

## Распределительная 16-канальная матричная схема многолучевой антенной решетки

И.А. ФАНЯЕВ<sup>1</sup>, В.П. КУДИН<sup>2</sup>

В работе осуществлен параметрический синтез с эвристическим подходом новой 16-канальной матричной диаграммообразующей схемы (ДОС). Полученная схема имеет на 12 пересечений меньше по сравнению с матрицей Батлера, а также симметричную топологию, что существенно упрощает ее конструкторскую реализацию. Численный расчет и анализ частотных характеристик подтверждают работоспособность предложенной ДОС.

**Ключевые слова:** многолучевая антенная решетка, диаграммообразующая схема, синтез, многополюсник, коэффициент стоячей волны, амплитудно-фазовое распределение.

Parametric synthesis with a heuristic approach of a new 16-channel matrix beam-forming network (BFN) is carried out in the work. The resulting scheme has 12 intersections smaller than the Butler matrix, as well as a symmetric topology, which greatly simplifies its design implementation. The numerical calculation and analysis of frequency characteristics confirm the performance of the proposed BFN.

**Keywords:** multi-beam antenna array, beam-forming network, synthesis, multipole, standing wave ratio, amplitude-phase distribution.

**Введение.** Высокая скорость передачи данных, надежное сетевое соединение, низкая задержка и высокая плотность передаваемой информации являются неотъемлемыми особенностями современной системы беспроводной связи, которая должна удовлетворять быстро растущим требованиям к преобразованию данных между тысячами подключенных устройств, т. е. смартфонами, автомобилями, локальными и центральными базовыми станциями и т. д. Множественный доступ с разделением пространства может быть реализован с помощью многолучевой антенной решетки, состоящей из антенн и распределительной схемы, является привлекательным подходом для обеспечения высокого усиления и многопользовательского доступа [1]. Многополюсник, выступающий в качестве распределительной схемы, часто называют диаграммообразующей схемой (ДОС).

В последнее время было представлено множество конструкций многолучевых антенных решеток с использованием различных диаграммообразующих схем, таких как матрица Бласса [2], матрица Нолена [3], линза Ротмана [4], матрица Батлера [5]. Матрица Батлера стала самой популярной из-за своей более простой топологии, требующей наименьшего количества компонентов, низких потерь и ортогональности. Современные конструкции в основном ориентированы на ДОС малого или среднего размера (например,  $4 \times 4$  или  $8 \times 8$ ) [6]–[9] из-за относительно меньшей сложности и вносимых потерь, которые могут управлять линейной или цилиндрической антенной решеткой. Однако характеристики получаемых лучей с относительно малым коэффициентом усиления не могут полностью соответствовать требованиям современной системы множественного доступа. Из-за чего существует необходимость в увеличении количества используемых лучей, например, вдвое, используя 16-канальную матрицу Батлера представленной в работах [10]–[13]. Однако, из-за увеличения количества каналов увеличивается число пересечений линий передач. Данное обстоятельство существенно усложняет схемную реализацию в виде печатной платы и требует от разработчиков больших усилий по их устранению. Следовательно, необходимо найти новый подход к реализации ДОС с минимальным количеством пересечений линий передач и простым подключением к антенной решетке. Процедура синтеза многополюсников вполне подходит для этих целей.

Параметрический 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. Синтез матричных ДОС с произвольным количеством входов приводился в статье [14], но в синтезируемых схемах

получается большое число пересечений линий передач. В работе [15] приводится синтез многополюсников с круговой симметрией, но предложенный алгоритм наиболее эффективен для многополюсников с небольшим числом входов. Большой интерес в использовании регулярного синтеза вызывает работа [16], в которой решение задачи синтеза идеального распределительного многополюсника получается на основе алгоритма решения системы линейных уравнений методом Гаусса. Однако присутствие в алгоритме произвольного выбора действий приводит к усложненной схеме многополюсника с избыточным количеством ее элементов.

В данной статье за основу был взят метод синтеза из [16] с эвристическим подходом. Эвристический синтез предполагает составление схемы многополюсника на основе физических представлений, анализа известных технических решений, по аналогии с близкими задачами, предыдущего опыта разработчика. В работе синтезирована новая 16-канальная распределительная схема для многолучевой антенной решетки. Представленная ДОС имеет на 12 пересечений меньше по сравнению с классической матрицей Батлера, а также симметричную топологию.

**Постановка задачи.** На основании представленных соображений сформулирована задача синтеза многополюсника следующим образом. Используя параметрический метод синтеза с эвристическим подходом, синтезировать 16-канальную распределительную матричную схему с наименьшим числом пересечений линий передач и количеством элементов по заданной матрице рассеяния. Решение задачи осуществляется на центральной частоте 28 ГГц. Данный выбор основан на том, что современные конструкции многолучевых антенных решеток в основном ориентированы на использование в технологиях 5G. Для подтверждения работоспособности схемы произвести ее расчет методами теории СВЧ цепей и матричного аппарата линейной алгебры с использованием известных базовых элементов, таких как гибридное кольцо, набор дискретных фазосдвигателей. А также проанализировать основные характеристики матричной ДОС (коэффициенты стоячей волны (КСВ), развязку входов (выходов), амплитудно-фазовое распределение) в частотном диапазоне 23–33 ГГц. Все расчеты производились в программе Mathcad.

**Синтез диаграммообразующей схемы.** Построение схемы многополюсника предполагает определение его структуры, состава базовых элементов и требований к их номиналам, исходя из заданной системы параметров. Используемый алгоритм синтеза [16] основан на простых вычислениях и не требует больших вычислительных затрат. В методе присутствует некоторая произвольность выбора действий, которая дает определенную свободу при достижении поставленной цели.

Для построения новой схемы была взята следующая матрица рассеяния, описывающая амплитудно-фазовое распределение на выходах ДОС:

$$S_{\text{ДОС}} = \begin{bmatrix} O & S^T \\ S & O \end{bmatrix},$$

где  $O$  – нулевая матрица размерностью  $16 \times 16$ , описывающая взаимную развязку и согласование входов;  $S$  – матрица рассеяния, описывающая распределение сигналов в выходных линиях передачи распределительного многополюсника.

$$S_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j \frac{2\pi}{N}(m-1)(n-1)}, \quad (1)$$

где  $N = 16$  – число каналов,  $m$  – номер входа,  $n$  – номер выхода.

Схему недиссипативного распределительного многополюсника с заданной матрицей рассеяния (1) составим в виде каскадного соединения простейших распределительных многополюсников той же размерности. Каждый каскад должен быть настолько простым, чтобы по его матрице рассеяния можно было воссоздать его структуру и определить номиналы элементов. Этому требованию удовлетворяют распределительные многополюсники, имеющие в качестве матрицы рассеяния элементарную унитарную матрицу, которая отличается от единичной матрицы  $E$  только четырьмя элементами  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$  образующими унитарную матрицу второго порядка:

$$T_M = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & k & \dots & l & \dots & N \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ k \\ \vdots \\ l \\ \vdots \\ N \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & \vdots & & \vdots & & 0 \\ 0 & 1 & \vdots & & \vdots & & 0 \\ \dots & \dots & \alpha & \dots & \gamma & \dots & \dots \\ & & \vdots & & \vdots & & \\ \dots & \dots & \beta & \dots & \delta & \dots & \dots \\ & & \vdots & & \vdots & & \\ 0 & 0 & \vdots & & \vdots & & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (2)$$

где  $T_M$  – матрица-множитель элементарного каскада распределительного многополюсника;  $M$  – номер каскада;  $(k, l)$  – номера ячейки матрицы.

Параметры  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  можно получить из формул [16]:

$$\left. \begin{aligned} |\alpha| = |\delta| &= \frac{|S_{m,k}|}{\sqrt{|S_{m,k}|^2 + |S_{m,l}|^2}}, \\ |\beta| = |\gamma| &= \sqrt{1 - |\alpha|^2}, \\ \arg(\alpha) - \arg(\beta) &= \arg(S_{m,l}) - \arg(S_{m,k}), \\ \arg(\gamma) - \arg(\delta) &= \mp\pi + \arg(\alpha) - \arg(\beta). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В остальном фазы параметров  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  произвольны.

Следующую матрицу-множитель  $T_{M-1}$ , соответствующую предпоследнему каскаду распределительного многополюсника, выбирают так, чтобы в первой строке образовался еще один нулевой элемент. Процедуру продолжают до тех пор, пока, к примеру, в первой строке окажется отличным от нуля только один элемент. Параметры последней матрицы-множителя  $T_{M-N+2}$  определяются из соотношений [16]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha = S'_{m,k}, \beta = S'_{m,l}, |\alpha| = |\delta|, |\beta| = |\gamma|, \\ \arg(\gamma) - \arg(\delta) = \mp\pi + \arg(\alpha) - \arg(\beta) \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где через  $S'_{m,k}$  и  $S'_{m,l}$  обозначены элементы матрицы, полученной перед умножением на  $T_{M-N+2}$ .

Реализуем синтез схемы с меньшим количеством пересечений линий передач. Вследствие недиссипативности идеального распределительного многополюсника матрица  $S$  является унитарной матрицей:  $S^{-1} \cdot S = E$ . Поэтому, вначале возьмем обратную матрицу от  $S$ :  $S^{-1} = T_i^*$ . Выберем первую из элементарных матриц  $T_M$ , реализующую перенумерацию выходов в виде отрезков линий передачи нулевой длины, которая соответствует последнему каскаду многополюсника. Ввиду того, что матрица имеет большую размерность  $16 \times 16$  на рисунке 1 представлен элементарный многополюсник, описывающий данную матрицу.

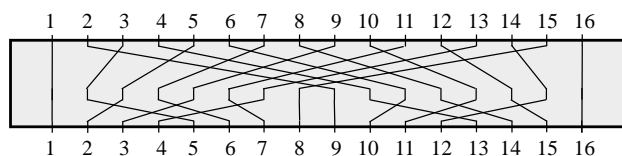


Рисунок 1 – Первый элементарный многополюсник

Выберем вторую из элементарных унитарных матриц  $T_{M-1}$  с параметрами  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  в первом и втором столбцах и рассчитаем так, чтобы обратился в нуль второй элемент первой строки. Подставив в формулу (3)  $S_{m,k} = \frac{1}{\sqrt{16}} e^{-j0^\circ}$  и  $S_{m,l} = \frac{1}{\sqrt{16}} e^{-j0^\circ}$ , находим

$|\alpha| = |\delta| = |\beta| = |\gamma| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ,  $\arg(\alpha) - \arg(\beta) = 0^\circ$ ,  $\arg(\gamma) - \arg(\delta) = -180^\circ$ , положив для определенности  $\arg(\alpha) = \arg(\beta) = 0^\circ$ .

Такой матрице соответствует включение направленного ответвителя между первым и вторым входами и первым и вторым выходами, а остальные входы связаны непосредственно с выходами.

Третью элементарную унитарную матрицу  $T_{M-2}$  рассчитаем так, чтобы обратился в нуль четвертый элемент первой строки в третьем и четвертом столбцах ( $[a,b,c] = [1,3,4]$ ). Параметры  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  оказываются аналогичными предыдущим.

В таблице 1 представлен поэтапный выбор обращения в нуль выбранного элемента при определении нужной строки и столбца, как показано выше  $[a,b,c]$ . M10, M24, M33 – матрицы перенумерации выходов (рисунки 2–4 соответственно), символ «\*» указывает на использование формул (4).

Таблица 1 – Поэтапный алгоритм выбора действий в процессе синтеза

Номер матрицы	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Выборка	1,3,4	1,5,6	1,7,8	1,9,10	1,11,12	1,13,14	1,15,16	M10	1,1,2	1,3,4
Номер матрицы	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
Выборка	1,5,6	1,7,8	1,9,10	1,11,12	1,13,14	1,15,16	M10	2,3,4	2,7,8	2,11,12
Номер матрицы	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
Выборка	2,15,16	M24	1,1,2	3,3,4	2,5,6	4,7,8	1,9,10	3,11,12	2,13,14	4,15,16
Номер матрицы	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
Выборка	M33	*1,1,2	*5,3,4	*3,5,6	*7,7,8	*2,9,10	*6,11,12	*4,13,14	*8,15,16	P1

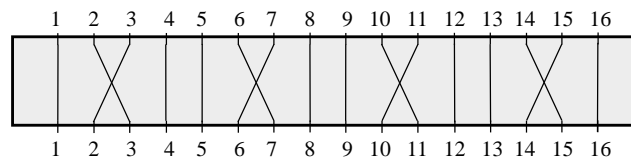


Рисунок 2 – Десятый элементарный многополюсник M10

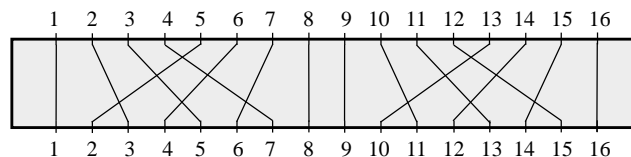


Рисунок 3 – Двадцать четвертый элементарный многополюсник M24

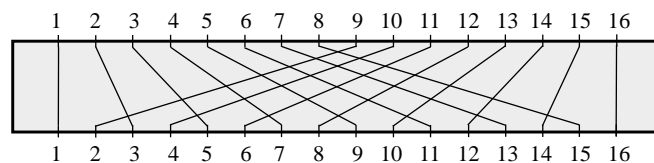
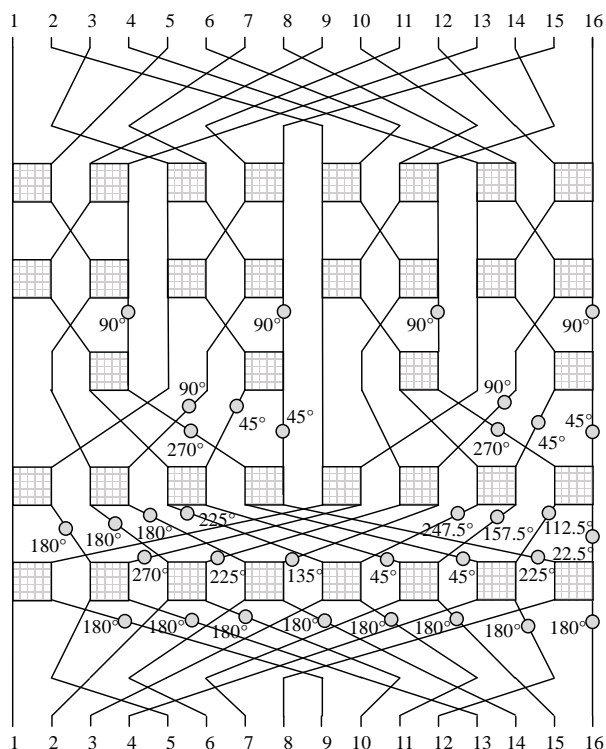


Рисунок 4 – Тридцать третий элементарный многополюсник M33

Конечным результатом произведения всех элементарных матриц должна быть единичная матрица  $E$ . Объединяя все 42 элементарных каскада, получаем новую ДОС  $16 \times 16$  выходов. В качестве направленного ответвителя было взято гибридное кольцо с матрицей рассеяния  $S_{ГК}$ :

$$S_{ГК} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{-j0^\circ} & e^{-j0^\circ} \\ 0 & 0 & e^{-j180^\circ} & e^{-j0^\circ} \\ e^{-j0^\circ} & e^{-j180^\circ} & 0 & 0 \\ e^{-j0^\circ} & e^{-j0^\circ} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

С учетом фазовых сдвигов на входах и выходах каждого гибридного кольца в соответствии своей матрице-множителю получаем конечную схему (рисунок 5). Из рисунка видно, что схема имеет 48 пересечений линий передач, если исключить последовательную нумерацию входов и выходов – это на 12 пересечений меньше, чем в классической матрице Батлера. Синтезированная схема также, как и матрица Батлера, имеет симметричную структуру.



Квадратами обозначены 3 дБ направленные ответвители. Цифрами снизу (сверху) схемы обозначены входы (выходы). Кружками – фазосдвигатели с определенными фазовыми сдвигами)

Рисунок 5 – Синтезированная матричная ДОС 16 × 16 выходов

**Численные результаты.** В процессе расчетов потери, вносимые базовыми элементами, линиями передач не учитывались. На рисунке 6 приведена частотная зависимость коэффициентов стоячей волны (КСВ) на всех 16 входах ДОС. Верхняя линия – максимальное значение КСВ на всех входах; нижняя линия – минимальное значение КСВ на всех выходах. Область, изображенная на рисунке 6, позволяет оценивать получаемый уровень КСВ и границы частотного диапазона.

Далее, на рисунке 7 приведены частотные зависимости коэффициентов связи  $L$  (КС). Сплошная линия – минимальное и максимальное значения КС при подаче питания на 1 вход; пунктирная линия – значения КС при подаче питания на 5 вход; точечная линия – КС при подаче питания на 10 вход.

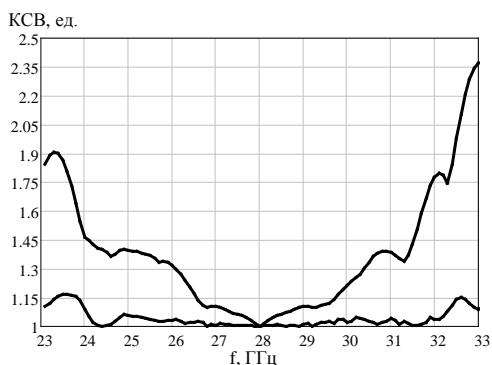


Рисунок 6 – Область возможных значений КСВ в диапазоне частот на всех входах ДОС

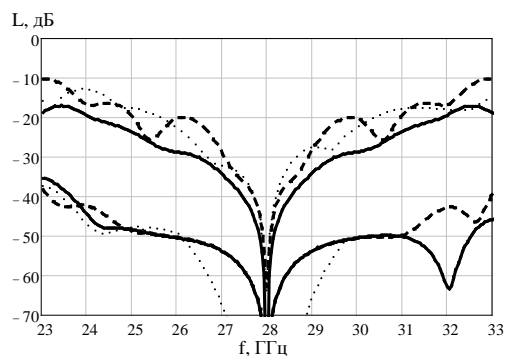


Рисунок 7 – Область возможных значений коэффициентов связи  $L$  при подаче питания на разные входы

В качестве характеристик диаграммообразующих схем служат частотные зависимости амплитудных и фазовых распределений на выходах. Однако при большом числе выходов сложно проследить за изменением численных значений амплитуды (фазы) на всех выходах в частотном диапазоне. С целью упрощения визуализации результатов во всей рассматриваемой полосе частот предлагается просмотр амплитудного или фазового распределения на всех выходах ДОС одновременно. На рисунках 8 и 9 приводятся графики зависимостей амплитуды, фазы от частоты соответственно. На определенной частоте строится интервал значений (от минимального до максимального) амплитуды (фазы), которые возникают на всех выходах ДОС при подаче сигнала на определенный вход. Вертикальные отрезки обозначают интервалы максимального расхождения амплитуды на всех 16 выходах от начального значения амплитуды 0,25.

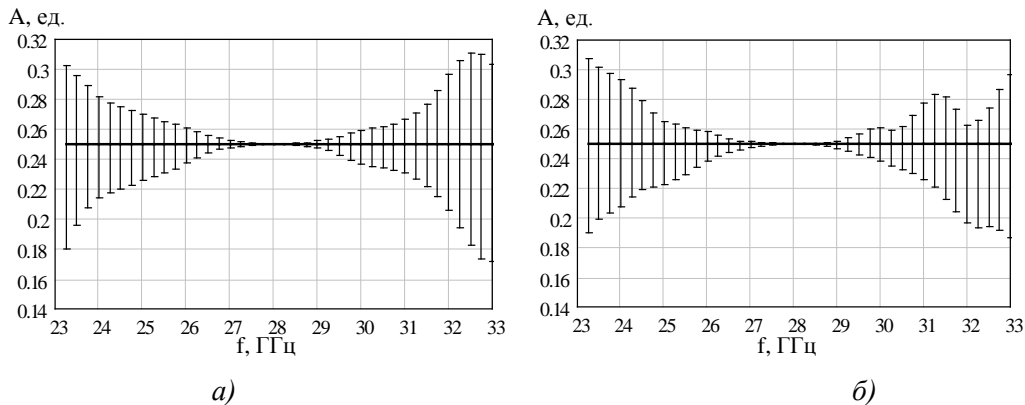


Рисунок 8 – Область возможных значений амплитуды в диапазоне частот при подаче сигнала на 1 вход (а) и на 12 вход (б)

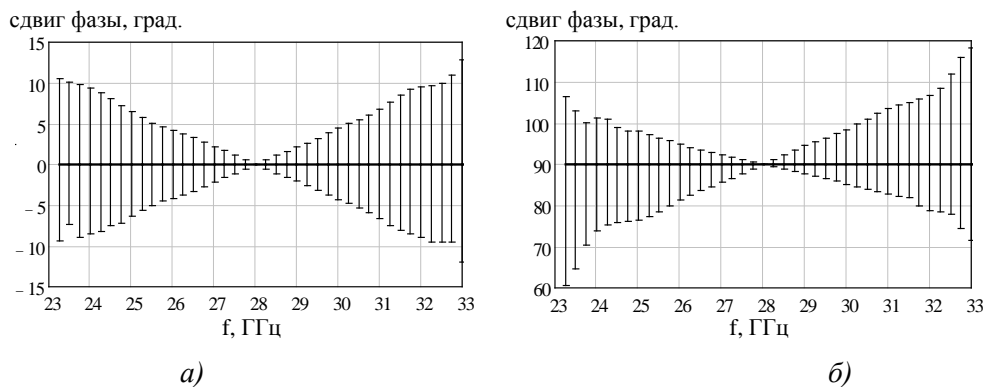


Рисунок 9 – Область возможных значений сдвига фаз равного  $0^{\circ}$  (а) и  $90^{\circ}$  (б)

Анализ зависимостей амплитуды от частоты позволяет сделать вывод о том, что при уменьшении частоты ухудшается развязка и значительно возрастает уровень отражений на входах схемы. При увеличении же частоты в схеме преобладает нарушение равного деления мощности и сигнал начинает накапливаться на определенных выходах. Из-за этого значения амплитуды на разных выходах могут существенно отличаться между собой. Анализ рисунка 9 показывает, что сдвиг фаз может существенно отличаться от начального значения, что приводит к искажению всей фазовой картины на выходах ДОС.

Обобщая результаты можно сделать вывод о том, что полученные характеристики подтверждают работоспособность синтезированной ДОС  $16 \times 16$  выходов. Рабочий диапазон ДОС определяет выбранный направленный ответвитель, а именно, гибридное кольцо. Замена при необходимости на более широкополосный направленный ответвитель позволит увеличить рабочую полосу частот.

**Заключение.** В работе, используя параметрический метод синтеза с эвристическим подходом, была синтезирована 16-канальная распределительная матричная схема по задан-

ной матрице рассеяния. Полученная схема имеет на 12 пересечений меньше по сравнению с матрицей Батлера, а также симметричную топологию, что существенно упрощает ее конструкторскую реализацию. Численный расчет и анализ частотных характеристик в полосе частот подтверждают работоспособность предложенной ДОС. Полученная схема может быть использована в современных конструкциях многолучевых антенных решеток в технологиях 5G и служить альтернативой классической матрице Батлера.

### Литература

1. Broadband 8–12 GHz  $8 \times 8$  Modified Butler Matrix / S.S. Madeti [et al.] // SoutheastCon., Atlanta, 10–13 March 2021. – USA, 2021. – P. 1–6.
2. A mm-Wave True-Time-Delay Beamformer Architecture based on a Blass Matrix Topology / D. Lialios [et al.] // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, Montreal, 5–10 July 2020. – Canada, 2020. – P. 1609–1610.
3. Li, P. A Symmetric Beam-Phased Array Fed by a Nolen Matrix Using  $180^\circ$  Couplers / P. Li, H. Ren, B. Arigong // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2020. – Vol. 30, № 4. – P. 387–390.
4. Heino, M. PCB-based design of a beamsteerable array with high-gain antennas and a Rotman lens at 28 GHz / M. Heino [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – Vol. 19, № 10. – P. 1754–1758.
5. Wang, X. Compact 2-D multibeam array antenna fed by planar cascaded Butler matrix for millimeter-wave communication / X. Wang [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – Vol. 18, № 10. – P. 2056–2060.
6. Zhong, L.-H. Miniaturized SIW multibeam antenna array fed by dual-layer  $8 \times 8$  Butler matrix / L.-H. Zhong [et al.] // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters. – 2017. – Vol. 16. – P. 3018–3021.
7. 28 GHz Multi-beam antenna array based on a compact wideband  $8 \times 8$  Butler matrix / X. Wang [et al.] // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, 8–13 July 2018. – USA, 2018. – P. 2177–2178.
8. Adamidis, G. A. Design and implementation of single-layer  $4 \times 4$  and  $8 \times 8$  Butler matrices for multibeam antenna arrays / G. A. Adamidis, I. O. Vardiambasis, M. P. Ioannidou, T. N. Kapetanakis // International Journal of Antennas and Propagation. – 2019. – Vol. 12. – P. 1–13.
9. Shao, Q. Design of  $4 \times 4$  and  $8 \times 8$  filtering Butler matrices utilizing combined  $90^\circ$  and  $180^\circ$  couplers / Q. Shao, F.-C. Chen, Y. Wang, Q.-X. Chu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol. 69, № 8. – P. 3842–3852.
10. 28 GHz multi-beam antenna array based on wideband high-dimension  $16 \times 16$  Butler matrix / X. Wang [et al.] // 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, 31 March – 5 April 2019. Poland, 2019. – P. 1–4.
11. A Compact Broadband  $16 \times 16$  Butler Matrix for Multibeam Antenna Array Applications / Q. Yang [et al.] // International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Xi'an, 27–30 Oct. 2019. – China, 2019. – P. 1–3.
12. Cerna, R. D. A 3D compact wideband  $16 \times 16$  Butler matrix for 4G/3G applications / R. D. Cerna, M. A. Yarleque // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS, Philadelphia, 10–15 June 2018. – USA, 2018. – P. 16–19.
13. Yang, Q. A Low Complexity  $16 \times 16$  Butler Matrix Design Using Eight-Port Hybrids / Q. Yang [et al.] // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 177864–177873.
14. Sodin, L. G. Method of Synthesizing a Beam-Forming Device for the N-Beam and N-Element Array Antenna, for any N / L. G. Sodin // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 60, № 4. – P. 1771–1776.
15. Обуховец, В. А. Синтез симметричных СВЧ-многополосников / В. А. Обуховец // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2018. – № 7 (201). – С. 177–185.
16. Сазонов, Д. М. Устройства СВЧ : учеб. пособ. / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. – М. : Высш. шк., 1981. – 295 с.

<sup>1</sup>Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины

<sup>2</sup>Гомельский государственный технический университет им. П.О. Сухого