

20. Tze-Meng O. and Geok T.K. A dual-band omni-directional microstrip antenna, *Progress In Electromagnetics Research*, July. 2010, Vol. 106, pp. 363-376.
21. Liangying Li, Wei Yan, Botao Feng and Li Deng. A Wideband Omni-directional Antenna Based on Printed Log-Periodic Element, *IEEE 3rd International Conference on Electronic Information and Communication Technology*, November 2020, pp. 13-15.
22. Lei Zhou, Yongchang Jiao, Yihong Qi, Zibin Weng, and Liang Lu. Wideband Ceiling-Mount Omnidirectional Antenna for Indoor Distributed Antenna Systems, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, April 2014, Vol. 13, pp. 836-839.
23. Peng Fei Hu, Kwok Wa Leung, Yong Mei Pan, and Shao Yong Zheng. Electrically Small, Planar, Horizontally Polarized Dual-band Omnidirectional Antenna and its Application in a MIMO System, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, June 2021.
24. Botao Feng, Kwok L. Chung, Jiexin Lai, and Qingsheng Zeng. A Conformal Magneto-Electric Dipole Antenna with Wide H-Plane and Band-Notch Radiation Characteristics for MIMO Base-Station, *IEEE Access*, 2019.
25. Alshimaysawe I.A. Ultra wideband indoor omni-directional 2×2 MIMO antenna for 2G, 3G, 4G, and 5G applications, *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*, 2023, No. 3, pp. 266-275.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Б.Г. Коноплев.

**Алшимаисаве Ихсан Абдлкарем** – Южный федеральный университет; e-mail: alshimaysave@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79957566781; кафедра антенн и радиопередающих устройств; аспирант.

**Юханов Юрий Владимирович** – e-mail: yu\_yukhanov@mail.ru; тел.: +78634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств; зав кафедрой; д.т.н.; профессор.

**Alshimaysawe Ikhsan Abdlkarem** – Southern Federal University; e-mail: alshimaysave@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79957566781; the Department of Antennas and Radio Transmitting Devices; postgraduate student.

**Yukhanov Yuriy Vladimirovich** – e-mail: yu\_yukhanov@mail.ru; phone: +78634371733; the Department of Antennas and Radio Transmitting Devices; head of Department; dr. of eng. sc.

УДК 621.396.67

DOI 10.18522/2311-3103-2024-4-188-196

**Во Ба Ау, И.Н. Бобков, Ю.В. Юханов**

### **НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА СИЛЬНО СВЯЗАННЫХ ДИПОЛЕЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ**

Рассмотрена конструкция низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации. Основной деталью конструкции являются два скрещенных диполя в печатном исполнении. Квадратурное возбуждение обеспечивается полосками в форме дуги окружности, соединяющими пары ортогонально расположенных плеч на верхнем и нижнем слое металлизации. Для обеспечения емкостной связи между элементами применяются металлические диски, гальванически соединенные с основанием при помощи металлических стержней. Для расширения полосы рабочих частот и улучшения характеристик излучения антенной решетки непосредственно над диполями расположен согласующий слой пластика Eccostock HiK. Представлены результаты численного исследования характеристик элементарной ячейки антенной решетки с периодическими граничными условиями на гранях в программном обеспечении ANSYS HFSS. Показана возможность работы в широкой полосе частот по заданному уровню согласования и коэффициента эллиптичности. Показана зависимость характеристик согласования и коэффициента эллиптичности от размеров полоска, обеспечивающего квадратурное питание плеч диполей. Расчетным путем установлено, что выбор радиуса полоска, обеспечивающего квадратурное возбуждение плеч диполей, представляет собой компромисс между широкой полосой рабочих частот и лучшим коэффициентом эллиптичности в центре диапазона. Показано, что использование расположенного непосредственно над слоем диполей согласующего слоя в решетках сильно связанных диполей круговой поляризации обеспечило согласование в широкой полосе частот при сохранении электри-

чески малой высоты профиля. На основе предложенного элемента разработаны модели конечных антенных решеток из  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$ ,  $5 \times 5$  и  $6 \times 6$  элементов. Показано влияние элементов, расположенных на краях, на характеристики антенной решетки. Исследована возможность улучшения характеристик за счёт подсоединения крайних элементов к согласованным нагрузкам.

*Антенная решетка; дипольные антенны; поляризация; решетка сильносвязанных диполей.*

**Vo Ba Au, I.N. Bobkov, Y.V. Yukhanov**

### **LOW-PROFILE CIRCULARLY POLARIZED TIGHTLY COUPLED DIPOLE ARRAY**

*The design of a low-profile antenna array of tightly coupled circularly polarized dipoles is considered. The main design detail is two crossed printed dipoles. Quadrature excitation is provided by arc-shaped strips connecting pairs of orthogonally located arms on the upper and lower metallization layers. To ensure capacitive coupling between the elements, metal disks are used, galvanically connected to the base using metal rods. To expand the operating frequency band and improve the radiation characteristics of the antenna array, a matching layer of Eccostock HiK plastic is located directly above the dipoles. The results of a numerical study of the characteristics of an elementary cell of an antenna array with periodic boundary conditions on the faces in the ANSYS HFSS software are presented. The possibility of operating in a wide frequency band at a given level of matching and ellipticity coefficient is demonstrated. The dependence of the matching characteristics and the ellipticity coefficient on the size of the strip that provides quadrature power to the dipole arms is shown. It was established by calculation that the choice of the strip radius, which ensures quadrature excitation of the dipole arms, is a compromise between a wide operating frequency band and a better ellipticity coefficient in the center of the range. It is shown that the use of a matching layer located directly above the dipole layer in arrays of tightly coupled circularly polarized dipoles ensured matching over a wide frequency band while maintaining an electrically low profile height. Based on the proposed element, models of finite antenna arrays of  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$ ,  $5 \times 5$  and  $6 \times 6$  elements have been developed. The influence of elements located at the edges on the characteristics of the antenna array is shown. The possibility of improving performance by connecting the outermost elements to matched loads was investigated.*

*Antenna arrays; dipole antennas; polarization; tightly coupled dipole array.*

**Введение.** В настоящее время беспроводные системы находят широкое применение в различных сферах деятельности человека. К таким системам относятся системы навигации, системы широкополосного вещания, системы мобильной связи. Учитывая тенденцию к расширению полосы рабочих частот и уменьшению габаритов устройств связи, актуальным становится вопрос создания электрически малых, но при этом широкополосных антенных решеток (АР) [1].

Наиболее современным подходом к проектированию широкополосных АР является подход, предложенный Мунком [2]. Этот подход, который в отличие от традиционного подхода, в котором пытаются минимизировать связь между отдельно спроектированными элементами АР, предусматривает введение сильной емкостной связи между соседними элементами. Следствием применения такого подхода является малая высота профиля АР и широкая полоса рабочих частот, в отдельных случаях достигающая перекрытия 46:1 [3–16].

На основе подхода Мунка были разработаны различные АР сильно связанных дипольных излучателей [4–9]. В [8] описана АР, полоса рабочих частот которой достигает 2.8:1 (1.74–4.9 ГГц). При этом для питания АР применяется симметрирующий трансформатор.

Для обеспечения работы некоторых систем связи предпочтительными являются широкополосные антенные решетки круговой поляризации, поскольку круговая поляризация помогает снизить влияние негативных эффектов многолучевого распространения радиоволн и повысить эффективность передачи [9]. В [10] описана АР сильно связанных дипольных излучателей для базовых станций мобильной связи, работающая в диапазонах частот 700 МГц, 1.7 ГГц и 2.6 ГГц, при этом высота профиля элементов АР является электрически большой, что ограничивает её применение.

В [11] описана АР круговой поляризации с полосой пропускания по уровню КСВН  $< 3$  от 2.06 до 6.46 ГГц (3.14:1) и полосой рабочих частот по уровню коэффициента эллиптичности  $< 3$  дБ от 2.35 до 5.6 ГГц (2.38:1). Однако в описанной АР нет металлического основания-рефлектора. Для подавления заднего излучения был применен радиопоглощающий материал, что привело к потере не менее чем половины подводимой ко входу АР мощности.

В настоящей статье предложена конструкция АР с металлическим основанием-рефлектором. Для обеспечения емкостной связи между элементами АР применяются металлические диски, гальванически соединенные с основанием АР.

**Конструкция элемента антенной решетки.** На рис. 1 показан общий вид элемента предлагаемой АР. Основной деталью конструкции являются два скрещенных диполя в печатном исполнении. Плечи диполей размещаются на обеих сторонах диэлектрической подложки толщиной 1 мм из материала ФЛАН-2.8 ( $\epsilon_r = 2.8$ ,  $\tan(\delta) = 0.0015$ ).

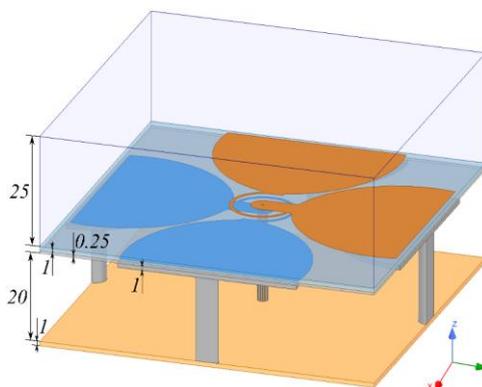


Рис. 1. Общий вид элемента антенной решетки. Диэлектрические материалы показаны полупрозрачными для ясности

Питание ячейки осуществляется одним коаксиальным кабелем, подводимым снизу сквозь отверстие в металлическом основании. Расстояние от металлического основания (рефлектора) до слоя диполей составляет примерно  $\lambda/10$  на центральной частоте рабочего диапазона длин волн и уточняется на этапе проектирования в электромагнитных САПР. Жила коаксиального кабеля подпаивается к отводу одного из плеч диполей на верхнем слое металлизации диэлектрической подложки. Экран кабеля аналогичным образом подпаивается к отводу на нижнем слое металлизации.

Механизм формирования круговой поляризации в предлагаемой АР был сформулирован Брауном [17] ещё в 1935 году. Его суть заключается в возбуждении двух диполей с общим центром, расположенных ортогонально друг к другу, равными амплитудами, но со сдвигом фаз  $90^\circ$ . Антенны такого типа Браун назвал турникетными антеннами [18].

Квадратурное возбуждение в предлагаемой АР обеспечивается полосками в форме дуги окружности, соединяющими пары ортогонально расположенных плеч на верхнем и нижнем слое металлизации [9, 14] (рис. 2). Электрическая длина дуги окружности выбирается равной  $\lambda/4$  на центральной частоте рабочего диапазона длин волн и уточняется в процессе настройки АР в САПР.

Для обеспечения емкостной связи между элементами АР в конструкцию добавлены металлические диски, гальванически соединенные с основанием при помощи металлических стержней [19]. Для изоляции нижнего слоя диполей от емкостных дисков между ними установлен дополнительный слой диэлектрика ФЛАН-2.8 толщиной 0.25 мм.

Расширить полосу рабочих частот и улучшить характеристики излучения антенной решетки удалось путем размещения непосредственно над диполями слоя (суперстрата) пластика Eccostock NiK ( $\epsilon_r = 3.5$ ,  $\tan(\delta) = 0.002$ ) [19], электрическая толщина которого составила  $\lambda/4$  на центральной частоте рабочего диапазона длин волн [20].

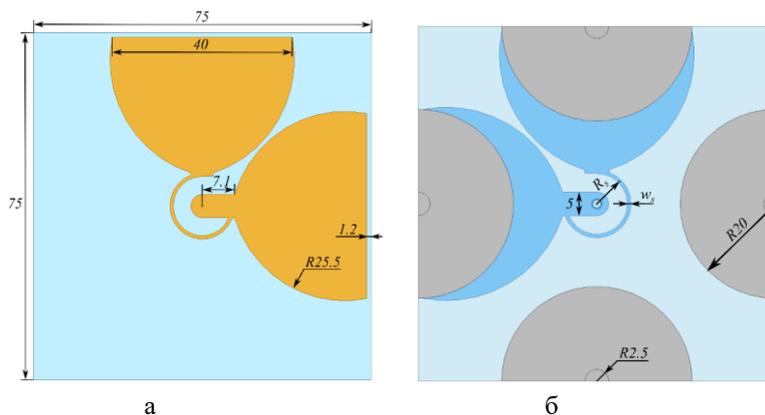


Рис. 2. Элемент антенной решетки. Суперстрат и рефлектор-основание не показаны:  
а – вид сверху, б – вид снизу

**Особенности расчёта характеристик АР.** Проектирование и разработка предлагаемой АР были выполнены при помощи программного обеспечения ANSYS HFSS. Выполнялся расчёт характеристик одной ячейки АР с периодическими граничными условиями на гранях. Таким образом, приводятся характеристики одной ячейки в составе АР бесконечных размеров, в которой не учитываются эффекты конкатенации АР. На основе предлагаемой модели элемента АР была построена конструкция конечной АР и было приведено сравнение характеристик АР различных размеров.

**Результаты численного исследования одной ячейки.** На рис. 3,а,б показаны зависимости КСВН и коэффициента эллиптичности от частоты при различных значениях радиуса полоска в форме дуги окружности предлагаемой низкопрофильной АР. Из анализа результатов можно сделать вывод, что меньший радиус полоска, обеспечивающего квадратурное возбуждение плеч диполей, обеспечивает лучшее согласование и лучший коэффициент эллиптичности на верхних частотах диапазона рабочих длин волн. Но в то же время уменьшение радиуса полоска приводит к увеличению коэффициента эллиптичности в области центра диапазона рабочих частот.

Таким образом, выбор радиуса полоска, обеспечивающего квадратурное возбуждение плеч диполей, представляет собой компромисс между широкой полосой рабочих частот и лучшим коэффициентом эллиптичности в центре диапазона.

На рис. 4,а,б показаны зависимости КСВН и коэффициента эллиптичности от частоты для различных значений ширины полоска, обеспечивающего квадратурное возбуждение плеч диполей. Изменение КСВН является слабо выраженным, но путём уменьшения ширины полоска можно добиться расширения полосы рабочих частот по критерию  $KЭ < 3$  дБ в области верхних частот диапазона рабочих длин волн.

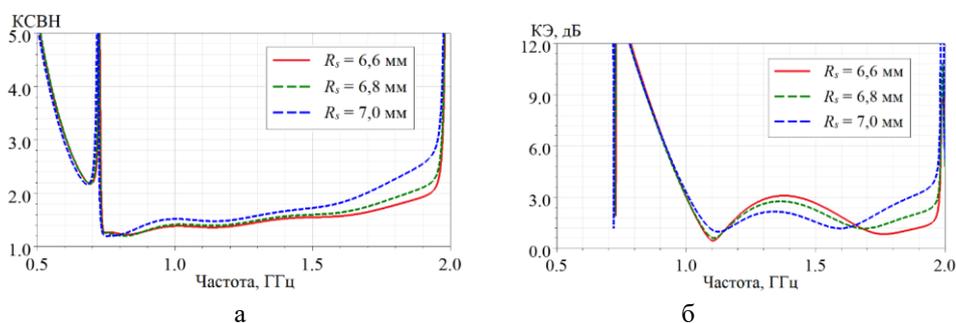


Рис. 3. Влияние радиуса полоска в форме дуги окружности на характеристики антенной решетки: а – зависимость КСВН элемента АР от частоты, б – зависимость коэффициента эллиптичности от частоты

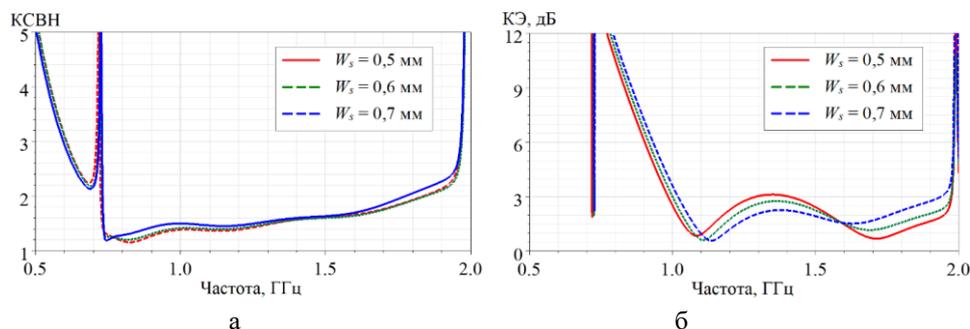


Рис. 4. Влияние ширины полоска в форме дуги окружности на характеристики антенной решетки: а – зависимость КСВН элемента АР от частоты, б – зависимость коэффициента эллиптичности от частоты

На рис. 5,а,б показаны зависимости КСВН и коэффициента эллиптичности от частоты для модели элемента АР со слоем суперстрата и без. Применение суперстрата в антенных решетках сильно связанных диполей круговой поляризации является необходимым условием для получения широкой полосы рабочих частот при сохранении малой высоты профиля АР, также как и в АР, работающих на линейной поляризации [20].

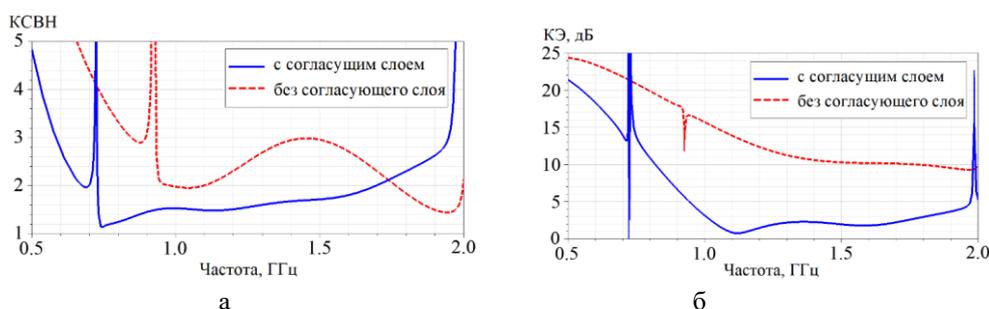


Рис. 5. Влияние наличия суперстрата на характеристики антенной решетки: а – зависимость КСВН элемента АР от частоты; б – зависимость коэффициента эллиптичности от частоты

На рис. 6 показана зависимость эффективности излучения от частоты для варианта исполнения АР с  $R = 6.8$  мм и  $w = 0.6$  мм. Эффективность излучения более 70% получена в диапазоне частот от 0.7 до 2.0 ГГц (2.85:1).

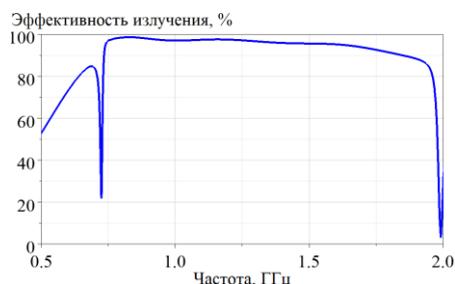


Рис. 6. Эффективность излучения предлагаемой антенной решетки

На рис. 7 показан реализованный коэффициент усиления элемента предлагаемой антенной решетки в сравнении с теоретически достижимым коэффициентом усиления апертуры того же размера. Видно, что мощность, подводимая ко входу элемента АР излучается в свободное пространство и не переходит в потери.

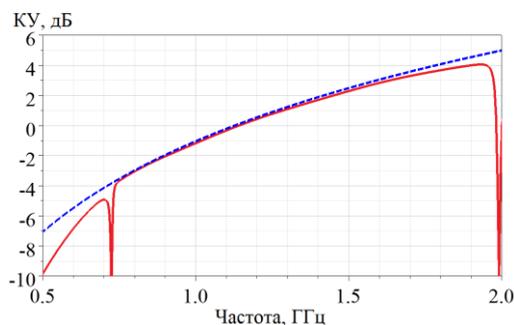


Рис. 7. Реализованный коэффициент усиления элемента AP

**Расчет конечной антенной решетки.** На основе предлагаемой конструкции элемента AP были разработаны электродинамические модели AP конечных размеров из  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$ ,  $5 \times 5$  и  $6 \times 6$  элементов. Для наглядного примера на рис. 8 представлена AP размерностью  $3 \times 3$ .

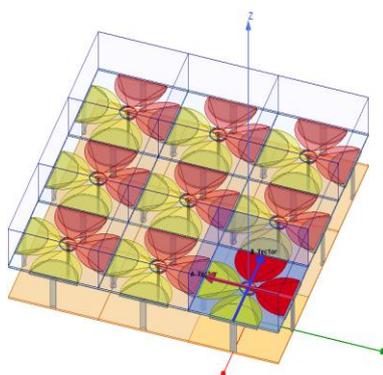


Рис. 8. Конфигурация конечной AP  $3 \times 3$

Сравнение коэффициента эллиптичности AP с различным количеством элементов показано на рис. 9. Коэффициент эллиптичности AP конечных размеров отличается от коэффициента эллиптичности элементарной ячейки в худшую сторону. При этом в центре диапазона  $КЭ > 3$  дБ, и поляризация становится эллиптической. Причина проблемы заключается во влиянии крайних элементов на характеристики конечных AP.

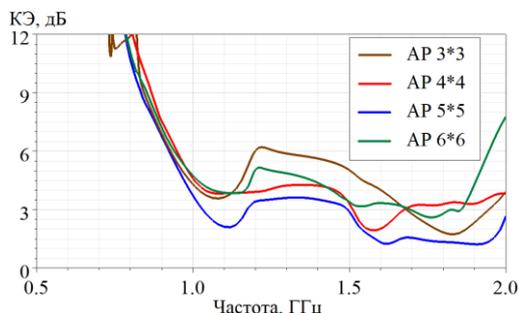


Рис. 9. Коэффициент эллиптичности конечных AP различных размерностей

Для проверки того, как влияют крайние элементы на характеристики конечных AP, были исследованы 2 конфигурации размером  $5 \times 5$  и  $6 \times 6$ , при этом возбуждались только центральные ячейки ( $3 \times 3$  и  $4 \times 4$  соответственно), все крайние элементы были подключены к согласованным нагрузкам.

Рассчитанные значения коэффициента эллиптичности показаны на рис. 10. В сравнении с рис. 9 в центре диапазона отмечается значительное улучшение поляризационных свойств АР, что подтверждает сильное влияние крайних элементов на характеристики конечной АР.

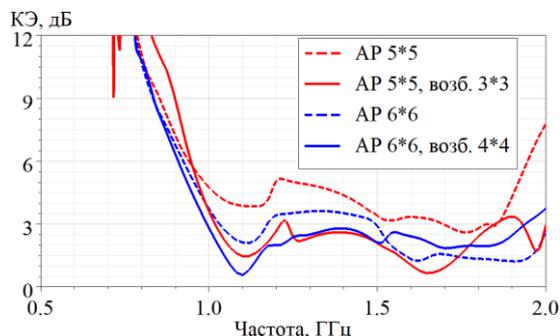


Рис. 10. Коэффициент эллиптичности АР конечных размеров

На рис. 11 показано, что эффективность излучения более 70% получена в диапазоне рабочих частот от 0,73 до 1,95 ГГц (2.67:1).

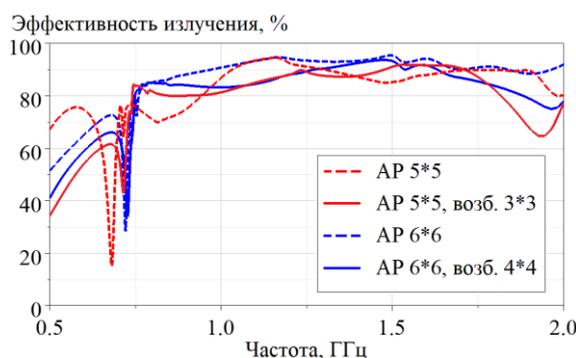


Рис. 11. Эффективность излучения АР конечных размеров

**Заключение.** В работе предложена конструкция низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации. Применены гальванически соединенные с основанием металлические диски для обеспечения емкостной связи между элементами антенной решетки. Показана зависимость характеристик согласования и коэффициента эллиптичности АР от размеров полоска, обеспечивающего квадратурное питание плеч диполей. Показано, что использование расположенного непосредственно над слоем диполей суперстрата в решетках сильно связанных диполей круговой поляризации обеспечило согласование в широкой полосе частот при сохранении электрически малой высоты профиля. Показано влияние элементов, расположенных на краях, на характеристики антенной решетки. Исследована возможность улучшения характеристик за счёт подсоединения крайних элементов к согласованной нагрузке.

Благодаря широкой полосе рабочих частот, малой высоте профиля, простой схеме питания из одного коаксиального кабеля, не требующей применения сложных и громоздких симметрирующих трансформаторов, предложенная конструкция антенной решетки может найти применение в различных системах связи.

Источник финансирования. Данное исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект №22-19-00537, <https://rscf.ru/project/22-19-00537/>), Южный федеральный университет, Таганрог и был выполнен в Совместном научном центре "Прикладная электромагнетика и антенные измерения".

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Holland S.S., Schaubert D.H. and Vouvakis M.N. A 7–21 GHz Dual-Polarized Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Oct. 2012, Vol. 60, No. 10, pp. 4589-4600.
2. Munk B. A low-profile broadband phased array antenna, *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, June 2003, Vol. 2, pp. 448-451.
3. Johnson A.D., Zhong J., Venkatakrishnan S.B., Alwan E.A. and Volakis J.L. Phased Array With Low-Angle Scanning and 46:1 Bandwidth, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Dec. 2020, Vol. 68, No. 12, pp. 7833-7841.
4. Novak M. and Volakis J.L. Dual polarized Tightly Coupled Dipole Array (TCDA) for UHF to millimeter wave applications, *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 819-819.
5. Papantonis D.K. and Volakis J.L. Dual-Polarized Tightly Coupled Array With Substrate Loading, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, Vol. 15, pp. 325-328.
6. Johnson A.D., Zhong J., Livadaru M., Alwan E.A. and Volakis J.L. Tightly Coupled Dipole Array with Wideband Differential Feeding Network, *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 1987-1988.
7. Islam M.R., Nichols M.W., Johnson A.D., Venkatakrishnan S.B., Alwan E.A. and Volakis J.L. Wideband Tightly Coupled Dipole Array (TCDA) With 5.4:1 Bandwidth on a Miura-Ori Pattern, *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 1685-1686.
8. Ling X., Wang Y., Zhao L., Wang S. and Chen S. A new UWB tightly coupled antenna array, *2013 International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID)*, 2013, pp. 1-4.
9. He Y., He W. and Wong H. A Wideband Circularly Polarized Cross-Dipole Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, Vol. 13, pp. 67-70.
10. Novak M., Abdelrahman A.H., Yi H., Piazza L. and Ma Z. Tightly Coupled Dipole Array for 5G Multi-band Cellular Base Station Antennas, *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 1681-1682.
11. Zhang L., Gao S., Luo Q., Li W., He Y. and Li Q. A Wideband Circularly Polarized Tightly Coupled Array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Nov. 2018, Vol. 66, No. 11, pp. 6382-6387.
12. Yang W.J., Pan Y.M. and Zheng S.Y. A Low-Profile Wideband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna With Wide Axial-Ratio and Gain Beamwidths, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July 2018, Vol. 66, No. 7, pp. 3346-3353.
13. Yang W., Pan Y., Zheng S. and Hu P. A Low-Profile Wideband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, Vol. 16, pp. 2126-2129.
14. Ta S.X., Park I. and Ziolkowski R.W. Crossed Dipole Antennas: A review, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Oct. 2015, Vol. 57, no. 5, pp. 107-122.
15. Tran H.H., Ta S.X., and Park I. Single-Feed, Wideband, Circularly Polarized, Crossed Bowtie Dipole Antenna for Global Navigation Satellite Systems, *Journal of electromagnetic engineering and science*, Vol. 14, No. 3. Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, Sep 2014, pp. 299-305.
16. Yang W.J., Pan Y.M. and Zheng S.Y. A Compact Broadband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna With a Very Low Profile, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Oct. 2019, Vol. 18, No. 10, pp. 2130-2134.
17. Brown G. The turnstile, *Electron*, Apr. 1936, Vol. 9, pp. 14-17.
18. Brown G. Antenna system, U.S. Patent 2086976, Jul., 13, 1937.
19. Merola C.S. and Vouvakis M.N. UHF planar ultra-wideband modular antenna (PUMA) arrays, *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 1803-1804.
20. Holland S.S. and Vouvakis M.N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jan. 2012, Vol. 60, No. 1, pp. 130-140.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.И. Турулин.

**Во Ба Ау** – Южный федеральный университет; e-mail: bvo@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371634; кафедра антенн и радиопередающих устройств; аспирант.

**Бобков Иван Николаевич** – e-mail: ibobkov@sfedu.ru; кафедра антенн и радиопередающих устройств; аспирант.

**Юханов Юрий Владимирович** – e-mail: yu\_yukhanov@mail.ru; кафедра антенн и радиопередающих устройств; зав. кафедрой; д.т.н.; профессор.

**Vo Ba Au** – Southern Federal University; e-mail: bvo@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371634; the Department Antenna and Radio Transmitter; postgraduate.

**Bobkov Ivan Nikolaevich** – e-mail: ibobkov@sfedu.ru; the Department Antenna and Radio Transmitter; postgraduate.

**Yukhanov Yury Vladimirovich** – e-mail: yu\_yukhanov@mail.ru; the Department Antenna and Radio Transmitter; head of the department; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 621.376.4

DOI 10.18522/2311-3103-2024-4-196-203

**В.В. Сердюков, К.С. Коротков**

### **К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ В СМЕСИТЕЛЕ**

*Целью исследования является оценка проблемы влияния на результаты измерений абсолютных фазовых сдвигов, возникающих в смесителе, нелинейности фазовых сдвигов гармоник при умножении частоты и погрешностей в различных методах измерений этих сдвигов в смесителе при гетеродинном преобразовании частоты входного высокочастотного- (ВЧ) или сверхвысокочастотного- (СВЧ) сигнала. Ввиду того, что сигнал на входе ВЧ- или СВЧ- смесителя и сигнал промежуточной частоты на его выходе лежат в разных диапазонах частот, невозможно традиционными способами измерить сдвиг фаз, вносимый нелинейным элементом смесителя в сигнал промежуточной частоты, в процессе гетеродинного преобразования частоты входного ВЧ- или СВЧ- сигнала. Проблемой, рассмотренной в данном исследовании, является выявление погрешности измерений абсолютных фазовых сдвигов, возникающих в смесительном диоде при гетеродинном преобразовании частоты из-за его нелинейности. Эта погрешность может оказать значительное влияние на точность измерений, и поэтому ее учет и компенсация являются важными задачами в радиотехнике и связи. В данной статье демонстрируется важная разница фазовых сдвигов гармоник, умноженных на фазовый сдвиг другого сигнала, используемых в методах измерений абсолютных фазовых сдвигов смесителей. Нами также был предложен метод, лишенный указанных погрешностей измерений, который позволяет учесть нелинейность смесительного диода и обеспечить снижение погрешности измерения. Результаты данного исследования имеют большое значение для повышения точности измерений в радиотехнике и связи. Предложенный метод, лишенный указанных погрешностей, может существенно повысить точность измерений абсолютных фазовых сдвигов смесителей при гетеродинном преобразовании частоты. Это инновационное решение позволяет учесть нелинейность смесительного диода и обеспечить увеличение точности измерения, что может быть весьма полезно при создании приборов, способных измерять сдвиг фаз испытуемого смесителя СВЧ и векторных вольтметров на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).*

*Смеситель сигналов; сдвиг фаз; гетеродинное преобразование частоты; определение фазы.*

**V.V. Serdukov, K.S. Korotkov**

### **ON THE ISSUE OF DETERMINING PHASE SHIFTS IN THE MIXER**

*The aim of the study is to solve the problem of the influence of the nonlinearity of phase shifts of harmonics during frequency multiplication on the measurement results of absolute phase shifts occurring in mixers and errors in various measurement methods of these shifts in the mixer during heterodyne frequency conversion of the input ultrahigh frequency (microwave) signal. Since the signal at the input of the microwave mixer and the intermediate frequency signal at its output lie in different frequency ranges, it is impossible by traditional methods to measure the phase shift introduced by the nonlinear element of the mixer into the intermediate frequency signal during the heterodyne frequency conversion of the input microwave signal. The problem that we have considered in this study is to identify the measurement error of absolute phase shifts that occur in a mixing diode during heterodyne frequency conversion due to its nonlinearity. This error can have a significant impact on the accuracy of measurements, and therefore its accounting and compensation are important tasks in radio engineering and communications. This scientific article demonstrates the important inequality of the phase shifts of harmonics multiplied by the phase shift of the multiplied signal used in the measurement methods of absolute phase shifts of mixers. We also proposed an innovative method devoid of these measurement errors, which allows us to take into account*