

УДК 621.396.677

## МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

© 2019 г. Лу Гомин<sup>1, \*</sup>, П. Н. Захаров<sup>1, \*\*</sup>, А. Ф. Королев<sup>1, \*\*\*</sup>

<sup>1</sup>Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова, физический факультет, Москва, Россия

\*E-mail: luguoming.hit@gmail.com

\*\*E-mail: zakharov1@mail.ru

\*\*\*E-mail: korolev\_phys@mail.ru

Методом трехмерного электромагнитного моделирования оптимизирована форма элемента для построения фазированных антенных решеток (ФАР), обеспечившая относительную полосу частот 9%; проведено сравнение трех методов уменьшения боковых лепестков в многолучевых ФАР; разработан экспериментальный образец цифровой многолучевой ФАР; проведено экспериментальное исследование параметров образца.

DOI: 10.1134/S0367676519010095

### ВВЕДЕНИЕ

В современных беспроводных системах связи существует необходимость увеличения пропускной способности [2, 3]. Такие системы, как правило, работают в условиях многолучевого распространения радиоволн, характерного для городской среды и радиоканалов внутри зданий [1]. Расширение полосы частот и увеличение мощности передачи являются ограниченными ресурсами и в некоторых случаях не позволяют обеспечить требуемую пропускную способность [2–5]. Системы связи с разнесенным приемом и передачей (MIMO) предоставляют дополнительную возможность для повышения пропускной способности систем, работающих в условиях многолучевого распространения радиоволн [4–6].

В системах MIMO в большинстве случаев используется несколько антенн, либо многоэлементные антенны, для передачи и приема [6]. Многолучевые цифровые фазированные антенные решетки – один из способов организации MIMO-канала [6–12]. Многолучевое распространение радиоволн может быть использовано для повышения энергетической и спектральной эффективности передачи. В системах множественного доступа различные направления приема-передачи могут быть использованы для связи с разными абонентами с целью повышения суммарной пропускной способности системы [7–9]. Существуют два способа формирования многолучевой диаграммы направленности: аналоговый и цифровой [6, 13]. Аналоговые методы используют фидерную систему, набор фазовращателей и сум-

маторов на антенных портах. Сложность такой конструкции существенно возрастает при увеличении количества лучей и количества элементов ФАР, как правило, такие схемы используются для формирования не более 2–3 лучей [6, 13]. Цифровая схема формирования многолучевой диаграммы направленности обеспечивает ряд преимуществ: возможность динамического высокоскоростного изменения лучевой структуры во времени при отсутствии механического вращения, совместимость с современными эффективными методами цифровой модуляции [10–13]. В данной работе исследовалась микрополосковая реализация ФАР.

### МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЛОСКОЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ ФАР

При исследовании зависимости ширины полосы частот от толщины диэлектрика подложки была построена модель микрополосковой веерной антенны, исследовался элемент в форме веера с радиусом  $r = 14$  мм, углом раскрытия  $\alpha = 115^\circ$ . С целью определения зависимости ширины полосы частот от диэлектрической проницаемости подложки была построена модель элемента микрополосковой квадратной антенны, исследовался элемент в форме квадрата с размером  $20.1 \times 20.1$  мм. При исследовании зависимости ширины полосы частот от геометрической формы элемента и выбора широкополосных элементов было проведено моделирование для элементов различных форм, в том числе квадрат, квадрат со скругленными угла-

**Таблица 1.** Сравнение уровней боковых лепестков при различных методах подавления для горизонтальной линейной ФАР (дБ)

Направление излучения главного луча	Расстояния между элементами меньше $\lambda/2$	Неэквидистантное расположение элементов	Чебышевское распределение токов по элементам
30°	–11	–12	–18
45°	–10	–7	–7
60°	–6 (с дифракцией)	–1.6 (с серьезной дифракцией)	–2 (с серьезной дифракцией)

ми, веер, веер со скругленными углами, би-веер, би-веер со скругленными углами, круг, шести-угольник.

При моделировании использовались следующие параметры: центральная частота 7 ГГц, материал диэлектрика Arlon AD255 (диэлектрическая проницаемость  $\epsilon = 2.55$ , толщина  $h = 2.032$  мм), толщина меди 18 мкм. Моделирование выполнялось методом численного решения уравнений Максвелла (метод конечных разностей во временной области) в программной среде CST Microwave Studio. Результаты моделирования показали, что ширина полосы частот увеличивается с ростом толщины диэлектрической подложки и уменьшается с ростом величины диэлектрической проницаемости; среди исследованных геометрических форм наиболее широкую полосу частот обеспечил элемент в форме квадрата со скругленными углами. Ввиду этого данная форма элемента была выбрана в качестве основной для построения решеток.

С целью уменьшения боковых лепестков (в том числе дифракционных максимумов) диаграммы направленности в удаленном поле ФАР используются следующие способы [14]: уменьшение расстояний между элементами до значений менее  $\lambda/2$ ; неэквидистантное расположение элементов; неравномерное распределение токов по элементам.

Проведено моделирование при расстоянии между элементами  $d < \lambda/2$  с целью исследования уровня боковых лепестков линейной ФАР с 6 элементами, излучающей в направлениях 30°, 45° и 60° от нормали. Были исследованы следующие расстояния между центрами элементов:  $0.376\lambda$ ,  $0.379\lambda$ ,  $0.385\lambda$ ,  $0.397\lambda$ ,  $0.42\lambda$  и  $0.47\lambda$ . В результате моделирования линейной ФАР было определено максимальное подавление боковых лепестков: 12 дБ, достигнутое при расстоянии между элементами  $0.47\lambda$ .

Проведено моделирование при неэквидистантном расположении элементов. Для линейной неэквидистантной линейной ФАР с 6 элементами расчетным путем [14] были определены нормированные координаты элементов:  $\xi_0 = -0.9994$ ,  $\xi_1 = -0.5343$ ,  $\xi_2 = -0.1705$ ,  $\xi_3 = 0.1713$ ,  $\xi_4 = 0.5352$  и  $\xi_5 = 1$ . Согласно предыдущим полученным ре-

зультатам, между двумя центральными элементами выбрано расстояние  $0.47\lambda$ , обеспечившее максимальное подавление боковых лепестков, как описано выше. Проведено моделирование линейной неэквидистантной ФАР с 6 элементами, излучающей в направлениях 30°, 45° и 60° от нормали. В результате моделирования получено, что уровень подавления боковых лепестков (в том числе дифракционных) составляет 12.8 дБ. Отмечено, что количество боковых лепестков значительно больше, чем при эквидистантном расположении элементов.

Для подавления боковых лепестков диаграммы направленности в антенных решетках используется также метод неравномерного распределения токов по элементам [14]. В данной работе было исследовано чебышевское распределение токов. В соответствии с полиномом Чебышева для линейных решеток с 4 и 6 элементами были выбраны амплитудные распределения 1 : 3 : 3 : 1 и 1 : 4 : 6 : 4 : 1 соответственно. Расстояние между элементами составляло  $d = 0.47\lambda$  для обеспечения максимального подавления боковых лепестков, как описано выше. Результаты моделирования показали, что чебышевское распределение токов по элементам позволило существенно уменьшить уровень боковых лепестков в диапазоне углов излучения (приема) от  $-30^\circ$  до  $30^\circ$  относительно нормали: до  $-18$  и  $-15$  дБ для горизонтальной и вертикальной линейных решеток соответственно.

Результаты сравнения трех методов подавления боковых лепестков для различных направлений излучения (приема) представлены в табл. 1 и 2 для линейной горизонтальной и вертикальной ФАР соответственно. Из данного сравнения следует, что чебышевское распределение токов по элементам обеспечило наибольшее подавление боковых лепестков. Ввиду этого данное распределение при расстоянии между элементами  $0.47\lambda$  было выбрано для построения многолучевой ФАР.

Было проведено моделирование плоской многолучевой ФАР, излучающей несколько независимых лучей. Направление излучения (приема) по азимуту и по углу места зависит от прогрессивного распределения сдвигов фаз в группе сигналов возбуждения в горизонтальном (по оси  $x$ ) и в

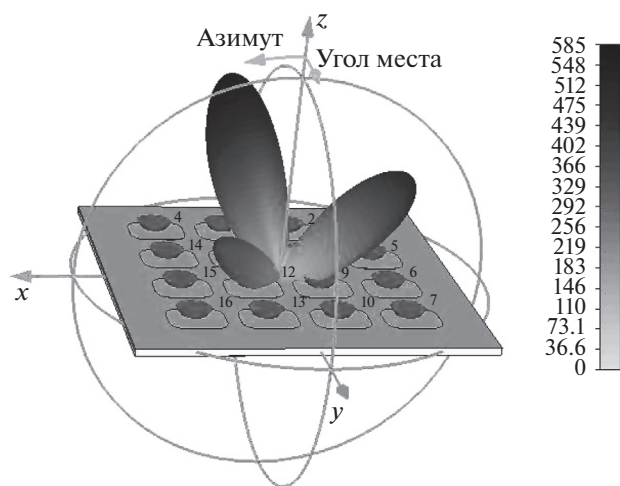
**Таблица 2.** Сравнение уровней боковых лепестков при различных методах подавления для вертикальной линейной ФАР (дБ)

Направление излучения главного луча	Расстояния между элементами меньше $\lambda/2$	Неэквидистантное расположение элементов	Чебышевское распределение токов по элементам
30°	-12	-11	-14
45°	-10	-5.8	-9
60°	-8 (с дифракцией)	-3.76 (с дифракцией)	-5 (с дифракцией)

вертикальном (по оси  $y$ ) направлениях; для формирования лучей использовалась суперпозиция групп сигналов возбуждения, каждая из которых отвечала за формирование определенного луча и состояла из 16 сигналов возбуждения. После суперпозиции групп сигналов возбуждения сигналы взвешивались с чебышевскими коэффициентами 1 : 3 : 3 : 1 в горизонтальном и вертикальном направлениях. На рис. 1 показана полученная трехмерная диаграмма направленности в линейном масштабе плоской ФАР из 16 элементов ( $4 \times 4$ ), излучающей одновременно три независимых луча в направлениях: (угол места =  $0^\circ$ , азимут =  $-45^\circ$ ), (угол места =  $-30^\circ$ , азимут =  $15^\circ$ ) и (угол места =  $45^\circ$ , азимут =  $45^\circ$ ).

#### РАЗРАБОТКА ТРАНСИВЕРА И МИКРОКОДОВ ПЛИС ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ МНОГОЛУЧЕВОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАР

Трансивер осуществляет функции аналого-цифрового преобразования, конверсии частоты между несущей и нулевой, усиления, фильтрации и состоит из двух частей: передатчик и приемник.

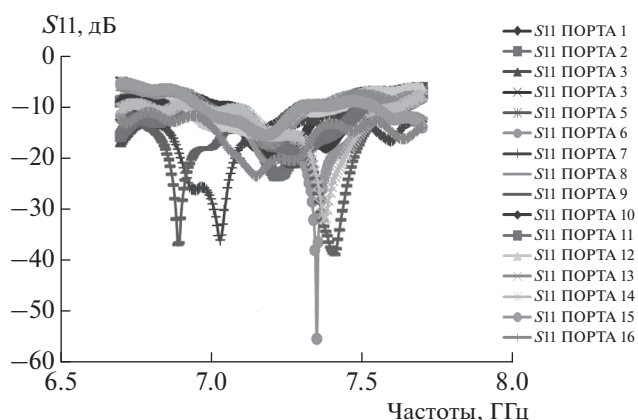
**Рис. 1.** Трехмерная диаграмма направленности плоской ФАР, излучающей одновременно три независимых луча.

Ключевые компоненты трансивера: АЦП и ЦАП, усилители низкой частоты, фильтры низких частот (ФНЧ), квадратурный модулятор и демодулятор (квадратурные смесители), усилитель мощности, маломушьящий усилитель, полосовые фильтры радиочастоты. Трансивер выполнен на 7-слойной печатной плате.

Цифровое диаграммообразование осуществляется в ПЛИС на плате цифровой обработки сигнала (ЦОС). Были созданы микрокоды для ПЛИС Xilinx XC7K325T-676FFG на языке VHDL, осуществляющие формирование произвольной многолучевой диаграммы направленности и интерфейс с ЦАП и АЦП трансиверов.

#### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФАР

На рис. 2 представлены результаты экспериментальных измерений коэффициента отражения по портам ( $S_{11}$ ) излучающей системы разработанной ФАР, полученные с помощью векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA-40. Экспериментально измеренная ширина полосы частот ФАР была на 2% меньше, а центральная частота на 2.8% выше, чем значения, полученные при моделировании, что можно объяснить по-

**Рис. 2.** Результат экспериментального измерения коэффициента отражения по портам ( $S_{11}$ ) и полосы частот антенной решетки размерности  $4 \times 4$ .

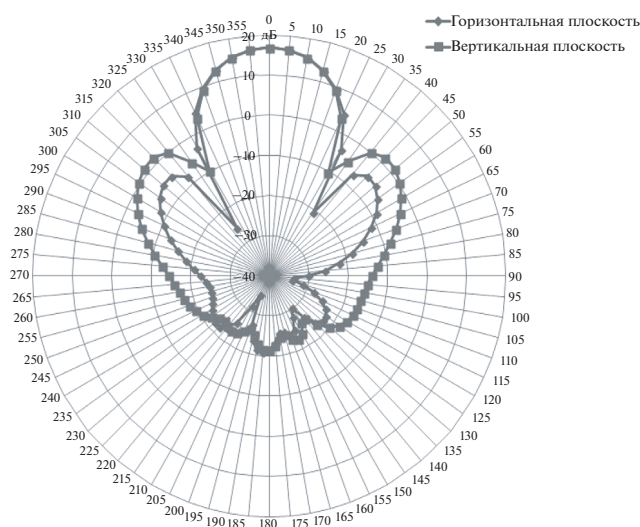


Рис. 3. Результат экспериментальных измерений диаграммы направленности ФАР в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

грешностями при изготовлении экспериментального образца.

Стенд для экспериментального измерения диаграммы направленности ФАР состоял из компьютера, платы ЦОС с ПЛИС, трансиверов и плоской антенной решетки с 16 элементами ( $4 \times 4$ ). Микрокоды, осуществляющие диаграммообразование, загружались в ПЛИС через JTAG-интерфейс. ПЛИС формировала 16 цифровых сигналов, каждый из которых передавался на отдельный трансивер. В свою очередь, каждый трансивер был подключен к отдельному элементу антенны. Измеренная двумерная диаграмма направленности представлена на рис. 3.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оптимизация параметров элементов ФАР методами численного решения уравнений Максвелла позволила получить широкую относительную полосу частот (9%) на центральной частоте 7 ГГц по уровню коэффициента отражения  $-10$  дБ. Чебышевское распределение токов по элементам

решетки обеспечило минимальный уровень боковых лепестков ФАР ( $-18$  дБ) среди рассмотренных методов. Количество независимых лучей в многолучевой ФАР определяется количеством групп сигналов возбуждения на входных портах ФАР; распределение сдвигов фаз в каждой группе определяет направление излучения (приема) луча. Разработанный экспериментальный образец трансивера и микрокоды цифровой обработки сигналов на ПЛИС позволяют формировать произвольную многолучевую диаграмму направленности цифровым способом.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Jensen M.A., Wallace J.W.* // IEEE Transact. on antennas and propagation. 2004. V. 52. № 11. P. 2810.
2. *Andersen J.B., Vaughan R.G.* // IEEE Antennas Propagat. Mag. 2003. V. 45.
3. *Zheng L., Tse D.* // IEEE Trans. Inf. Theory. 2003. V. 49. P. 1073.
4. *Foschini G.J., Gans M.J.* // Wireless Personal Commun. 1998. V. 6. P. 311.
5. *Marzetta T.L., Hochwald B.M.* // IEEE Trans. Inform. Theory. 1999. V. 45. P. 139.
6. *Molisch A.F., Winters J.H., Win M.Z.* // Proc. IEEE Int. Conf. Commun. 2001. V. 2. P. 570.
7. *Hao Li, Jie Guo, Yongshi Wang et al.* // IEEE Inter. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS). 2018. P. 1.
8. *Panychev A.I., Vaganova A.A., Kisel N.N.* // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technol. (MWENT). 2018. P. 1.
9. *Shahsavari S., Hassanzadeh P., Ashikhmin A., Erkip E.* // 51-st Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers. 2017. P. 1050.
10. *Kowalewski J., Mehinovic I., Abadpour S. et al.* // 11-th German Microwave Conf. (GeMiC). 2018. P. 29.
11. *Xinmin Li, Guomin Li.* // Inter. Conf. on Intelligent Transp. Big Data & Smart City (ICITBS). 2018. P. 776.
12. *Shikida J., Ishii N.* // IEEE 86-th Vehicular Technol. Conf. (VTC-Fall). 2017. P. 1.
13. *Payami S., Ghoraishi M., Dianati M.* // IEEE 86-th Vehicular Technol. Conf. (VTC-Fall). 2017. P. 1.
14. *Вендик О.Г., Парнес М.Д.* Антенны с электронным движением луча (введение в теорию). М.: "Радио и связь", 2001. С. 145.