-142.
20. *Stevanovi'c I., Skrivervik A., Mosig J.R.* Smart Antenna Systems for Mobile Communications. Final report. Laboratoire d'Electromagn'etisme et d'Acoustique Ecole Polytechnique F'ed'erale de Lausanne. Ch-1015 Lausanne Suisse. – <http://lemawww.epfl.ch/>.



## REFERENCES

1. *Fel'dshcheyn A.L., YAvich L.R.* Sintez chetyrekhpolusnikov i vos'mipolusnikov na SVCH [Synthesis of four- and eight-pole microwave]. Moscow: Svyaz', 1971, 388 p.
2. *Sazonov D.M., Gridin A.N., Mishustin B.A.* Ustroystva SVCh: ucheb. posobie [Microwave device: a textbook], ed. by D.M. Sazonova. Moscow: Vysshaya shkola, 1981, 295 p.
3. *Obukhovets V.A.* Otrazhatel'nye antennnye reshetki: monografiya [Reflective antenna arrays: monograph]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuFU, 2016, 292 p.
4. *Voskresenskiy D.I., Kremenetskiy S.D., Grinev A.Yu., Kotov Yu.V.* Avtomatizirovannoe proektirovanie anten i ustroystv SVCH [Automated design of antennas and microwave devices]. Moscow: Radio i svyaz', 1988.
5. Avtomatizirovannoe proektirovanie ustroystv SVCH [Computer-aided design of microwave devices], ed. by V.V. Nikol'skogo. Moscow: Radio i svyaz', 1982, 272 p.
6. *Khansen R.S.* Fazirovannye antennnye reshetki [Phased array]. Moscow: Tekhnosfera, 2012, 560 p.
7. *Antipenskiy R.V., Fadin A.G.* Skhemotekhnicheskoe proektirovanie i modelirovanie radioelektronnykh ustroystv [Circuit design and modeling of electronic devices]. Moscow: Tekhnosfera, 2007, 128 p.
8. *fanyaev i.a., kudin v.p.* raspreditel'naya matritsa dlya pitaniya vos'mielementnoy antennoy reshetki [Distribution matrix for power supply of eight-element antenna array], *Vestnik GGTU im. P.O. Sukhogo* [Sukhoi State Technical University of Gomel], 2012, No. 4, pp. 52-57.
9. *Garcia-Lamperez A., Salazar-Palma M., Sarkar T.K.* Analytical Synthesis of Microwave Multipoint Networks, *Microwave Symposium Digest, 2004, IEEE MTT-S International. Fort Worth, TX USA, USA. IEEE Xplore Digital Library/IEEE SA/IEEE Spectrum/ More Sites.* DOI:10.1109/MWSYM.2004.1336009.
10. *Gantmakher F.R.* Teoriya matrits [Matrix theory]. Moscow: Nauka, 1988, 552 p.
11. *Obukhovets V.A.* Problemy konstruktivnogo sinteza otrazhatel'nykh antennnykh reshetok [Problems of constructive synthesis of reflective antenna arrays], *Antenny* [Antennas], 1997, No. 2.
12. *Yeom K.W.* Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS. New York: Prentice Hall. 2015, 816 p.
13. Linear CAD Software. November 23, 2017. Available at: [www.microwaves101.com](http://www.microwaves101.com).
14. *Garcia-Lamperez A., Salazar-Palma M., Sarkar T.K.* Analytical Synthesis of Microwave Multipoint Networks, *Microwave Symposium Digest. Fort Worth, TX, USA. 2004 IEEE MTT-S International.* DOI: 10.1109/MWSYM.2004.1336009.
15. *Greenwood K.* Passive RF and Microwave Beamformer Networks. Available at: [www.trmmicrowave.com](http://www.trmmicrowave.com).
16. *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.
17. *Fadhel M.G., Mohammadi A.* The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications. ARTECH HOUSE, 2009, 233 p.
18. *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.
19. *Obukhovets V.A.* Vychislenie matrits rasseyaniya SVCH mnogopolusnykh slozhnoy struktury [The calculation of the scattering matrix of microwave megapole complex structures], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2018, No. 3 (197), pp. 135-142.
20. *Stevanovi'c I., Skrivervik A., Mosig J.R.* Smart Antenna Systems for Mobile Communications. Final report. Laboratoire d'Electromagn'etisme et d'Acoustique Ecole Polytechnique F'ed'erale de Lausanne. Ch-1015 Lausanne Suisse. Available at: <http://lemawww.epfl.ch/>.

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

**Обуховец Виктор Александрович** – Южный федеральный университет; e-mail: [vaobuhovec@sfedu.ru](mailto: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](mailto:vaobuhovec@sfedu.ru); 44, Nekrasovsky street, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371733; the department of antennas and radio transmitting devices; dr. of eng. sc.; professor.