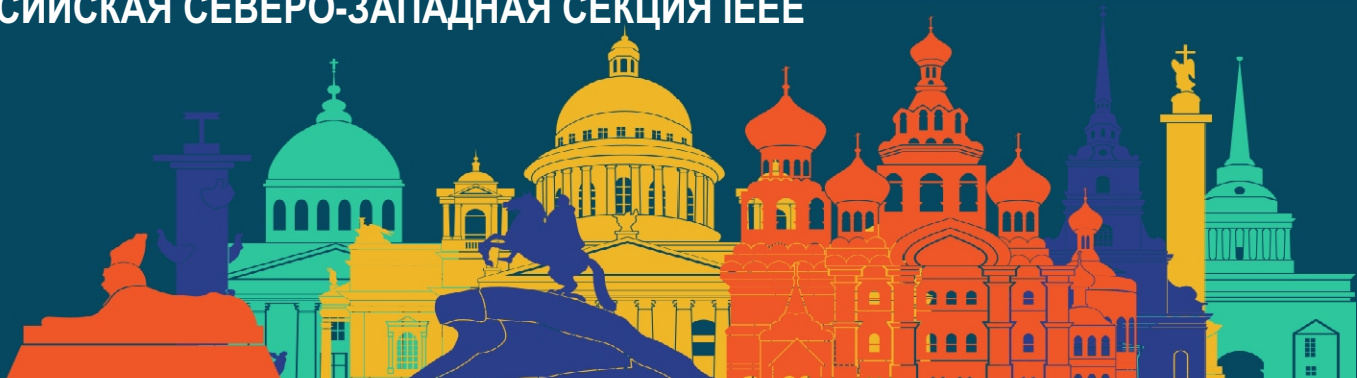


САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

КОМПАНИЯ ПЛАНАР

РОССИЙСКАЯ СЕВЕРО-ЗАПАДНАЯ СЕКЦИЯ IEEE



Всероссийская научно-техническая КОНФЕРЕНЦИЯ «АНТЕННЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН»



АРР'23

18-21 октября 2023

СБОРНИК ДОКЛАДОВ

WWW.ADMINC.ETU.RU

Санкт-Петербург
2023

**АНТЕННЫ
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН
АРР'23**

***ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ***

18–21 октября, 2023

СБОРНИК ДОКЛАДОВ

**Санкт-Петербург
2023**

УДК 621.396.67(08)+621.372(08)

A72

ISBN 978-5-7629-3245-5

Антенны и распространение радиоволн: сб. докладов Всероссийской научно-технической конференции. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2023. 153 с.

ISBN 978-5-7629-3245-5

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ» 2023

Содержание

1. АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ, МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ И ИСКУССТВЕННЫХ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ

<i>Metasurface Modeling for Low Reflectance Polarization Conversion Based on a Multilayer Liquid Crystal Panel</i> Vasilij V. Surikov, Stanislav B. Glybovski	5
<i>Dipole Antenna Directivity Modification by All-Dielectric Quasiperiodic Structure</i> Vladislav A. Chistyakov, Mikhail S. Sidorenko, Andrey D. Sayanskiy, Mikhail V. Rybin	9
<i>Интермодуляционные искажения в проходной фазированной антенной решетке</i> П. А. Туральчук, В. В. Кириллов	12

2. АНТЕННЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ММ-, СУБТГц- и ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНОВ

<i>Гибридный поляризационный селектор для систем связи миллиметрового диапазона длин волн</i> А. В. Можаровский, А. А. Артеменко, С. С. Чуркин, Н. Д. Булыгин, Р. О. Масленников	16
<i>Фазированная антенная решетка для генерации суб-терагерцевого излучения с заданным состоянием орбитального углового момента</i> Е. Н. Катеринкина, Е. П. Грахова, Л. В. Каташкин, Д. А. Летавин	20
<i>Широкополосная патч-антенна круговой поляризации для систем глобального позиционирования GPS, ГЛОНАСС</i> М. Е. Суворова, А. В. Можаровский, Н. Д. Булыгин, С. С. Чуркин	25

3. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫ

<i>Разработка и исследование СШП антенн, предназначенных для размещения в диэлектрической среде</i> Е. В. Балзовский, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев	30
<i>Исследование влияния радиопрозрачного обтекателя на амплитудные и фазовые характеристики антенн и антенной системы</i> Н. В. Коробейников, М. П. Дергачев	34
<i>Исследование частотных характеристик сверхширокополосной спиральной антенны</i> А. Б. Борзов, К. П. Лихоеденко, В. Б. Сучков, М. В. Артюшкин, Г. М. Серегин	37
<i>Метод увеличения рабочей полосы резонансной ВЦР на основе SIW для 5G</i> М. Р. Кириллова, С. С. Чуркин, О. Ю. Журавлева, А. В. Можаровский	41
<i>Исследование положения фазового центра спиральной антенны миллиметрового диапазона</i> И. Д. Павлов	45
<i>Эквивалентные структуры из разреженной проводной сетки для трехмерной печатной перфорированной рупорной антенны X-диапазона с использованием АОТС</i> М. Т. Нгуен, А. Ф. Алхадж Хасан, Т. Р. Газизов	47

4. АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ

<i>Широкополосная двухполяризационная антенная решетка для систем связи диапазона 6 ГГц</i> Н. Д. Булыгин, О. В. Сойкин, С. С. Чуркин, А. В. Можаровский, М. С. Муравьев, М. Е. Суворова	54
<i>Оценка диаграмм направленности конформных проходных голографических антенн</i> Л. М. Любина, Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Д. А. Струк, М. И. Сугак	58
<i>Диаграммообразующие схемы на основе матрицы Батлера для малых космических аппаратов</i> А. А. Ерохин, Е. Р. Гафаров, А. М. Александрин, Ю. П. Саломатов, Е. А. Стригова, С. В. Поленга, Р. О. Рязанцев	61
<i>Numerical Investigation of Bore-Integrated Patch Antenna Array for 7 Tesla MRI</i> Svetlana S. Egorova, Egor Kretov, Nikolai Lisachenko, Stanislav Glybovski, Georgiy Solomakha	65
<i>Подавление лепестка квантования в бинарных антенных решетках с большим порядком разбиения</i> Д. А. Вабищевич, А. Д. Саянский, А. А. Белов	68
<i>Прототип восьмиэлементной антенной решетки для систем связи V2IT</i> Т. Э. Сайфуллин, Е. П. Грахова, А. А. Ишмияров, Д. А. Летавин	71

5. СМАРТ-АНТЕННЫ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ

<i>Опыт применения генетического алгоритма для настройки и калибровки антенной решетки в дальней зоне</i> Н. П. Дунаев, С. В. Кузьмин, В. А. Макаров	75
<i>Источник мощных сверхширокополосных импульсов с гибридной антенной и управляемой поляризацией излучения</i> Е. В. Балзовский, Ю. И. Буянов, А. М. Ефремов, В. И. Кошелев, Э. С. Некрасов	78

<i>Перспективы применения нейронных сетей в задачах проектирования и обработки сигналов в адаптивных антенных решетках</i>	
С. Ю. Пашаев, А. А. Комаров	83
<i>Исследование эффективности корреляционных методов оценки направления прихода сигналов в адаптивной антенной решётке</i>	
О. С. Литвинов, А. Н. Забелин, К. М. Королева, В. В. Сиваков	87
<i>Алгоритм формирования лучей фазированной антенной решетки миллиметрового радара с пространственно-селективным излучением ортогональных сигналов</i>	
А. В. Мякинников, Р. С. Фадеев, А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, С. А. Шабалин	92
<i>Features of Cylindric Adaptive Antenna Arrays</i>	
Victor I. Djigan	98
<i>Adaptive Antenna Array for Low Signal-to-Noise Ratio Operation</i>	
Victor I. Djigan	102
<i>Простой метод определения координат фазового центра антенны</i>	
О. А. Курдюмов	106
<i>Новые широкополосные навигационные антенны</i>	
О. А. Курдюмов	110

6. ИЗМЕРЕНИЯ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ

<i>Измерение и калибровка пеленгационных характеристик трехкоординатной моноимпульсной РЛС с ФАР S-диапазона</i>	
А. В. Сучков, Д. М. Иванов	114
<i>Способ температурной коррекции калибровки активных фазированных антенных решеток</i>	
К. Д. Зайков, К. А. Ярков, Ф. Н. Захаров	118
<i>Исследование точности определения диэлектрических свойств порошковых материалов при использовании измерителя на основе полосковой линии при неоднородном заполнении</i>	
Н. В. Дударев, Д. С. Клыгач, М. Г. Вахитов, С. В. Дударев, А. В. Дударев, О. А. Курдюмов	122
<i>Исследование электрически малых антенн в ТЕМ камере</i>	
В. А. Сучков, Л. М., Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, М. И. Сугак	127

7. ИЗЛУЧАТЕЛИ И ЭЛЕМЕНТЫ АНТЕННЫХ ТРАКТОВ, РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

<i>Антенна-фильтр как новый взгляд на СВЧ часть радиотракта</i>	
А. А. Комаров, А. Дайуб	130
<i>Исследование характеристик рассеяния и излучения антенных решеток последовательного возбуждения методом инверсного апертурного синтеза</i>	
И. А. Илларионов, Е. Л. Варенцов, А. Е. Шулындин	134
<i>Влияние метеорологических условий на поляризационные свойства радиоволн 3-х сантиметрового диапазона</i>	
Ф. Н. Захаров, О. А. Комогорова	139
<i>Increasing the Near-field Interaction of a flat Spiral Coil by Optimizing the Distribution of Currents in its Turns</i>	
Yuliya Grigorovich, Sergej Geyman, Il'dar Yusupov, Mihail Udov	143
<i>Устройство фазирования для антенны круговой поляризации</i>	
С. В. Балландович, С. С. Голиков, Г. А. Костиков, Л. М. Любина	147
<i>Применение спектрального тензора прохождения обтекателя для оценки его параметров и влияния на характеристики укрытой им антенны</i>	
А. В. Кирпанев, Н. А. Кирпанев	150

Metasurface Modeling for Low Reflectance Polarization Conversion Based on a Multilayer Liquid Crystal Panel

Vasilij V. Surikov

School of Physics and Engineering ITMO University
St. Petersburg, Russia
vasiliy.surikov@metalab.ifmo.ru

Stanislav B. Glybovski

School of Physics and Engineering ITMO University
St. Petersburg, Russia
s.glybovski@metalab.ifmo.ru

Abstract—We numerically analyze a tunable millimeter-wave polarization converter based on liquid crystals (LCs) smoothly rotating the polarization plane of the transmitted wave beam with a low level of the reflection coefficient at 72 GHz. It is formed by three cascaded metasurfaces with low reflection loss, i.e. two tunable phase-shifting plates and one linear-to-circular polarization converter. Each phase-shifting plate contains two LC layers separated by a quarter-wave layer. On both sides of each LC layer, there are metallization layers, which are periodic structures with a subwavelength period deposited on quartz substrates. When illuminated with a linearly-polarized wave beam, the converter allows tunable polarization rotation at an angle of up to 90 degrees. The numerical simulations predict relatively low dissipative losses and reflection coefficient level.

Key words—tunable polarization rotator; polarizer; liquid crystal; phase shifting plate

I. INTRODUCTION

In recent years, there has been an intensive development of quasi-optical instruments for the sub-terahertz and millimeter-wave ranges. Compact and functional quasi-optical components for manipulation with wave beams are highly demanded and may be built using metasurfaces (MSs), two-dimensional periodic structures with a subwavelength period (reviewed, e.g., in [1]). Voltage-controlled MSs that act as non-reflecting structures controlling phase, polarization, or amplitude of the transmitted beam (also referred to as Huygens' surfaces) attract special attention in the literature [1–5]. Most existing tunable non-reflective MSs have been demonstrated in the microwave range (at frequencies up to 30 GHz). These structures were usually implemented in the form of multilayer printed circuit boards (PCBs) [1–5], where each metal layer formed a periodic structure with a period much smaller than the wavelength. This condition is necessary for the wave to interact with the structure as with a uniform boundary and to avoid parasitic diffraction orders in the reflection and/or transmission regime. Varactor diodes were mounted on the outer layers of the PCBs. In [6], applying voltage to the diodes ensured the rotation of the plane of linear polarization during transmission with a low level of reflection. However, similar designs cannot be realized in the millimeter-wave range and at higher frequencies.

This is due to two reasons. First, the required unit-cell accuracy of the periodic metal structures is hard to achieve using the standard PCBs (the period of the metallization pattern is typically less than 1–2 mm for the frequency range of 70–80 GHz with a complex required shape of conductors).

Second, available semiconductor surface-mount elements introduce dissipative losses, which grow rapidly with increasing frequency, and their dimensions do not allow them to be placed within the unit cells.

In this work, we develop the operational principle of a tunable polarization converter proposed in [6] for the microwave range and extend it into the millimeter-wave range. With this aim, we propose a new cascaded design composed of MSs based on LC panels, where the control of the unit-cell characteristics is made by changing the dielectric constant of the LC composition layer filling the space between adjacent metallization layers. In this case, the conductors of the resonant unit cells also serve as electrodes for supplying a biasing voltage. Combining a MS, specially optimized according to the criterion of minimum reflection and absorption in the millimeter-wave range, with the use of LCs for controlling the transmitted beam is a scientifically and technologically challenging task, which so far has no solution in the literature.

II. PROPOSED POLARIZATION CONVERTER AND ITS OPERATIONAL PRINCIPLE

The operational principle of the tunable polarizer was adopted from [6] where it was implemented in the microwave range using cascaded PCB structures with surface-mount varactor diodes. We employ a combination of three cascaded MSs to form the polarizer, i.e. two phase-shifting plates and one linear-to-circular polarization converter.

Consider a wave beam impinges on a phase-shifting plate having a plane of linear polarization at a certain angle. The phase-shifting plate is designed as an LC panel in such a way that the phase of one of the linearly polarized components of the transmitted field can be controlled by applying a biasing voltage to the corresponding electrodes. In the introduced phase shift is not enough, one more phase-shifting plate can be added next to the first one. Next, two orthogonal field components passed the phase-shifting plate(s) are fed to the linear-to-circular polarization converter. One of the linearly polarized components is converted to the left-handed circular polarization, the other – to the right-hand one. When adding at the output of the cascade, the left-hand and right-hand circular polarizations with the same amplitudes form a linear polarization rotated by an angle proportional to the phase difference between the left-hand and right-hand circular polarizations (with respect to the incident linear polarization angle).

Let us consider in detail the proposed structure of the phase-shifting plate shown Fig. 1. On both sides of each LC layer, a metallic pattern, which is deposited at a surface of

This work was supported by the Russian Science Foundation (Grant 19-79-10260)

the corresponding quartz glasses. The shapes of metal patterns used in different layers are shown in Fig. 2 (horizontal incident polarization is assumed in (a-b)).

For the incident horizontal polarization, the equivalent circuit of the structure, which does not include polypropylene films used for reducing reflections, consists of two parallel resonant circuits separated by a quarter-wave transmission line section as shown in Fig. 3. This circuit is the same as used for the microwave structure in [6].

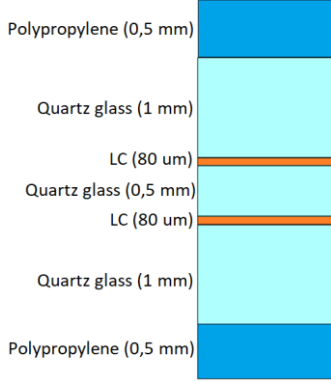


Fig. 1. Layers of the phase-shifting plate in the proposed LC-panel implementation

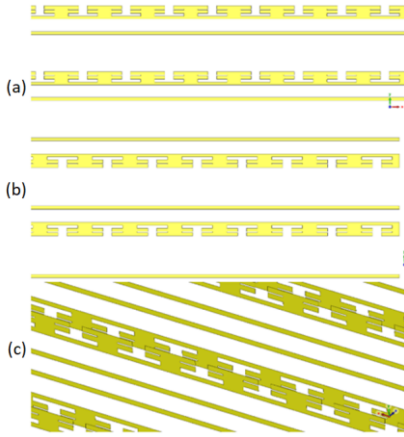


Fig. 2. Fragments of metallization related to layers of metallization within the multilayer structure of the phase-shifting plate (a) side of the middle quartz substrate 0.5 mm thick facing the LC layer; (b) side of the front quartz substrate 1 mm thick facing the LC layer; (c) spatial alignment of metal patterns on both sides of the LC layer in axonometry

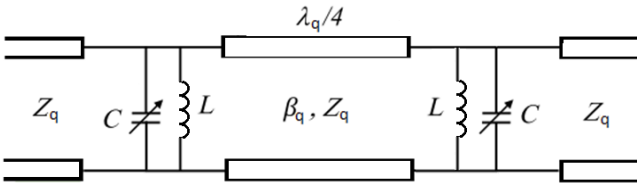


Fig. 3. Equivalent circuit of the phase-shifting plate, not including polypropylene films used for further reflection suppression

In Fig. 3 Z_q – the wave impedance of quartz glass, β_q and λ_q – the propagation constant and wavelength in quartz glass, accordingly. According to [6], when two identical parallel resonant circuits are placed at a quarter-wave distance, the transmission phase can be controlled by changing capacitance C at both places simultaneously. In the proposed structure, the capacitance variation is carried out by changing the dielectric constant of both LC layers by applying identical biasing voltages to the corresponding metallization layers.

In order to minimize the reflection coefficient of the incident wave, the outer quartz glasses are coated with antireflection layers made of 0.5-mm-thick polypropylene films.

For the incident vertical polarization, the phase-shifting plate should be practically transparent because almost all conductors are perpendicular to the incident electric field vector.

Let us further consider the structure of the linear-to-circular polarization converter. It is based on a 0.5-mm-thick quartz glass, which has metallic meander-line patterns deposited on both sides. In order to minimize the reflection coefficient of the incident wave, the quartz glass is covered with 0.5-mm-thick polypropylene films serving as antireflection coatings. Fragments of meander-line patterns of the quartz glass are shown in Fig. 4.

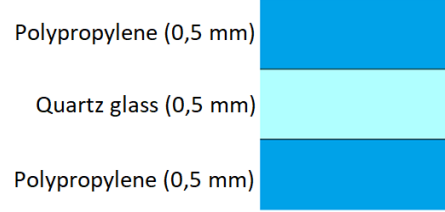


Fig. 4. Layers of the linear-to-circular polarization converter



Fig. 5. Fragments of meander-line patterns of the quartz glass within the structure of the linear-to-circular polarization converter (a) drawing on the front-side metallization of the quartz substrate; (b) drawing on the back-side metallization of the quartz substrate

When vertical linear polarization is incident on the linear-to-circular polarization converter, the output is right-hand circular polarization. When horizontal linear polarization is incident, the output is left-hand circular polarization. Once, vertical and horizontal polarizations of equal amplitudes impinge on the structure simultaneously, the output becomes linear polarization rotated by an angle proportional to the phase difference between the vertical and horizontal polarizations.

III. RESULTS OF NUMERICAL SIMULATION OF POLARIZATION CONVERTER COMPONENTS

The characteristics of the phase-shifting plate were modeled in the Floquet cell in the CST Microwave Studio simulation software. The liquid crystal was specified as an anisotropic material [7] with a diagonalized dielectric permittivity tensor. The tensor component along the direction of the applied biasing voltage (i.e. the normal to the substrate's surface) is varied within the range from 2.5 to 3.5. The tensor component along the orientation of the LC molecules in the absence of a biasing voltage (is determined by corrugations mechanically made on a special ultrathin polyimide film covering the quartz substrate, and corresponds to the direction along dimension a_1 in Fig. 6)

varied within from 3.5 to 2.5, accordingly. The LC dielectric loss tangent was taken equal to 0.0025. The permittivity and dielectric loss tangent for quartz glasses were 3.8 and 0.0004, respectively. The dielectric constant of polypropylene is 2.25.

The main dimensions of the phase-shifting plate model in the unit cell are shown in Fig. 6.

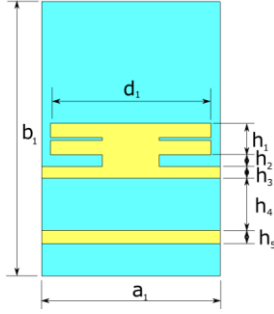


Fig. 6. Main dimensions in the unit cell of the phase-shifting plate

Here $a_1=810$ μm , $b_1=1240$ μm , $d_1=730$ μm , $h_1=140$ μm , $h_2=53$ μm , $h_3=53$ μm , $h_4=235$ μm , $h_5=60$ μm .

The results of numerical simulation of the reflection and transmission coefficients for the case of the incidence of horizontal polarization on the phase-shifting plate at various values of the control voltage (the parameter affecting both above-mentioned components of the permittivity tensor) are shown in Fig. 7.

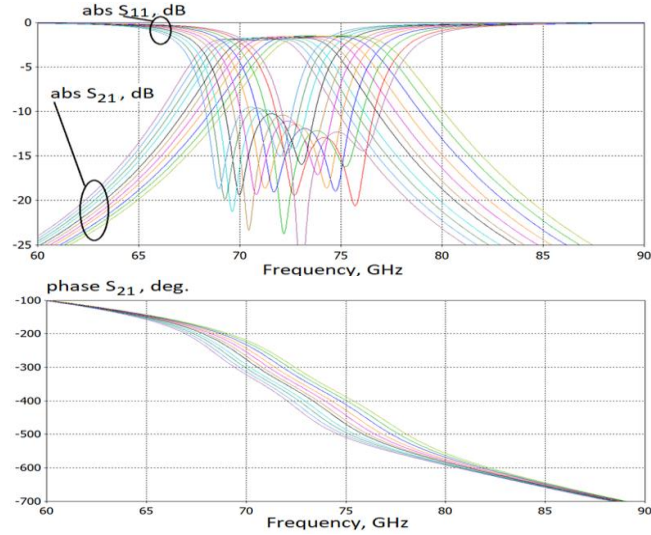


Fig. 7. Results of numerical simulation of reflection (S_{11}) and transmission (S_{21}) coefficients for a horizontally polarized wave incident on a phase-shifting plate

As can be seen from Fig. 7, at an operating frequency of 72 GHz, the transmission loss is no worse than -2.5 dB, the reflection coefficient is no worse than -11 dB, and the achievable phase variation is about 115 degrees.

The characteristics of the linear-to-circular polarization converter were also modeled in the Floquet cell. For convenience, the following basis was chosen – the input polarizations were linear (vertical and horizontal), and the output polarizations were circular (right and left).

The main dimensions of the model of the polarization converter from linear to circular in the unit cell are shown in Fig. 8.

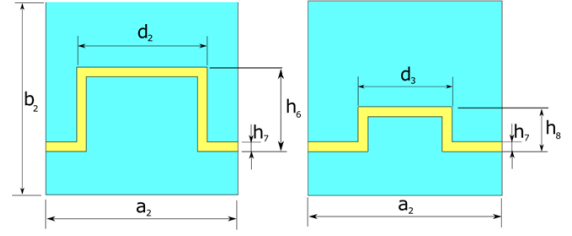


Fig. 8. Main dimensions in the unit cell of the polarization converter.

Here $a_2=510$ μm , $b_2=510$ μm , $d_2=345$ μm , $d_3=245$ μm , $h_6=222$ μm , $h_7=25$ μm , $h_8=117$ μm .

The numerically calculated reflection and transmission coefficients for the case of horizontal polarization impinging on the polarization converter are shown in Fig. 9.

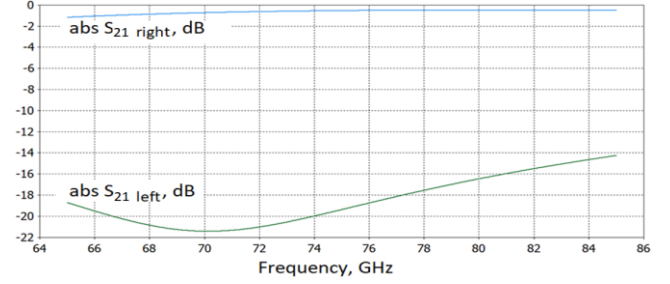


Fig. 9. Numerically calculated transmission (S_{21}) coefficients of the linear-to-circular polarization converter (input wave is assumed having horizontal polarization, while the output wave is assumed to be circularly polarized)

Fig. 9 shows that the conversion factor from the input linear to right circular polarization at the operating frequency is about -0.6 dB, which means low reflection and dissipation losses. The level of cross-polarization is no worse than -20 dB. The reflection coefficient is not worse than -14 dB.

IV. RESULTS OF NUMERICAL SIMULATION OF THE POLARIZATION CONVERTER

For the entire polarization converter, to ensure a 90-degree range of rotation angles of the output linear polarization with respect to the input linear polarization, it is necessary that the phase difference between the output left- and right-hand circular polarizations varies from 0 to 180 degrees. As can be seen from Fig. 6, one phase-shifting plate does not provide the required phase tuning range. Therefore, the polarization converter contains two identical cascaded phase-shifting plates. The corresponding structure of the entire polarization converter is shown in Fig. 10.

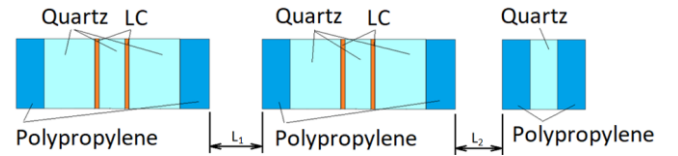


Fig. 10. Structure of the entire polarization converter composed of three cascaded metasurfaces

The distance between the phase shifting plates is L_1 . The distance between the central phase-shifting plate and the linear-to-circular polarization converter is L_2 . The distances L_1 and L_2 were optimized according to the criterion of the minimum total reflection coefficient from the entire structure, $L_1=2.3$ mm, $L_2=2.8$ mm.

The incident electric field vector has a linear polarization rotated through an angle of 35° with respect to the X axis. This is done in order to compensate for the losses that occur when the horizontal polarization passes through two phase-shifting plates. Thus, at the output of the phase-shifting plates, the vertical and horizontal polarizations are equal in amplitude.

Fig. 11 shows the results of numerical simulation of the reflection coefficient level from the entire structure for various values of the control voltage.

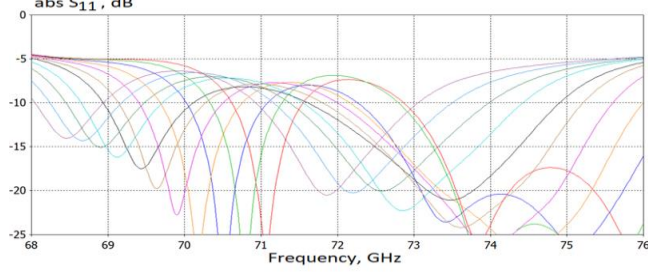


Fig. 11. Numerically calculated reflection coefficient (S_{11}) from the entire structure for various values of the control voltage

The coefficient of ellipticity K_e of the output wave can be found from the numerically calculated transmission coefficients in the above-mentioned basis of linear input and circular output polarizations using the following formula:

$$K_e = 20 \log_{10}[(S_{L21} - S_{R21}) / (S_{L21} + S_{R21})], \quad (1)$$

where S_{L21} is the absolute value of the transmission coefficient from linear polarization to left-hand circular polarization, and S_{R21} is one from linear polarization to right-hand circular polarization.

The coefficient of ellipticity versus frequency for various values of the control voltage is shown in Fig. 12.

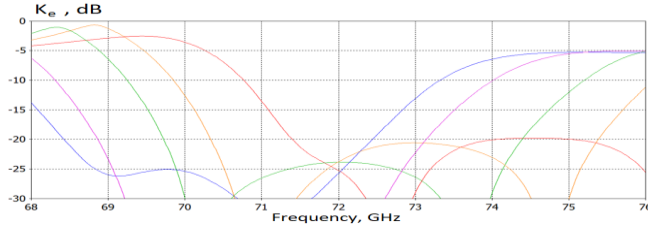


Fig. 12. Frequency dependence of the coefficient of ellipticity for various values of the control voltage

As can be seen from Fig. 12, at a frequency of 72 GHz, the lowest level of the ellipticity coefficient characterizing the level of undesirable cross-polarization is observed, which for the chosen structure is about -23 dB.

The optical efficiency K of the entire converter is calculated using the following formula:

$$K = 10 \log_{10}(S_{L21}^2 + S_{R21}^2). \quad (2)$$

The results of its frequency dependence for various values of the control voltage are shown in Fig. 13.

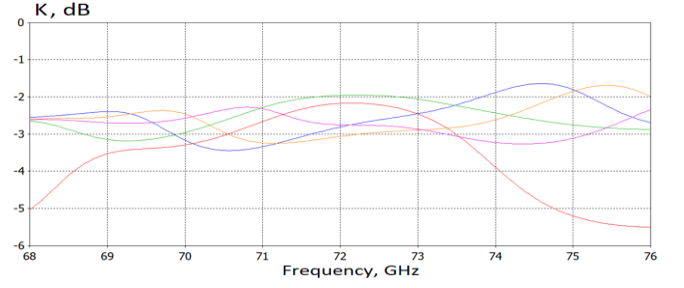


Fig. 13. Frequency dependence of the optical efficiency at different values of the control voltage

As can be seen from Fig. 13, at the operating frequency of the polarization converter of 72 GHz, its optical efficiency is in the range from -2 to -3 dB.

V. CONCLUSIONS

As a result, a numerical model of a voltage-controlled non-reflective polarization converter based on liquid crystals was created. The structure based on three cascaded metasurfaces exhibits smoothly controlled rotation of the output linear polarization at near 72 GHz through an angle of up to 90 degrees with respect to the incident linear polarization. The converter has a relatively low transmission loss of the order of 2...3 dB at the operating frequency showing a low reflection coefficient (better than -7 dB) and a small level of cross-polarization (better than -20 dB). The obtained numerical results show the proposed design to be relevant for further experimental realization as an efficient voltage-controlled quasi-optical component.

REFERENCES

- [1] Glybovski, S.B., Tretyakov, S.A., Belov, P.A., Kivshar, Y.S., & Simovski, C.R. (2016). Metasurfaces: From microwaves to visible. *Physics reports*, 634, 1-72.
- [2] Yang, J., Chen, S. T., Chen, M., Ke, J. C., Chen, M. Z., Zhang, C., ... & Cui, T. J. (2020). Folded transmitarray antenna with circular polarization based on metasurface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(2), 806-814.
- [3] Cai, T., Wang, G. M., Fu, X. L., Liang, J. G., & Zhuang, Y. Q. (2018). High-efficiency metasurface with polarization-dependent transmission and reflection properties for both reflectarray and transmitarray. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(6), 3219-3224.
- [4] Xu, H. X., Cai, T., Zhuang, Y. Q., Peng, Q., Wang, G. M., & Liang, J. G. (2017). Dual-mode transmissive metasurface and its applications in multibeam transmitarray. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(4), 1797-1806.
- [5] Yang, W., Chen, K., Luo, X., Qu, K., Zhao, J., Jiang, T., & Feng, Y. (2022). Polarization-selective bifunctional metasurface for high-efficiency millimeter-wave folded transmitarray antenna with circular polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 70(9), 8184-8194.
- [6] Wu, Z., Ra'di, Y., & Grbic, A. (2019). Tunable metasurfaces: A polarization rotator design. *Physical Review X*, 9(1), 011036.
- [7] Lapanik, V., Sasnouski, G., Timofeev, S., Shepeleva, E., Evtyushkin, G., & Haase, W. (2018). New highly anisotropic liquid crystal materials for high-frequency applications. *Liquid Crystals*, 45(8), 1242-1249.

Dipole Antenna Directivity Modification by All-Dielectric Quasiperiodic Structure

Vladislav A. Chistyakov
ITMO University
St. Petersburg, Russia
v.chistyakov@metalab.ifmo.ru

Mikhail S. Sidorenko
ITMO University
St. Petersburg, Russia

Andrey D. Sayanskiy
ITMO University
St. Petersburg, Russia

Mikhail V. Rybin
ITMO University;
Ioffe Institute
St. Petersburg, Russia

Abstract—Inverse space design method enables the engineering of all-dielectric quasiperiodic photonic structures with the desired electromagnetic properties. We demonstrate in the article that a quasiperiodic structure with special-defined reciprocal space can be engineered to modify the radiation pattern of a dipole embedded inside such a structure. The numerical analysis of the properties of the structure has proven the high directivity of the dipole antenna inside the structure. The numerical calculations show the possibility of achieving the effective enhanced emission up to 10 dB in a narrow frequency range in desired direction and at a dielectric contrast of two materials of 1.55. The emission enhancement effect is observed at the frequencies of the edge of the bandgap, where the local density of states increases, which is also illustrated by numerical results. The antenna gain is also strongly dependent on the size of the quasiperiodic structure. We find the most optimal sample size to maximize gain.

Keywords—inverse design; quasiperiodic structure; dipole antenna; high directivity; local density of states

I. INTRODUCTION

The design of novel materials for the control of emission is a great challenge of modern science. Two problems are of most interest: increasing the radiation gain and control of the radiation pattern. Photonic crystals and other resonance structures that enable the control of electromagnetic radiation have become widespread in recent decades [1]–[3].

The key property of photonic crystals is the existence of a bandgap – a range of frequencies where propagation of electromagnetic radiation is prohibited in all spatial directions. One consequence of this is the suppression of spontaneous emission for frequencies inside the complete bandgap [2]. Purcell has demonstrated that the spontaneous emission rate of an emitter is modified by its environment [4]. Suppression of spontaneous emission by emitters embedded in the bandgap of photonic crystals was proposed by Yablonovitch [1]. Since then, Purcell coefficient engineering has been of interest for the design of photonic structures to control emitter emission [5], [6].

The properties of the photonic crystal at the frequencies near the edges of a bandgap is of the special interest. Near the frequencies of the bandgap edge, the so-called local density of states (LDOS) increases greatly [7], [8]. The radiative density of states is a measure of the coupling of the emitter to the electromagnetic modes of the photonic structure. This effect indicates the enhancement of the spontaneous emission of emitter. It allows us to make a

hypothesis about the possibility of using photonic crystals for improvement of antennas properties.

Previously, a number of researchers have theoretically and experimentally investigated the influence of photonic crystal on the radiative properties of dipole sources. It was shown that photonic crystals strongly modify the radiative properties of emitters. Photonic crystals were first proposed as substrates for planar microwave antennas in order to suppress reflections [9]. Dipole antennas mounted on a photonic crystal substrate exhibit high directivity compared to antennas on homogeneous dielectric substrates. An important example is the use of planar defects in a photonic crystal to create highly directional antennas [10], [11]. In this case, the photonic crystal acts as a Fabry-Perot resonator. In all these papers, the radiation dipoles were placed outside of the photonic crystal. However, high directivity of the sources can be achieved by embedding them inside a photonic crystal. The radiation enhancement at the band edge and at the frequencies of the resonator mode of dipole antennas embedded inside 2D and 3D photonic crystals has been reported [12]–[15]. It was also demonstrated that it is possible to limit the emitted power in a very narrow angular region at the frequency of the bandgap edge.

These antennas have a wide range of applications from microwave to optical frequencies due to the scalability property of photonic crystals [16], [17]. However, certain restrictions on the choice of material and periodicity of photonic crystals limit the freedom to design an antenna based on them. In all presented works, the direction of emission is restricted by the periodicity of the photonic crystal. Also, high directivity in such structures is achieved at a sufficiently high refractive index contrast. Applying all-dielectric structures in the antenna design avoids the losses normally associated with metallic components [18]. This makes them attractive for various high-frequency applications due to the lack of dissipative losses. New methods for design photonic structures are needed to solve these problems.

Today, known methods for the development of photonic structures have been supplemented by inverse design methods with the use of numerical optimization [19]. The photonic structures obtained by these methods lack periodicity but have more advanced functionality. Advances of additive technologies allowed fabrication of numerous photonic structures with a more complex structure than photonic crystals, such as hyperuniform structures [20] and quasicrystals [21].

Quasiperiodic photonic structures are a special class of all-dielectric photonic materials with a high degree of order in reciprocal space. Inverse design methods allow one to design such structures in reciprocal space and then using the inverse Fourier transform obtain the dielectric permittivity distribution in a real space [22]. This makes it possible to tailor structures with desired transport properties. Quasiperiodic polymer structures with an omnidirectional photonic bandgap at the desired frequency have recently been obtained [23]. Unprecedented radiation suppression has been demonstrated for any small dielectric contrast in 2D and 3D cases. The paper [24] also found that a disordered photonic crystal and a quasiperiodic structure can be attributed to the same group of material structures. Although the degrees of the disorder are significantly different, the photonic crystal and the quasiperiodic structure exhibit almost similar suppression of LDOS. A recent paper [25] presented results on the development of quasiperiodic photonic structures that provide selective scattering of electromagnetic waves depending on the frequency and angle of incidence. Quasiperiodic structures will provide broad possibilities for the fabrication of new photonic devices with unique properties.

The distribution of maxima in the reciprocal space determines the electromagnetic properties of the quasiperiodic structure in the real space. It allows us the possibility that by setting in a special way the distribution of maxima in the reciprocal space, it is possible to modify the far-field directivity diagram of the dipole antenna embedded inside the sample. In this work, we propose to use the inverse design method to create a spherical all-dielectric quasiperiodic structure with low contrast material for highly directive radiation of a dipole antenna. We use a special distribution of maxima on the sphere in inverse space, which allows us to isolate the direction in the structure. We chose the size of the dipole antenna to be resonant at the frequency of the LDOS peak. As a result, a dipole placed inside such a structure turns into a high-directive antenna with a 10 dB maximum in the far-field radiation pattern. The efficiency of directivity amplification depends on the size of the structure. We present here the results of the numerical experiment, which allows us to obtain the optimal size of the structure. Simulations were done using the time domain solver of CST Studio Suite.

II. RESULTS

Inverse space design [23] was used to generate a quasiperiodic structure. To obtain a selected direction of radiation in a quasiperiodic structure, the Fourier-image maxima must be located uniformly along one of the axes of three spatial coordinates. The distribution of refractive index in coordinate space is obtained using the inverse Fourier transform. To obtain a structure consisting of only two dielectric materials, a binarization of a continuous function is applied. The resulting quasiperiodic structure can be made of two materials. An example of a structure designed to form a high-directive radiation pattern is shown in Fig. 1a. The contrast of materials is chosen as low as $n_2/n_1 = 1.55$, which corresponds to the refractive index of most polymer materials. The structure has a size $D = 10a$, where $a = 12.1$ mm is a period of an individual lattice. The structure has 312 maxima in inverse space. This number was chosen to obtain the highest radiation efficiency of the dipole antenna.

To study the effect of the quasiperiodic structure on the radiation properties of sources, we consider the edges of the bandgap. The radiative LDOS strongly increases near the

frequencies of the boundary [13]. The radiative LDOS is a measure of the source coupling to the electromagnetic modes of the quasiperiodic structure. Therefore, at the frequency where the growth of the LDOS is observed, there will be an increase in the radiation of the dipole antenna. Our first step was to investigate the LDOS. For this purpose, a small electromagnetic dipole source was placed in the center of the proposed structure. Then the dipole emission power P was estimated by measuring the real part of its emission resistance. The results were normalized to the dipole emission P_0 in a homogeneous medium with an average refractive index of the structure. An increase in LDOS, and hence source radiation, is expected for frequencies at the lower edge of the bandgap. The normalized TM emission spectrum of the small dipole power for the investigated structure is plotted versus frequency in Fig. 1b. The spectrum shows the expected emission gain around the frequency of 7.8 GHz ($\lambda = 38.4$ mm). In the spectrum, although no radiation suppression band at about 9 GHz is observed, the increase in the density of states is preserved at the band edge. In the photonic crystals the presence of a complete bandgap is required.

The greatest gain of the half-wave dipole antenna is expected at the frequencies where the LDOS increases. Therefore, the size of the dipole is chosen to be resonant at 7.8 GHz when placed inside the structure. It is expected that the gain of the antenna will increase with increasing the size of structure D . We carried out the calculations for various structure sizes. We measured far-field radiation diagrams at the frequency of the peak density of states 7.8 GHz. The measured far-field radiation patterns for a quasiperiodic structure at various sizes D at the frequency of the bandgap edge are presented in Fig. 2.

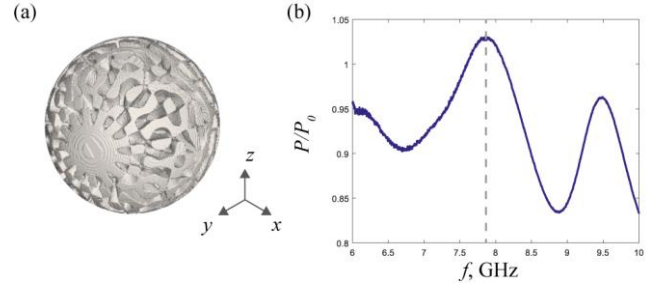


Fig. 1. (a) Example of a quasicrystal structure in real space generated for 312 maxima in the reciprocal space. The size of the sphere is $D = 10a$. (b) The local density of states of a small dipole placed inside a sphere-shaped quasiperiodic structure

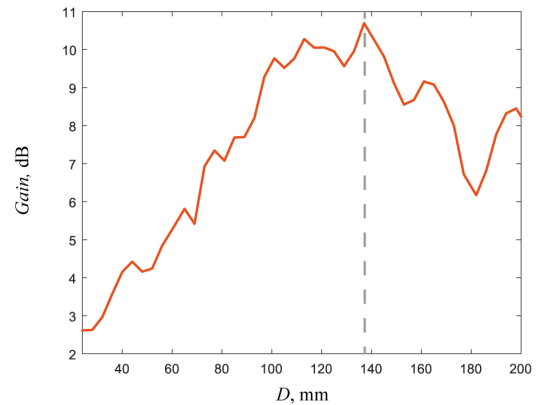


Fig. 2. Plot of the maximum of the gain over the size of the quasiperiodic structure D

The results show that there is an optimal structure size $D = 140$ mm (or 3.6λ), at which the highest gain of 10.8 dB

is observed. Changes in the gain are more significant when decreasing the size of the structure from the optimal size. These results demonstrate the strong dependence of the directivity diagram on the crystal size.

III. CONCLUSION

To summarize, we show that a dielectric spherical quasiperiodic structure allows for high directional emission for an emitter embedded inside the structure that radiates at the frequency of the density of states peak. We applied the inverse design method to design the quasiperiodic structure. The special distribution of maxima on the sphere in the reciprocal space corresponds to a set of gratings in the real space. Their orientations determine the emitter emission directions, which allows controlling the directivity pattern of the dipole antenna. We have illustrated that at the edge of the bandgap the density of states takes a large value. We have shown enhancement of the radiation at bandgap edge frequencies. In simulation, we have demonstrated high gain at contrasts of 1.55 that could be realized with low-index materials such as polymers. Our results also show that the directivity diagram is strongly dependent on the crystal size. Numerical results are presented to determine the optimal size of 3.6λ for the quasiperiodic structure. The maximum gain reaches almost 10.8 dB. The results of our work can be applied to the problems in the field of modern communication systems.

REFERENCES

- [1] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Physical review letters*, vol. 58, no. 20, p. 2059, 1987.
- [2] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices," *Physical review letters*, vol. 58, no. 23, p. 2486, 1987.
- [3] J.D. Joannopoulos, S.G. Johnson, J. N. Winn, R.D. Meade, "Photonic Crystals: Molding the Flow of Light", 2nd ed., *Princeton University Press*, Princeton, NJ, p. 305, 2008.
- [4] E.M. Purcell, H.C. Torrey, R.V. Pound, "Resonance absorption by nuclear magnetic moments in a solid," *Physical review*, vol. 69, no. 1-2, p. 37, 1946.
- [5] D.N. Chigrin, "Radiation pattern of a classical dipole in a photonic crystal: Photon focusing," *Phys. Rev. E - Stat. Physics, Plasmas, Fluids, Relat. Interdiscip. Top.*, vol. 70, no. 5, p. 12, 2004.
- [6] A.E. Krasnok, A.P. Slobozhanyuk, C.R. Simovski, S.A. Tretyakov, A.N. Poddubny, A.E. Miroshnichenko, Yu.S. Kivshar, P.A. Belov, "An antenna model for the Purcell effect," *Nat. Publ. Gr.*, pp. 1–16, 2015.
- [7] S. John, T. Quang, "Spontaneous emission near the edge of a photonic band gap," *Physical Review A*, vol. 50, no. 2, p. 12, 1764, 1994.
- [8] B. Gralak, S. Enoch, and G. Tayeb, "Anomalous refractive properties of photonic crystals," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 17, no. 6, p. 1012, 2000.
- [9] E.R. Brown and O.B. McMahon, "High zenithal directivity from a dipole antenna on a photonic crystal," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 1302, p. 1300, 1995.
- [10] B. Temelkuran, Mehmet Bayindir, E. Ozbay, R. Biswas, M.M. Sigalas, G. Tuttle, K.M. Ho, "Photonic crystal-based resonant antenna with a very high directivity," *J. Appl. Phys.*, vol. 87, no. 1, pp. 603–605, 2000.
- [11] M. Thevenot, C. Cheype, A. Reineix, and B. Jecko, "Directive photonic-bandgap antennas," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2115–2122, 1999.
- [12] E.R. Brown and O.B. McMahon, "High zenithal directivity from a dipole antenna on a photonic crystal," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 1302, p. 1300, 1995.
- [13] S. Enoch, B. Gralak, and G. Tayeb, "Enhanced emission with angular confinement from photonic crystals," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 81, no. 9, pp. 1588–1590, 2002.
- [14] I. Bulu, H. Caglayan, and E. Ozbay, "Highly directive radiation from sources embedded inside photonic crystals," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, no. 16, pp. 3263–3265, 2003.
- [15] H. Caglayan, I. Bulu, and E. Ozbay, "Highly directional enhanced radiation from sources embedded inside three-dimensional photonic crystals," *Opt. Express*, vol. 13, no. 19, p. 7645, 2005.
- [16] K. Sakoda, "Optical Properties of Photonic Crystals", Germany, Berlin:Springer, 2001.
- [17] Ozbay, E., Temelkuran B., and M. Bayindir, "Microwave applications of photonic crystals," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 41, pp. 185–209, 2003.
- [18] R. Gaponenko, M.S. Sidorenko, D. Zhirihin, I. L. Rasskazov, A. Moroz, K. Ladutenko, P. Belov, A. Shcherbakov, "Experimental demonstration of superdirective spherical dielectric antenna," *Journal of Applied Physics*, vol. 134, no. 1, p. 134, 2023.
- [19] P.R. Wiecha, A. Arbouet, C. Girard, and O.L. Muskens, "Deep learning in nano-photonics: inverse design and beyond," *Photonics Res.*, vol. 9, no. 5, p. B182, 2021.
- [20] P.M. Piechulla, B. Fuhrmann, E. Slivina, C. Rockstuhl, R.B. Wehrspohn, and A.N. Sprafke, "Tailored light scattering through hyperuniform disorder in self-organized arrays of high-index nanodisks," *Advanced Optical Materials*, vol. 9, no. 17, p. 2100186, 2021.
- [21] A.D. Sinelnik, I.I. Shishkin, X. Yu, K.B. Samusev, P.A. Belov, M.F. Limonov, P. Ginzburg, and M.V. Rybin, "Experimental observation of intrinsic light localization in photonic icosahedral quasicrystals," *Advanced Optical Materials*, vol. 8, no. 21, p. 2001170, 2020.
- [22] N. Lassaline, R. Brechbühler, S.J.W. Vonk, K. Ridderbeek, M. Spieser, S. Bisig, B. le Feber, F.T. Rabouw and D.J. Norris, "Optical Fourier surfaces," *Nature*, vol. 582, no. March, 2020.
- [23] L. Maiwald, T. Sommer, M.S. Sidorenko, R.R. Yafyasov, M.E. Mustafa, M. Schulz, M. V. Rybin, M. Eich and A. Yu. Petrov, "Control over Light Emission in Low-Refractive-Index Artificial Materials Inspired by Reciprocal Design," *Adv. Opt. Mater.*, vol. 10, no. 1, 2022.
- [24] V.A. Chistyakov, M.S. Sidorenko, A.D. Sayanskiy, and M.V. Rybin, "Density of photonic states in aperiodic structures," *Phys. Rev. B*, vol. 107, no. 1, pp. 1–6, 2023.
- [25] V.A. Chistyakov, M.S. Sidorenko, A.D. Sayanskiy, and M.V. Rybin, "Quasicrystalline structures with narrow-band frequency-angular selectivity," *JETP letters*, vol. 117, pp. 742–746, 2023.

Интермодуляционные искажения в проходной фазированной антенной решетке

П. А. Туральчук, В. В. Кириллов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

e-mail: paturalchuk@etu.ru

Аннотация. В работе представлены результаты исследований интермодуляционных составляющих в проходной одноразрядной фазированной антенной решетке с пространственным возбуждением, предназначенной для работы на центральной частоте 5.8 ГГц. Источником нелинейных составляющих являются р-і-п диоды, которые используются для управления фазовым распределением в антенной решетке. Экспериментально исследованы интермодуляционные составляющие в элементарной ячейке и в проходной одноразрядной фазированной антенной решетке в зависимости от мощности сигнала и напряжения смещения полупроводниковых элементов. Получено, что при определенной величине управляющего напряжения, приложенного к диодам элементарных ячеек ФАР, возможно минимизировать уровень интермодуляционных составляющих 3-го порядка.

Ключевые слова: антенная решетка, элементарная ячейка, интермодуляционные составляющие, р-і-п диод, фазовращатель, электронное сканирование

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время пропускная способность канала является одним из важнейших характеристик современных систем связи из-за возросшего объема передаваемых данных. Использование антенных систем с высоким коэффициентом усиления, таких как проходные и отражательные антенные решетки позволяет компенсировать потери на распространение сигнала. При пространственном способе возбуждения антенная решетка, состоящая из массива элементарных ячеек, используется оптический способ распределения мощности от облучателя. Фазовое распределение в антенной решетке, которое компенсирует разницу в фазовом набеге от облучателя до элементов антенной решетки, задаётся формой элементарной ячейки или встроенным в нее фазовращателем. При электронном сканировании с целью расширения функциональных возможностей используется управляемые фазовращатели. В последнее время наблюдается интерес к фазированным антенным решеткам (ФАР) с низкой разрядностью [1, 2]. Так, одноразрядное фазовое распределение с двумя фазовыми состояниями 0° и 180° позволяет уменьшить количество управляющих элементов, и тем самым снизить уровень вносимых потерь, повысить энергоэффективность при управлении фазовым распределением при общей простоте конструктивного решения. Как правило, применяются р-і-п диоды благодаря малым размерам, широкому рабочему диапазону частот, низким потерям и простоте реализации схемы смещения. Однако нелинейный элемент является основным источником нелинейных составляющих в спектре выходного сигнала, уровень которых зависит от уровня входной мощности, а также напряжения смещения на элементе.

Системы беспроводной связи (с высокой емкостью канала), использующие цифровые схемы модуляции в условиях высокой мощности передатчика особенно чувствительны к линейности характеристик всех компонентов в составе выходного СВЧ тракта, а также антенн. В результате взаимодействия сигналов внутри полосы в нелинейном устройстве и, в итоге, на входе/выходе всей системы возникают интермодуляционные составляющие (в англ. – Intermodulation products (IMP)). Интермодуляционные составляющие существенно влияют на качество сигнала, так как приводят к расширению полосы частот сигнала и, таким образом, к ухудшению соотношения с/ш в соседнем канале приемного устройства. Наибольшую проблему вносят интермодуляционные продукты нечетных порядков (3-го и 5-го порядков: IMP3, IMP5), так как они располагаются ближе к полосе основного сигнала.

В данной статье обсуждаются результаты моделирования и экспериментального исследования интермодуляционных составляющих 3-го порядка (ИМЗ), источником которых являются р-і-п диоды в составе массива элементарных ячеек ФАР. Исследование ИМЗ производилось для одноразрядной ФАР с пространственным возбуждением, предназначенной для работы на центральной частоте 5.8 ГГц с рабочей полосой частот 200 МГц.

II. КОНСТРУКЦИЯ ПРОХОДНОЙ ФАР

Проходная ФАР представляет собой массив из 100 элементарных ячеек, который облучается патч-антенной, расположенная на фокусном расстоянии 90 мм (1.75λ). На рис. 1 представлен экспериментальный прототип проходной ФАР, где в каждую элементарную ячейку встроен одноразрядный фазовращатель на основе р-і-п диодов.

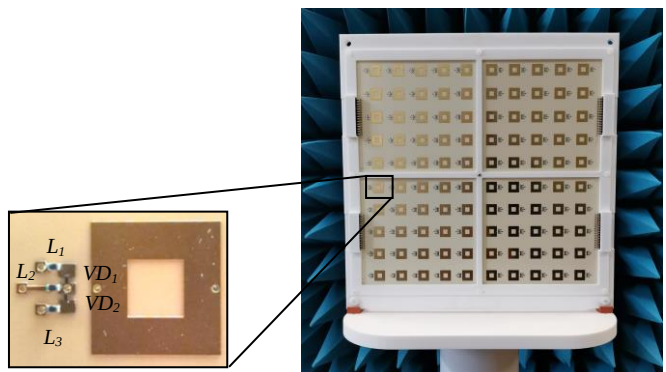


Рис. 1. Экспериментальный прототип проходной ФАР с пространственным возбуждением, вставка – элементарной ячейкой в составе антенной решетки

Элементарная ячейка проходной ФАР состоит из приемной и передающей печатных излучателей, расположенных с противоположных сторон печатной платы, где антенные элементы между собой соединены элементом связи [3]. Структура общей толщиной 3 мм представляет собой многослойную печатную плату, состоящую из четырёх диэлектрических слоёв материала Rogers RO4003 и трёх слоёв препрега Rogers RO4450B. Переключение фазовых состояний в элементарной ячейке достигается за счёт изменения точки включения элемента связи [4]. Состояние, в котором токи в антенных элементах на противоположных сторонах структуры сонаправлены, называется фазовым состоянием I (или состоянием 0°). В обратном фазовом состоянии II токи в антенных элементах противоположны, обеспечивая разность фаз 180° . Электронное переключение фазовых состояний осуществляется за счёт переключения состояния р-и-п диодов. Два диода VD_1 , VD_2 (AlGaAs Mocom MA4AGP907) включены в ячейку встречно-параллельно для реализации структуры переключателя с целью изменения направления тока в антенном элементе при изменении полярности приложенного напряжения к общей точке включения диодов. Дополнительные элементы поверхностного монтажа (L_1 - L_3) использовались для развязки цепей подачи управляющего напряжения и СВЧ сигнала. Цепи смещения реализованы во внутренних слоях печатной платы.

III. АНАЛИЗ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ 3-ГО ПОРЯДКА

A. Обобщенная нелинейная модель элементарной ячейки антенной решетки

Обобщенная схематехническая модель, описывающая связь нелинейных характеристик с мощностью входного сигнала и уровнем приложенного напряжения к диодам, представляет собой активную сторону элементарной ячейки, на которой расположены р-и-п диоды, как показано рис. 2. Отрезки линии передачи с электрической длиной 90° эквивалентны длине отрезков линий передачи, которые связывают антенну со сквозным металлизированным отверстием, объединяющим две стороны единичной ячейки между собой. Трансформатор описывает антенный элемент. При переключении фазовых состояний в ячейке $0^\circ/180^\circ$ путём изменения полярности источника напряжения V открыт только один диод, что приводит к соединению входа к противоположным плечам идеального трансформатора. В первом приближении частотные характеристики антенных элементов, включая потери в металлизированных и диэлектрических слоях структуры не учитываются.

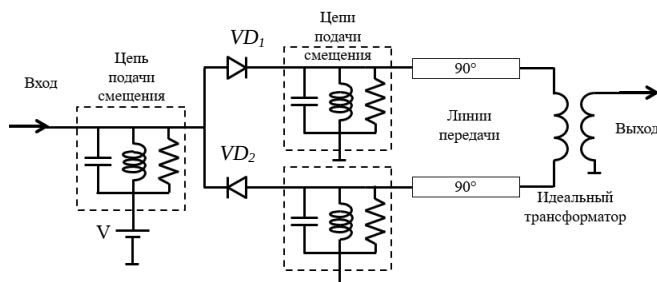


Рис. 2. Нелинейная модель одноразрядной элементарной ячейки на основе р-и-п диодов

Метод гармонического баланса, реализованный в САПР AWR Design Environment, использовался для оценки уровня вносимых потерь и ИМЗ элементарной ячейки. В соответствии с результатами моделирования, представленными на рис. 3, видно, что при увеличении напряжения смещения потери в режиме малого входного сигнала уменьшаются, что вызвано уменьшением сопротивления диода при его открытии. Вносимые потери возрастают при входной мощности, превышающей пороговое значение, равное 10 дБм. Такое поведение можно пояснить наличием утечки СВЧ сигнала через обратно смещенный диод. Таким образом, в соответствии с предложенной моделью при входной мощности выше 10 дБм сигнал, проходя через оба диода, суммируется в фазе, и отражаются обратно на входной порт. Чем выше входная мощность, тем сильнее передача СВЧ мощности через обратно смещенный диод при фиксированном напряжении смещения и, соответственно, тем выше вносимые потери. При фиксированной входной мощности потери СВЧ мощности за счёт паразитной утечки уменьшаются с ростом напряжения смещения на обратно смещенном диоде.

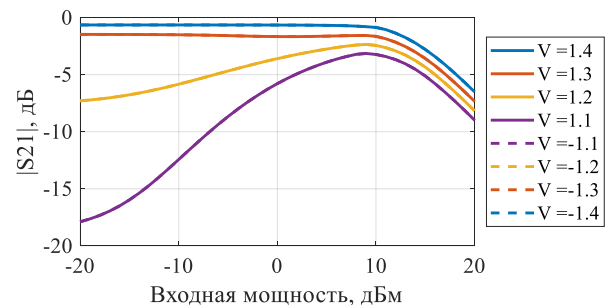


Рис. 3. Уровень модуля коэффициента передачи элементарной ячейки в зависимости от уровня входной мощности при различных значениях напряжения смещения

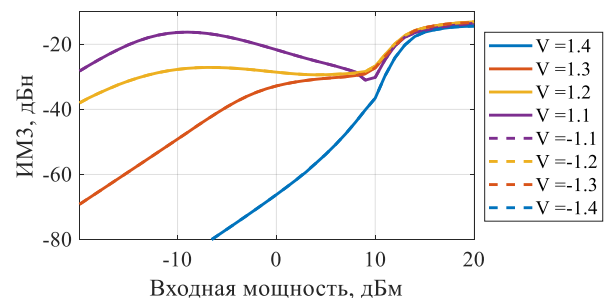


Рис. 4. Уровень ИМЗ элементарной ячейки в зависимости от входной мощности при различных значениях напряжения смещения

Моделирование ИМЗ на основе предложенной модели единичной ячейки проводилось для двухтонального сигнала $f_1 = 5.80$ ГГц и $f_2 = 5.81$ ГГц. Частоты интермодуляционных продуктов $IM3_1$, $IM3_2$ соответственно равны: $f_{IM3} = 5.79$ ГГц и $f_{IM3} = 5.82$ ГГц. Уровень ИМЗ сильно зависит как от входной мощности, так и напряжения смещения, как показано на рисунке 4. Для входной мощности менее порогового значения 10 дБм уровень ИМЗ повышается с уменьшением управляющего напряжения, пока не достигнет порогового напряжения смещения диода. При напряжениях выше порогового уровень ИМЗ быстро падает. Но для входной мощности выше 10 дБм отсутствует зависимость уровня ИМЗ от управляющего напряжения из-за ухудшения развязки переключателя.

В. Экспериментальное исследование нелинейных составляющих в элементарной ячейке

Блок-схема установки экспериментального исследования составляющих выходного спектра сигнала показана на рис. 5. Она включает в себя два генератора, в качестве которых использовались встроенные в векторный анализатор цепей R&S SMB20. Двухтоновый сигнал был получен путем суммирования двух тонов с помощью гибридного 3 дБ ответвителя с развязкой более 20 дБ. Источник питания R&S Nameg HMP2020 использовался для подачи напряжения смещения на p-i-n диоды, а анализатор спектра R&S Rider FPN для измерения спектра выходного сигнала. Результаты измерений модуля коэффициента передачи и уровня ИМЗ в зависимости от входной мощности при различном напряжении смещения представлены на рис. 6.

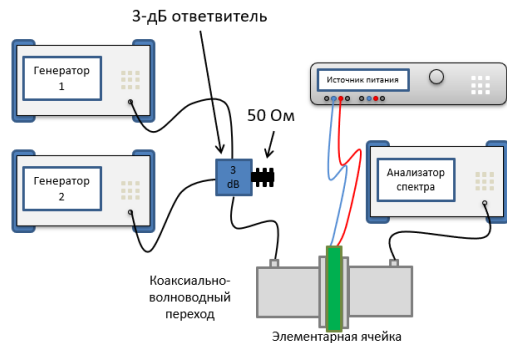
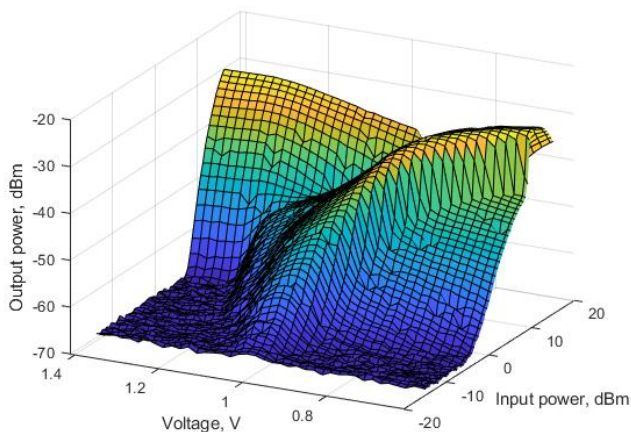
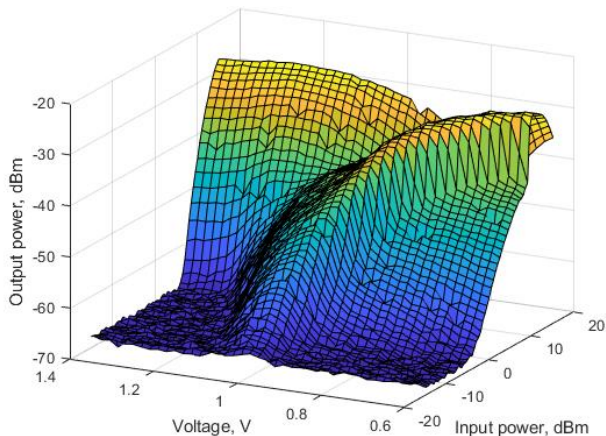


Рис. 5. Схема измерительной установки исследования нелинейных искажений в элементарной ячейке



(а)



(б)

Рис. 6. Результаты измерений интермодуляционных составляющих в элементарной ячейке: ИМЗ₁ – (а), ИМЗ₂ – (б)

Общий характер зависимости ИМЗ от мощности входного сигнала соответствует результатам моделирования – с увеличением мощности уровень ИМЗ увеличивается. Стоит отметить, что выбор величины управляющего напряжения на диоде позволяет минимизировать ИМЗ. В том случае, когда мощность в тракте изменяется, то величина управляющего напряжения на диодах также может быть выбрана в соответствии с наименьшим значением ИМЗ. При высоком уровне мощности (>10 дБм) отчетливо наблюдается оптимальный диапазон управляющих напряжений, в котором ИМЗ в элементарной ячейке характеризуется наименьшим значением. Например, для входной мощности 15 дБм наименьший уровень ИМЗ в элементарной ячейке достигается при напряжении 0.8 В по сравнению с максимальным уровнем ИМЗ, который наблюдается при напряжении больше, чем 1.2 В или менее, чем 0.6 В. В режиме малого сигнала (<10 дБм) наблюдается обратная ситуация – в пределах определенного диапазона управляющих напряжений наблюдается всплеск уровня ИМЗ по сравнению с уровнем ИМЗ на краях измеренного диапазона напряжений (более 1.2 В или менее 0.8 В). Таким образом, с целью достижения наилучшей линейности характеристики требуется управление напряжением смещения в условиях переменной мощности в СВЧ тракте.

С. Исследование интермодуляционных составляющих 3-го порядка в проходной одноразрядной ФАР

Экспериментальное исследование ИМЗ искажений было проведено для проходной ФАР, схема для которого представлено на рис. 7. В качестве принимающей антенны была использована широкополосная рупорная антенна с КУ 19 дБ. Антенны располагались на одной оси напротив друг друга, при этом проводилось измерение частотного спектра на выходе рупорной антенны с дальнейшим определением уровня ИМЗ составляющих в спектре выходного сигнала.

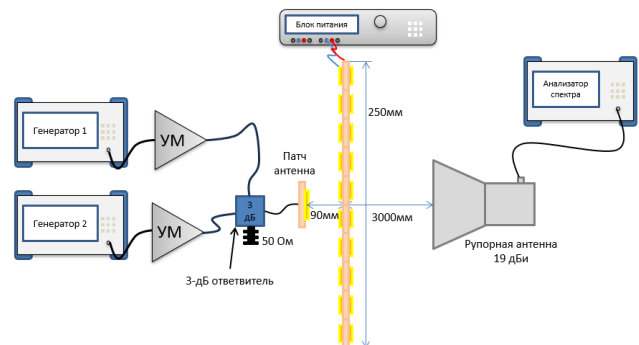


Рис. 7. Схема измерительной установки выходного спектра сигнала, прошедшего через исследуемую антенну

Результаты экспериментального исследования ИМЗ проходной одноразрядной ФАР при изменении мощности двухтонового СВЧ сигнала и напряжения смещения на элементарных ячейках в составе ФАР представлены на рис. 8. В соответствии с полученными результатами, наблюдается наличие оптимального уровня управляющего напряжения, приложенного к элементарным ячейкам ФАР, при котором возможно минимизировать уровень ИМЗ. В том случае, когда мощность в тракте изменяется, то величина управляющего напряжения на диодах также должна быть выбрана в соответствии с наименьшим значением ИМЗ. Так, при максимальной мощности, подведенной к

облучателю (XX дБм) искажения ИМЗ могут быть улучшены более чем на 20 дБ при напряжении на диодах в ячейках антенной решетки равному 1.1 В по сравнению с уровнем ИМЗ на краях диапазона напряжений (более 1.2 В или менее 1 В).

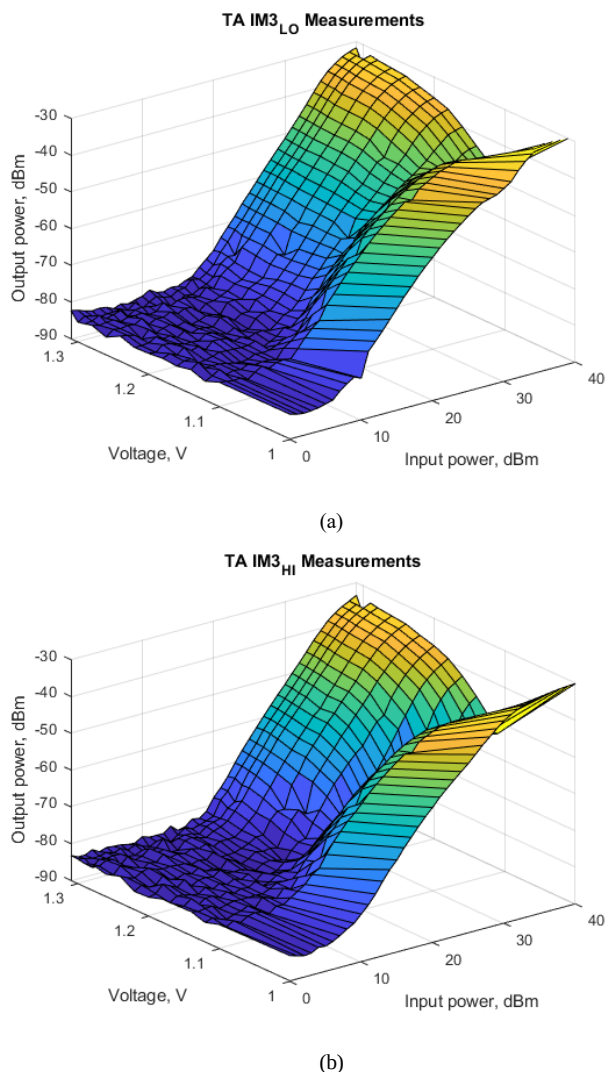


Рис. 8. Результаты измерений интермодуляционных составляющих в элементарной ячейке ИМЗ₁ – (a), ИМЗ₂ – (b)

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основным предметом исследований являются интермодуляционные искажения третьего порядка как в элементарной ячейке, составном элементе проходной ФАР, так и в антенной решетке. Основным источником нелинейных продуктов являются р-і-п диоды, которые используются для управления фазовым распределением в проходной одноразрядной ФАР и, соответственно, для реализации электронного сканирования основным лепестком диаграммы направленности. Экспериментально исследованы интермодуляционные искажения в элементарной ячейке в волноводном исполнении и в проходной одноразрядной ФАР. В соответствии с экспериментальными результатами, наблюдается наличие оптимальной величины управляющего напряжения, приложенного к элементарным ячейкам ФАР, при котором возможно минимизировать уровень ИМЗ. При максимальной мощности уменьшение уровня ИМЗ может достигать 20 дБ. В том случае, когда мощность в тракте изменяется, а это возможно в случае использования цифровых сигналов с высоким соотношением средней мощности к пиковой, то величина управляющего напряжения на диодах также должна быть выбрана в соответствии с наименьшим значением ИМЗ. Полученные результаты позволяют говорить о том, что линейность антенной системы на основе р-і-п диодов может быть улучшена при оптимизации управляющего напряжения на нелинейных элементах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Di Palma L., Clemente A., Dussopt L., Sauleau R., Potier P., Pouliguen P. 1-bit reconfigurable unit cell for Ka-band transmitarrays // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2015. Т. 15. С. 560-563.
- [2] Kozlov D., Munina I., Turalchuk P., Kirillov V., Shitvov A., Zelenchuk D. Characterization of tiled architecture for C-band 1-bit beam-steering transmitarray // *Sensors*. 2021. Т. 21. №. 4. С. 1259.
- [3] Kirillov V.V., Munina I.V., Turalchuk P.A. Small-size square ring 1-bit reconfigurable transmitarray unit cell for C-band applications // *Applied Sciences*. 2020. Т. 10. №. 9. С. 3319.
- [4] Кириллов В.В., Мунина И.В., Туральчук П.А. Проходная одноразрядная фазированная антенная решетка с пространственным возбуждением для систем беспроводной связи 6 ГГц // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. 2022. Т. 25. №. 5. С. 6-17.

Гибридный поляризационный селектор для систем связи миллиметрового диапазона длин волн

А. В. Можаровский, А. А. Артеменко, С. С. Чуркин,
Н. Д. Булыгин, Р. О. Масленников

ООО «Радио Гигабит», г. Нижний Новгород

E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

Аннотация. В настоящей работе представлен дизайн гибридного поляризационного селектора для систем связи типа «точка-точка» миллиметрового диапазона длин волн. Разработанный селектор основан на комбинации волноводного делителя турникетного типа с подводящими линиями на базе волновода WR12 и пары планарных противозазных делителей мощности, выполненных на печатной плате из СВЧ материала Rogers RO4350B. Входные интерфейсы делителей мощности подключены к интегрированному приемопередатчику, размещенному на той же плате, формируя тем самым законченный СВЧ-модуль системы связи миллиметрового диапазона длин волн. Антенный интерфейс селектора основан на круглом волноводе стандартного сечения, что позволяет интегрировать его с большинством типов антенн, применяемых в рассматриваемых системах связи. Селектор был оптимизирован с помощью электродинамического моделирования для оптимальной работы в частотном диапазоне 71–76 ГГц. Результаты тестирования изготовленных прототипов подтвердили согласование по уровню коэффициента отражения -10 дБ в полосе частот 60.5–87 ГГц и -18 дБ в целевой полосе 71–76 ГГц. Измеренный уровень вносимых потерь не превышает 1.2 дБ.

Ключевые слова: поляризационный селектор; металлический волновод; печатная плата; миллиметровый диапазон длин волн

1. ВВЕДЕНИЕ

Быстрое развитие современных систем беспроводной связи формирует устойчивый запрос на повышение скорости передачи данных, что в свою очередь приводит к необходимости увеличения пропускной способности сети. Один из возможных подходов к решению данной задачи состоит в использовании высокоэффективных систем типа «точка-точка», работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, что позволяет использовать для передачи данных широкие (вплоть до нескольких гигагерц) полосы частот и увеличить скорость передачи данных до десятков Гбит/с.

В настоящее время частотный диапазон 71–76 ГГц (и дуплексный для него диапазон 81–86 ГГц) является одним из наиболее перспективных для систем фиксированной радиосвязи типа «точка-точка», ввиду меньшего поглощения в атмосфере по сравнению с другим распространенным миллиметровым диапазоном около 60 ГГц, а также упрощенной процедурой лицензирования в большинстве стран. При этом использование систем данного диапазона позволяет достичь значений доступности радиосоединения более 99,99 % в условиях «ясного неба» на расстоянии

10–15 км с антеннами сравнительно небольших геометрических размеров.

Дополнительный прирост пропускной способности может быть достигнут за счет использования для приема и передачи одновременно двух ортогональных поляризаций. В этом случае ключевым элементом системы становится поляризационный селектор (ПС), обеспечивающий разделение сигналов ортогональных поляризаций на общем антенном входе для последующей передачи в радиотракт. Также для систем с временным дуплексированием ПС может быть использован для разделения приемного и передающего сигналов и подключения соответствующих трактов к общей антенне вместо переключателя, который в системах миллиметрового диапазона имеет достаточно сложную конструкцию и вносит порядка 3–4 дБ дополнительных потерь в фидерный тракт.

Обычно ПС миллиметрового диапазона реализуются на волноводных элементах, таких как турникетная структура [1] или обратно-связанные волноводы [2]. Основным преимуществом волноводной реализации ПС является надежная конструкция, широкая полоса рабочих частот и низкий уровень вносимых потерь. С другой стороны, для реализации внутренней структуры ПС требуется его разделение на несколько составных частей, для каждой из которых необходима высокоточная фрезеровка, а также хорошее взаимное позиционирование деталей при сборке. Это существенно повышает сложность и увеличивает стоимость изготовления. Кроме того, реализация ПС на основе металлических волноводов приводит к необходимости использования дополнительного перехода для интеграции с активными элементами СВЧ-тракта, выполненными на печатной плате (ПП).

Указанных недостатков лишены планарные ПС, выполненные по технологии волноводов, интегрированных в подложку (Substrate-Integrated Waveguides, SIW) [3]–[5]. Они имеют хорошую повторяемость, низкую стоимость в массовом производстве и простую интеграцию с активными элементами СВЧ тракта. На практике такие ПС могут быть выполнены на основе турникетной структуры, связанной с подводящим металлическим волноводом через апертуру в верхнем слое металлизации ПП. Однако такая структура требует сложной системы распределения, выполненной на разных слоях многослойной ПП с глухими переходными отверстиями, для попарного объединения плеч, работающих на одной поляризации [4]. Частично общая длина линий может быть уменьшена за счет закорачивания одной из них [5]. Однако это приводит к сужению рабочей полосы.

Длина линий системы распределения может быть уменьшена за счет использования ПС на основе SIW-резонатора, работающего на модах высших порядков [6] или двухполяризационных антенных элементов [7], имеющих простую структуру с двумя выходными печатными линиями передачи, соответствующими выбранной поляризации. Однако, в большинстве случаев они имеют достаточно узкую рабочую полосу и большой уровень вносимых потерь.

В настоящей работе представлена конструкция гибридного ПС, основанная на комбинации волноводной турникетной секции и двух планарных противофазных делителей мощности. Данный подход позволяет обеспечить эффективное разделение сигналов ортогональных линейных поляризаций в широкой полосе частот с низким уровнем потерь, а наличие выходного интерфейса на основе печатных дифференциальных линий упрощает интеграцию с микросхемой приемопередатчика для формирования законченного выходного СВЧ-модуля системы связи миллиметрового диапазона длин волн.

II. ОПИСАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА

A. Оптимизация волноводной турникетной секции

Ключевым элементом разработанного гибридного ПС является турникетная секция, обеспечивающая эффективное разделение двух ортогонально поляризованных сигналов, поступающих на общий (антенный) волновод круглого сечения, попарно между четырьмя волноводными плечами за счет двухступенчатого металлического выступа в центре секции. Модель внутренней структуры турникетной секции и ее осевое сечение представлены на рис. 1а и рис. 1б.

Размеры вставки были оптимизированы для лучшего согласования в целевой полосе 71–76 ГГц, обеспечивая плавное разделение волны выбранной поляризации и переход от волновода круглого сечения ($d = 3,18$ мм) к прямоугольному волноводу WR12 ($3,1 \times 1,55$ мм). Представленные на рис. 2 результаты электродинамического моделирования показывают, что разработанная турникетная секция согласована по уровню коэффициента отражения не выше -16 дБ во всей полосе Е-диапазона (60–90 ГГц), а в целевой полосе 71–76 ГГц достигается уровень согласования лучше -34 дБ.

B. Волноводная система распределения

Волноводная система распределения обеспечивает подведение сигнала с выходов турникетной секции для дальнейшего попарного сложения в противофазных делителях мощности, как показано на рис. 3. Система распределения имеет в своем составе повороты

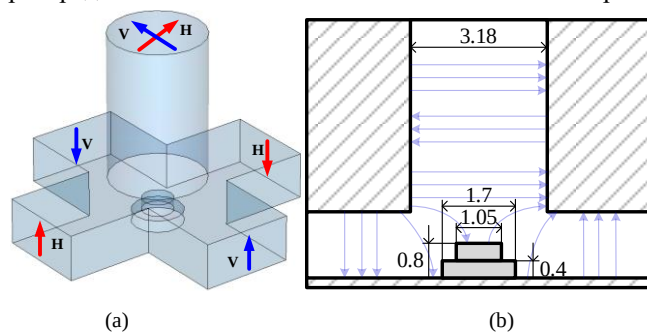


Рис. 1. (а) модель внутренней структуры и (б) осевое сечение турникетной секции ПС

волноводного канала в Е- и Н-плоскостях прямоугольного волновода для ориентации волноводного канала перпендикулярно плоскости ПП. Для унификации процесса фрезерной обработки металлических частей ПС все его элементы были адаптированы под изготовление фрезой диаметром 1 мм. При этом волноводная часть разработанного ПС полностью реализована всего в двух металлических деталях, что существенно уменьшает стоимость изготовления в массовом производстве.

Результаты электродинамического моделирования поворотов волноводного канала системы распределения ПС представлены на рис. 2. Как видно из результатов, за счет многоступенчатой структуры оба типа поворотов обеспечивают согласование по уровню коэффициента отражения не более -18 дБ во всей полосе Е-диапазона и не более -30 дБ в целевой полосе 71–76 ГГц.

C. Планарный противофазный делитель мощности

Сигналы одной поляризации, распространяющиеся по парным плечам турникетной секции и волноводной системы распределения, объединяются в противофазном делителе мощности (рис. 3). Его структура образована парой широкополосных волноводно-микрополосковых переходов и планарным трансформатором, обеспечивающим плавный переход пары 50 Ом микрополосковых линий в печатную дифференциальную линию с импедансом 100 Ом за счет использования согласующих участков линий из расширяющихся дуг. Разработанный переход полностью реализован в верхнем диэлектрическом слое ПП за счет использования переходной секции на основе отрезка SIW линии [8]. Для обеспечения требуемых характеристик в широкой полосе частот в настоящем волноводно-микрополосковом переходе в месте примыкания к ПП использован отрезок волновода с согласующим гребнем, который может быть реализован в нижней металлической детали ПС при фрезеровке системы распределения и не усложняет производство.

В качестве верхнего диэлектрического слоя ПП в разработанном ПС использован СВЧ материал Rogers 4350В ($\epsilon = 3,66$) толщиной 0,168 мм, что позволяет обеспечить технологичные параметры печатной дифференциальной линии с импедансом 100 Ом: ширина проводников 0,21 мм и зазор между ними 0,25 мм. Это позволяет использовать при производстве стандартный технологический процесс и обеспечить удобное подведение сигнала к соответствующим контактным площадкам интегрированного приемопередатчика.

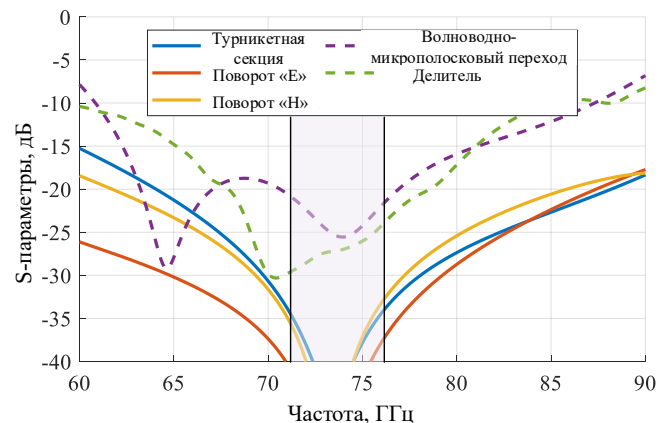


Рис. 2. Результаты моделирования коэффициента отражения элементов разработанного ПС

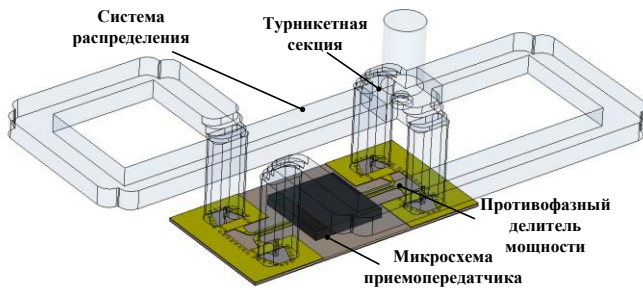


Рис. 3. Модель разработанного ПС с микросхемой интегрированного приемопередатчика

Компактная структура разработанного противофазного делителя мощности дает возможность расположить его близко к микросхеме приемопередатчика, тем самым уменьшив общую длину печатной линии и вносимые потери. Согласно результатам моделирования, представленным на рис. 2, в полосе частот 71–76 ГГц отдельный переход и полный противофазный делитель мощности согласованы по уровню коэффициента отражения $-20,5$ дБ и -24 дБ соответственно. При этом уровень согласования -10 дБ достигается в широкой полосе частот 60,8–87,5 ГГц. Следует отметить, что полученный уровень потерь в разработанном противофазном делителе мощности не превышает 0,9 дБ и может быть дополнительно уменьшен за счет выбора более эффективного СВЧ материала ПП с меньшим значением тангенса угла диэлектрических потерь в миллиметровом диапазоне длин волн, а также при использовании фольги с низкой шероховатостью.

D. Результаты моделирования полной структуры поляризационного селектора

Согласно результатам моделирования полной структуры ПС получено, что он обеспечивает уровень коэффициента отражения -15 дБ в целевой полосе 71–76 ГГц и -10 дБ в широкой полосе 65–84 ГГц. При этом уровень вносимых потерь составляет 1,2 дБ для более короткого плеча системы распределения и 1,4 дБ для более длинного, а значение межпортовой изоляции составляет не менее 45 дБ во всем Е-диапазоне.

III. ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОТОТИПОВ

A. Описание изготовленных прототипов

Элементы разработанного гибридного ПС, изготовленные для экспериментального тестирования его характеристик, представлены на рис. 4. Верхняя часть турникетной секции и системы распределения была выполнена в металлической пластине (см. № 1 на рис. 4) с интерфейсом для подключения апертурной антенны. Нижняя часть была выполнена в двух вариантах: без согласующего гребня (№ 2 на рис. 4) для тестирования волноводной части ПС, и с гребнем (№ 3 на рис. 4) для подключения к планарной части системы, представленной противофазным делителем мощности.

B. Характеристики волноводно-микрополоскового перехода

Разработанный волноводно-микрополосковый переход был исследован с помощью векторного анализатора цепей на массиве измерений набора калибровочных мер, выполненных по стандарту TRL (№ 4 на рис. 4). Применение математического аппарата калибровки к результатам измерения всех калибровочных мер позволяет выделить полную

матрицу S-параметров отдельного перехода с коротким отрезком микрополосковой линии длиной 10 мм. Сравнение характеристик отдельного перехода, полученных из моделирования и по результатам измерений, представлено на рис. 5. Разработанный переход обеспечивает согласование по уровню коэффициента отражения -10 дБ во всей полосе Е-диапазона и не выше -20 дБ в целевой полосе 71–76 ГГц. С учетом измеренного уровня потерь в микрополосковой линии $\sim 1,15$ дБ/см, потери в отдельном переходе в полосе 71–76 ГГц составили не более 0,7 дБ.

C. Тестирование системы распределения

Для тестирования волноводной системы распределения металлическая пластина, содержащая верхнюю часть турникетной секции (№ 1 на рис. 4), был собрана с нижней частью № 2 на рис. 4. Тестирование было проведено на анализаторе цепей с использованием пары дополнительных симметричных волноводных делителей мощности (№ 5 на рис. 4) для подключения к интерфейсам, работающим на одной поляризации как показано на рис. 6а.

Для улучшения прижима волноводного канала, разделенного между деталями в Н-плоскости волновода, и предотвращения разрыва путей тока, вдоль всей системы распределения были добавлены крепежные винты. Измеренные значения коэффициента отражения в полосе 71–76 ГГц не превышают -20 дБ при уровне вносимых потерь не более 0,2 и 0,4 дБ для короткого и длинного плеч соответственно.

D. Тестирование планарного противофазного делителя мощности

Для тестирования планарного противофазного делителя мощности была использована нижняя часть системы распределения, обозначенная как № 3 на рис. 4, пара симметричных волноводных делителей мощности

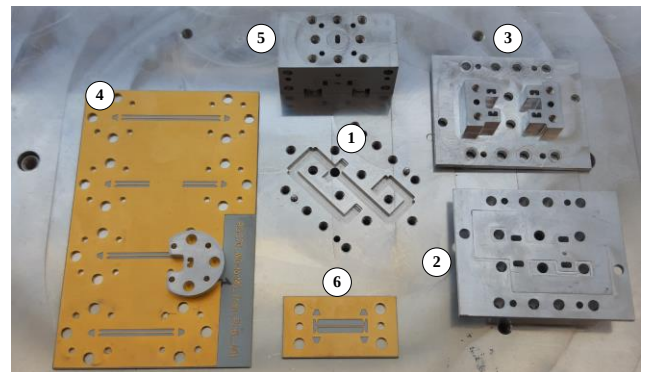


Рис. 4. Фотография изготовленных элементов ПС

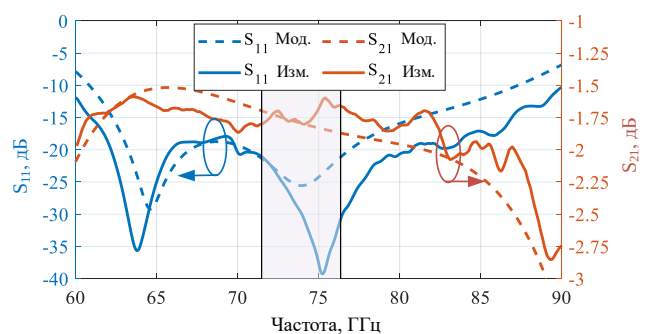


Рис. 5. Сравнение результатов моделирования и измерений отдельного волноводно-микрополоскового перехода

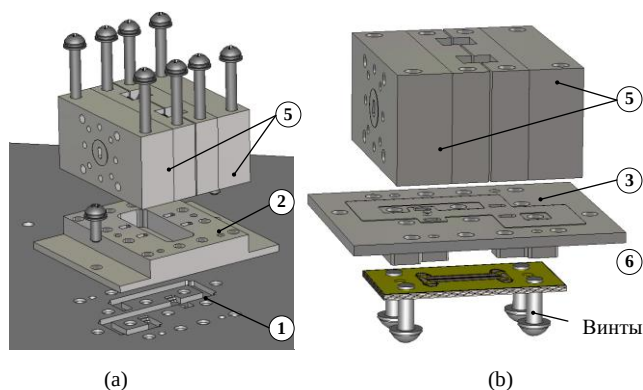


Рис. 6. Взрыв-схема моделей оснастки для тестирования (а) волноводной части системы распределения и (б) планарного противофазного делителя мощности

(№ 5 на рис. 4) для подключения к анализатору цепей и двухсторонняя планарная структура на ПП (№ 6 на рис. 4). Полная модель тестовой структуры показана на рис. 6б. Сравнение измеренных и полученных по результатам электродинамического моделирования S-параметров тестовой структуры показано на рис. 7.

Полученные результаты подтверждают, что измеренные значения коэффициента отражения не превышают -10 дБ в полосе 60,5–87 ГГц и -18 дБ в целевой полосе 71–76 ГГц. Измеренный уровень вносимых потерь составляет 4,1 дБ. С учетом потерь в дифференциальной печатной линии общий уровень потерь в отдельном противофазном делителе мощности может быть оценен как не превышающий 1 дБ, что является очень близким к значению, полученному при моделировании.

С учетом всех полученных результатов измерений системы распределения и планарного противофазного делителя мощности, общий уровень потерь в разработанном гибридном ПС может быть оценен в 1,2 дБ, что хорошо согласуется с известными из научной литературы конструкциями делителей мощности, указанными в табл. 1. Принимая во внимание значение потерь в дифференциальной печатной линии длиной 3 мм для подключения общего интерфейса планарного противофазного делителя мощности к микросхеме интегрированного приемопередатчика, общий уровень вносимых потерь в законченном выходном СВЧ-модуле системы связи миллиметрового диапазона длин волн составляет не более 1,6 дБ в целевом диапазоне частот 71–76 ГГц.

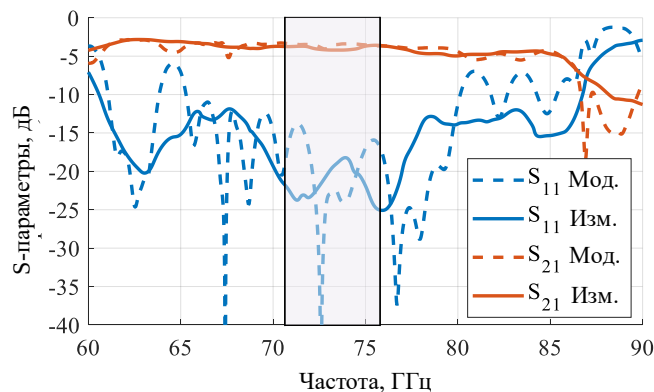


Рис. 7. Сравнение измеренных и полученных по результатам полного электродинамического моделирования S-параметров структуры для тестирования планарной части гибридного поляризационного селектора

ТАБЛИЦА 1. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ РЕАЛИЗАЦИЙ СЕЛЕКТОРОВ

	Тип селектора	Диапазон, ГГц	Полоса, %	Потери, дБ	S ₁₁ , дБ
[1]	Волновод	>31-45	>37	0.2	26
[2]	Волновод	>81-116	>40	0.35	17
[3]	SIW	3.4-4.2	21	0.5	15
[4]	SIW	29.84-30.86	3.3	0.9	10
[5]	SIW	37-42.4	13.6	-	10
[6]	SIW	27-30	10.5	0.6	10
[7]	Планарный	57-64	11.6	0.7	10
Эта работа	Гибридный	65-84	25.3	1.2	12

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе представлен дизайн гибридного ПС для фиксированных систем связи типа «точка-точка» миллиметрового диапазона длин волн. Разработанный гибридный ПС основан на комбинации волноводной турникетной секции и пары планарных противофазных делителей мощности для прямого подключения к интерфейсам микросхемы интегрированного приемопередатчика. ПС имеет простую конструкцию с небольшим числом элементов, хорошей повторяемостью, низким уровнем вносимых потерь и высокой поляризационной развязкой сравнимой с традиционными волноводными ПС, обычно применяемыми в рассматриваемом диапазоне частот. При этом он имеет значительно большую рабочую полосу чем известные планарные решения, а также обеспечивает возможность подключения к различным апертурным антеннам за счет использования стандартного волноводного интерфейса. Все это обеспечивает возможность использования разработанного ПС в составе законченного выходного СВЧ-модуля систем связи типа «точка-точка» миллиметрового диапазона длин волн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] D. Dousset, S. Claude, Ke Wu, "A Compact High-Performance Orthomode Transducer for the Atacama Large Millimeter Array (ALMA) Band 1 (31–45 GHz)," IEEE Access, v. 1, pp. 480–487, 2013.
- [2] A. Navarrini, "Symmetric Reverse-Coupling Waveguide Orthomode Transducer for the 3-mm Band," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 57, no 1, pp. 80–88, 2009
- [3] Yun Tao, S. Zhongxiang, "Design of broadband planar orthomode transducers using substrate integrated waveguide," Asia-Pacific Microwave Conference, 2008
- [4] M.K. Mandal, K. Wu, D Deslandes, "A compact planar orthomode transducer," IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2011
- [5] X.-H. Nie, Y. Hu, W. Hong, "Dual-Polarized Antenna Fed by a Quasi-Planar Orthomode Transducer with Different Radiation Patterns," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1–10, 2018
- [6] S. Churkin, A. Mozharovskiy, O. Soykin, A. Artemenko, R. Maslennikov, "SIW-based Planar Orthomode Transducer for 28 GHz Applications," 49th European Microwave Conference (EuMC), 2019
- [7] A. Mozharovskiy, A. Artemenko, S. Tikhonov, S. Churkin, R. Maslennikov, "Dual-Polarized Integrated Lens Antenna for Outdoor 60 GHz Point-to-Point Systems," 50th European Microwave Conference (EuMC), 2020
- [8] A. Mozharovskiy, S. Churkin, A. Artemenko, R. Maslennikov, "Wideband Probe-type Waveguide-to-Microstrip Transition for 28 GHz Applications," 48th European Microwave Conference (EuMC), 2018
- [9] S. Churkin, A. Mozharovskiy, A. Myskov, A. Artemenko, R. Maslennikov, "Top-Layer Wideband Transition from Waveguide to Planar Differential Line for 60 GHz Applications," 48th European Microwave Conference (EuMC), 2018

Фазированная антенная решетка для генерации суб-терагерцевого излучения с заданным состоянием орбитального углового момента

Е. Н. Катеринкина¹, Е. П. Грахова², Л. В. Катаскин³

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий» (УУНУТ)

¹katerinkina.en@ugatu.su, ²grakhova.ep@ugatu.su, ³KataskinLV@uust.ru,

Д. А. Летавин

ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого президента России Б.Н. Ельцина»

d.a.letavin@urfu.ru

Аннотация. Данная статья посвящена способу увеличения пропускной способности беспроводных интерфейсов, работающего в суб-терагерцевом диапазоне частот, основанному на применении фазированной антенной решетки (ФАР), предназначенной для реализации мультиплексирования по орбитальному угловому моменту (ОУМ). Разработана имитационная модель круговой четырехэлементной антенной решетки на основе микрополосковой технологии, работающей в диапазоне 77 – 78,5 ГГц. Также в статье представлены разработка диаграммообразующей схемы на основе направленных ответвителей изогнутой формы и расчет согласованной нагрузки, отображены результаты моделирования получившегося устройства. Продемонстрирована возможность генерации трех порядков ОУМ (0, +1, -1) без внесения изменений в конструкцию устройства. Также представлен внешний вид изготовленного прототипа.

Ключевые слова: орбитальный угловой момент; фазированная антенная решетка; микрополосковая антенна; диаграммообразующая схема; суб-терагерцевое излучение; W-band

1. ВВЕДЕНИЕ

В связи с активным развитием технологий связи (развитие сетей пятого и шестого поколений) постепенно трансформируются требования к дальности и пропускной способности беспроводных радиоинтерфейсов. Возрастающее количество передаваемой информации, пользователей, а также развитие и внедрение новых технологий межмашинного взаимодействия приводит к увеличивающейся потребности в сверхширокополосных надежных подключениях. При этом возможности традиционных волоконно-оптических каналов оказываются ограниченными для ряда приложений. Так, различные приложения интернета вещей, например, «Умные дороги», «Умная фабрика», и др., предусматривает регулярный беспроводной обмен данными между датчиками, устройствами и автоматизированными производственными системами [1]. К тому же для реализации интерконнектов в центрах обработки данных существует тенденция отказа от проводных подключений ввиду их частых обрывов.

Задача увеличения пропускной способности беспроводных каналов в условиях жесткого частотного

планирования традиционно решается путем усложнения алгоритмов модуляции или мультиплексирования сигналов. При этом применение усовершенствованных форматов модуляции предполагает существенное усложнение алгоритмов постобработки сигнала и зачастую показывает низкую помехоустойчивость особенно в условиях сложной электромагнитной обстановки. В следствии это, для подобных сценариев наибольший интерес представляет развитие технологий мультиплексирования, а именно поиск новых базисов ортогональных функций для уплотнения каналов.

Одной из перспективных технологий в этом свете является мультиплексирование по орбитальному угловому моменту (ОУМ) электромагнитных волн. Под ОУМ принято понимать спиральную дислокацию фронта электромагнитной волны, определяемую фазовым коэффициентом $e^{il\phi}$, где l – целое число, задающее порядок ОУМ, а ϕ – азимутальный угол [2]. Впервые данное явление рассмотрел в 1992 году Лес Аллен вместе с другими исследователями [3], что привело к возникновению существенного исследовательского интереса к этой теме. Изначально технология мультиплексирования по ОУМ использовалась в оптических системах передачи, однако в дальнейшем также исследовалась её применимость в радиоканалах.

Так, в 2012 году Фабрицио Тамбурини вместе с коллегами провели в Италии первый эксперимент по передаче волн с ОУМ при помощи параболической антенны [4], что послужило началом для разработки различных способов передачи сигналов с заданным порядком ОУМ. Параболические антенны и спиральные отражатели хоть и просты в конструкции, но обладают большими размерами и не могут быть применимы во всех технологиях беспроводной связи [5]. Так же для генерации радиоволн с вихревым фазовым фронтом применяются голографические поверхности [6], «q-пластины» [7], спиральные фазовые пластины [8] и линза Лüneберга [9]. Однако, данные устройства не позволяют генерировать волны с несколькими различными порядками ОУМ без изменения их конфигурации. С этой точки зрения, применение круговых антенных решеток (АР) выглядит более перспективным, так как благодаря управлению фазой на каждом излучающем элементе, возможно менять порядок радиовихря [10]. Минусом использования круговых АР является расходимость радиоволн, то есть на больших порядках ОУМ энергия

Работа выполнена при финансовой поддержке проекта РНФ № 21-79-10407

радиоволн ослабевает в центральном направлении излучения и с увеличением расстояния спиральный фазовый фронт быстрее «рассыпается». Однако применение круговых АР является наиболее перспективным вариантом по сравнению с имеющимися аналогами ввиду их простоты изготовления и компактности.

Важно учитывать, что на распространение радиоволн со спиральным фазовым фронтом существенно влияние различного рода помех, которые искажают радиосигнал. В силу этого, возможным решением видится использование диапазона частот вне перенасыщенного технологиями связи суб-6 ГГц диапазона. Так, большой интерес в сетях 5-го и 6-го поколений отводится использованию области спектра в суб-терагерцевом диапазоне. По решению Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) в Российской Федерации для работы широкополосных систем связи в рамках W-диапазона выделены следующие полосы радиочастот 76–77,5 ГГц и 77,5–78 ГГц [11]. К тому же существуют исследования, доказывающие эффективность работы систем с применением ОУМ-мультиплексирования на миллиметровых волнах [12, 13].

Таким образом, в условиях отсутствия разработок антенных устройств, предназначенных для реализации мультиплексирования по ОУМ в условиях отечественных частотных ограничений, видится актуальной задача проектирования круговой АР, способной генерировать радиоволны с различным состоянием ОУМ в W-диапазоне частот.

II. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАТЕЛЯ И КРУГОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В качестве основы для круговой АР была разработана имитационная модель излучателя в программной среде CST Studio Suit. Для проектирования была выбрана микрополосковая технология изготовления патч-антенн как наиболее распространенная и проверенная для создания СВЧ-устройств [14].

В качестве целевых параметров для разработки был выбран рабочий диапазон излучателя, соответствующий выделенной ГКРЧ полосе в W-диапазоне – 77,5–78 ГГц. В качестве материала подложки был выбран ламинат RO4350B с диэлектрической проницаемостью 3,66, толщиной 0,101 мм и толщиной медной металлизации – 18 мкм. На рис. 1 представлен внешний вид излучателя в форме восьмиугольника. Ширина излучающего элемента составляет 2,19 мм, что примерно соответствует половине длины волны радиоизлучения в W-диапазоне. Питание излучателя осуществляется на основе микрополоскового фидера толщиной 0,21 мм. Плоскость земли находится на обратной стороне платы и совпадает с ней по площади.

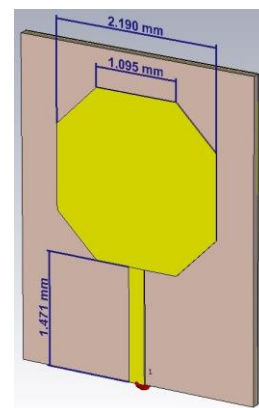


Рис. 1. Внешний вид излучателя в форме восьмиугольника

Далее на основе излучателя была составлена четырехэлементная АР (рис. 2) путем поворота излучателя по часовой стрелке на 90 градусов. Диаметр АР (расстояние между фазовыми центрами излучателей) составляет две длины волны в воздухе. Питание излучателей осуществляется со всех четырех торцов подложки.

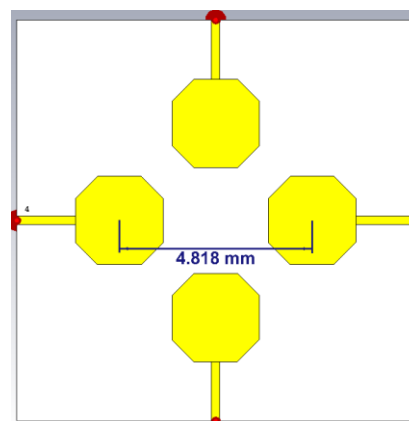


Рис. 2. Топология круговой АР

Для разработанной АР были получены результаты имитационного моделирования обратных потерь (S_{11}) для входных портов (рис. 3) и диаграммы направленности (ДН) (рис. 4).

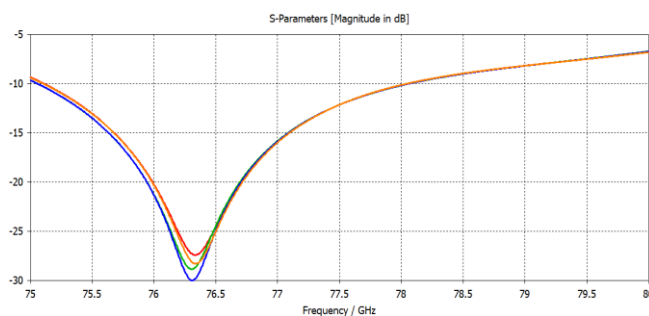


Рис. 3. S_{11} -параметры круговой АР

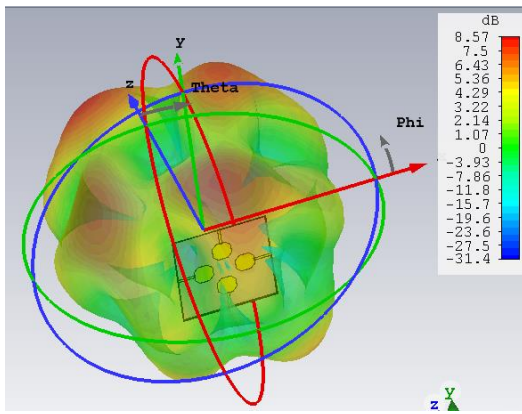


Рис. 4. Диаграмма направленности круговой АР

Согласно анализу результатов видно, что рабочий диапазон АР составляет 75–78 ГГц, что удовлетворяет установленным ограничениям для W-диапазона. Резонанс находится на частоте 76,4 ГГц (-30 дБ). Максимум излучения направлен по нормали к плоскости АР, коэффициент усиления равен 8,57 дБи.

Управление состоянием ОУМ на выходе АР осуществляется путем подачи равноамплитудного сигнала на излучатели с определённым фазовым сдвигом, при этом порядок ОУМ определяется значением этого фазового сдвига. Так, в отсутствии фазового сдвига между излучателями, на выходе АР формируется радиоизлучение с нулевым порядком ОУМ, что соответствует генерации сферических волн. Результаты имитационного моделирования z-составляющей электрического поля (E-поля) представлены на рис. 5.

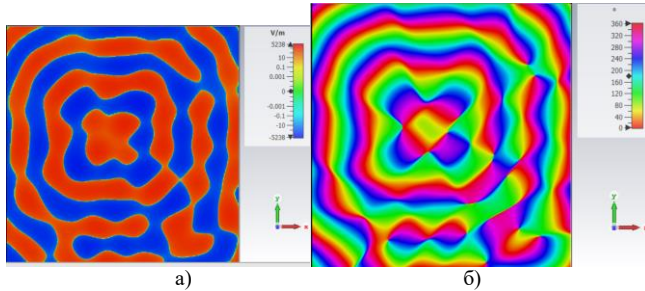


Рис. 5. Распределение интенсивности (а) и фазы (б) E_z -компоненты электромагнитного поля

Для генерации излучения с +1 порядком ОУМ, фазовый сдвиг между излучателями для данной конфигурации АР должен составлять 90° , т. е. 0° , 90° , 180° , 270° соответственно (при порядке ОУМ -1 изменения фазы происходит в обратном порядке). Результаты моделирования распределение интенсивности и фазы E_z -компоненты электромагнитного поля для +1 порядка ОУМ представлены на рис. 6.

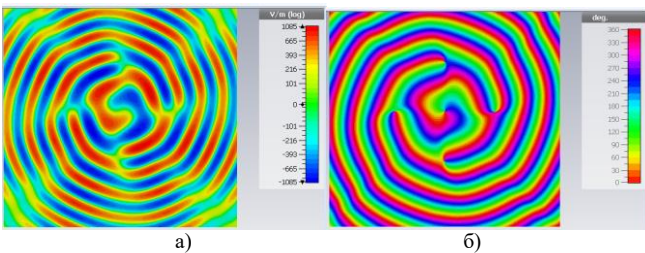


Рис. 6. Распределение интенсивности (а) и фазы (б) E_z -компоненты электромагнитного поля (порядок ОУМ +1)

III. ДИАГРАММООБРАЗУЮЩАЯ СХЕМА

Далее для разработанной конфигурации круговой АР была спроектирована диаграммообразующая схема (ДОС) на основе направленных ответвителей и микрополосковой технологии. Внешний вид ДОС представлен на рис. 7, а ее характеристики на рис. 8, 9.

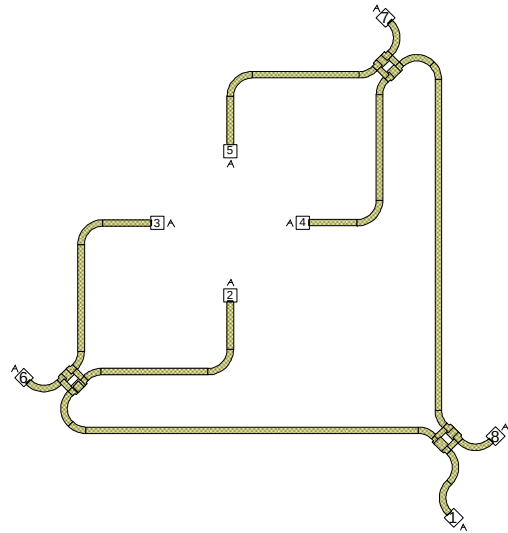


Рис. 7. Внешний вид ДОС

Моделирование ДОС осуществлялось в программном обеспечении Cadence AWR DE 15. В качестве материала подложки был использован тот же материал, что и при проектировании АР, что позволит упростить их дальнейшую интеграцию. Каждый направленный ответвитель осуществляет деление входного сигнала между двумя его выходами с разностью фаз 90° градусов. Для минимизации перекрестного влияния, входные и выходные плечи ответвителя изогнуты.

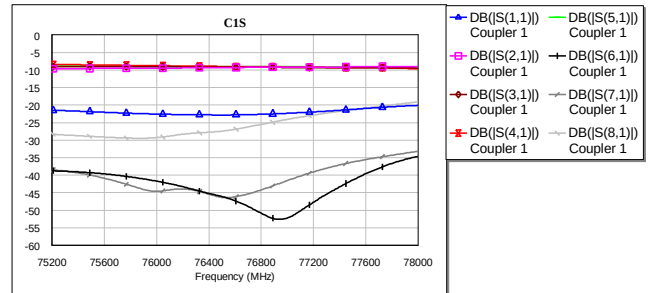


Рис. 8. S-параметры ДОС

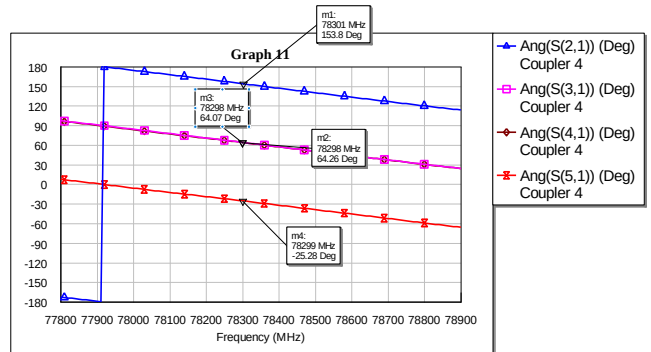


Рис. 9. График зависимости фазы от частоты ДОС

Согласно полученным результатам моделирования, обратные потери на входных и согласованных портах ДОС не превышают уровня -10 дБ в рабочем диапазоне

частот, а коэффициент передачи на порты АР составляет в среднем минус 8 дБ. При этом разность фаз между портами составляет: порты 2 – 3 = 89°; порты 3 – 4 = 89,2°; порт 4 – 5 = 89,2°; порты 5 – 2 = 89°.

После этого ДОС была подключена к разработанной модели круговой АР. Топология конечной фазированной АР показана на рис. 10, а ее диаграмма направленности (ДН) – на рис. 11.

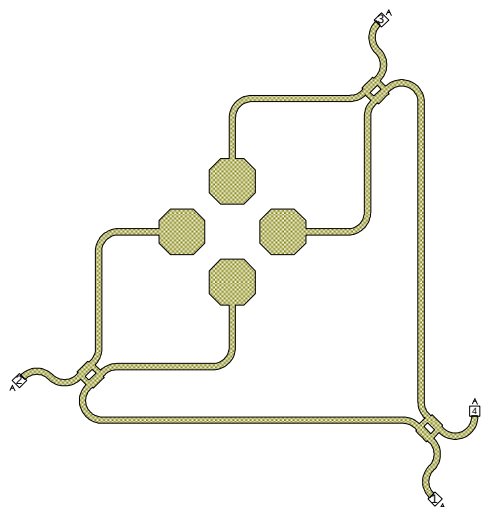


Рис. 10. Топология ДОС с подключенными АР

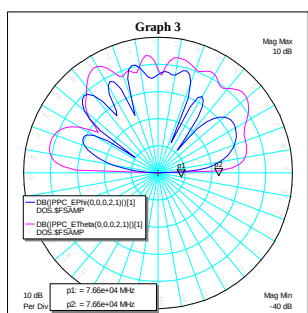


Рис. 11. ДН ФАР после подключения ДОС

Для обеспечения режима нормальной работы ФАР была реализована согласованная нагрузка в виде пленочных резисторов номиналом 50 Ом, установленных на согласованные выходы ДОС. На рис. 12 представлены результаты верификации S_{11} -параметра разработанной ФАР с терминаторами, установленными на согласованные выходы ДОС.

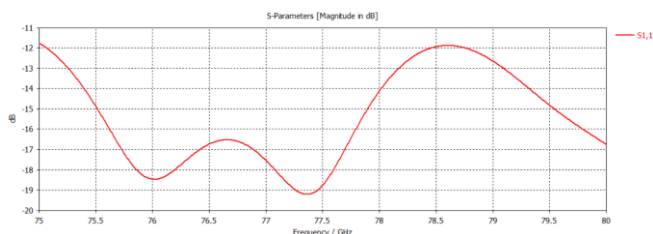


Рис. 12. S_{11} -параметры для входного порта

Как видно из графика распределения S_{11} -параметра, ФАР согласована во всем рабочем диапазоне частот.

IV. ПРОТОТИП ФАР

На основе разработанной модели ФАР на производственных мощностях компании ООО «Резонит» был изготовлен прототип ФАР для генерации +1 и -1 порядка ОУМ. Материал подложки соответствует

используемому в моделировании – Rogers RO 4350B. Внешний вид прототипа представлен на рис. 13а. Для повышения надежности устройства, а также для обеспечения возможности крепления разъема, структура платы была модифицирована путем добавления второго слоя материала Rogers RO 4350B. Состав пирога представлен на рис. 13б. Для проведения измерений изготовленного прототипа ФАР, а также для подтверждения способности генерации радиоволн с +1 и -1 порядком ОУМ, требуется дальнейшая модификация устройства путем подключения волноводно – копланарного – микрополоскового перехода.

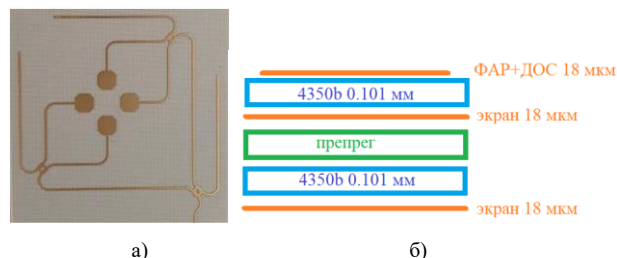


Рис. 13. Изготовленный прототип ФАР: а) внешний вид; б) состав пирога

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана модель микрополоскового излучателя в форме восьмиугольника для работы в диапазоне частот 77,5–78 ГГц. Используемый материал подложки – RO4350B. На основе излучателя собрана модель круговой антенной решетки диаметром 4,8 мм. Получены результаты моделирования обратных потерь, согласно которым рабочая полоса устройства составляет 75–78 ГГц с резонансом на частоте 76,4 ГГц. Усиление антенной решетки составляет 8,57 дБи. Управление порядком ОУМ осуществляется путем подачи равноамплитудного сигнала с заданным фазовым сдвигом между элементами решетки. На основе имитационного моделирования продемонстрирована возможность генерации радиоволн с 0, ±1 порядком ОУМ. Для созданной конфигурации круговой антенной решетки была разработана ДОС: разность фаз между портами составляет в среднем 89°. На основе разработанных схем был изготовлен прототип ФАР на подложке RO4350B в многослойной конфигурации. Для измерения ФАР необходима дальнейшая разработка перехода типа волновод–копланарная линия–микрополосок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Wu D., Zhang Z., Fu G., Shi X., Yang L. and Li X., Rotman Lens-Fed Antenna for Generating Multiple Orbital Angular Momentum (OAM) Modes With Gain Enhancement // *IEEE Access*, vol. 8, pp. 29891-29900, 2020.
- [2] Grakhova E.P., Meshkov I.K., Abdrakhmanova G.I., Bagmanov V.K., Vinogradova I.L., Gizatulin A.R., Sultanov A.K. (2019). An approach for generating and detecting the signals with the given orbital angular momentum for wireless communication systems // *Journal of Physics: Conference Series*, 1368, 042038.
- [3] Allen L., Beijersbergen M.W., Spreeuw R.J.C., Woerdman J.P., Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes // *Phys. Rev. A* 45, 8185 (1992).
- [4] Tamburini F., Mari E., Sponselli A., Thidé B., Bianchini A., and Romanato F., Encoding many channels on the same frequency through radio vorticity: First experimental test // *New J. Phys.*, vol. 14, no. 3, pp. 033001-1-033001-17, Mar. 2012.
- [5] Hui X., Zheng S., Hu Y., Xu C., Jin X., Chi H., Zhang, X. Ultralow Reflectivity Spiral Phase Plate for Generation of Millimeter-wave OAM Beam // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 966–969, 2015.

- [6] Karimi E., Schulz S. A., De Leon I., Qassim H., Upham J., Boyd R.W., Generating optical orbital angular momentum at visible wavelengths using a plasmonic metasurface, *Light: Science & Applications*, Vol. 3, No. 5, e167, 2014
- [7] MacCalli S., Pisano G., Colafrancesco S., Maffei B., Richard Ng M. W., Gray M., Q-plate for millimeter-wave orbital angular momentum manipulation, *Applied Optics*, vol. 52, no. 4, pp. 635-639, 2013.
- [8] Cheng L., Hong W., Hao Z.-C., Generation of electromagnetic waves with arbitrary orbital angular momentum modes // *Scientific Reports*, vol. 4, Apr 28, 2014.
- [9] Yao Y., Liang X., Zhu W., Li J., Geng J., Jin R., Zhuang, K. (2017). Realizing orbital angular momentum (OAM) beam with small divergence angle by luneberg lens. // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation
- [10] Bai X D, Liang X L, Sun Y T, Hu P C, Yao Y, Wang K, Geng J P and Jin R H // 2017 Experimental Array for Generating Dual Circularly-Polarized Dual-Mode OAM Radio Beams *Scientific reports* 7 p 40099
- [11] Решение ГКРЧ от 15.07.2010 №10-07-01 «О выделении полос радиочастот для радиоэлектронных средств любительской и любительской спутниковой служб».
- [12] Cvetkovski D, Hälsig T, Lankl B and Grass E 2015 An analysis of OAM modes for mm-Wave wireless communications *Proc. URSI AT-RASC (Las Palmas)* p 1.
- [13] Vinogradova I L, Meshkov I K, Grakhova E P, Sultanov A Kh, Bagmanov V Kh, Voronkova A V and Gizatulin A R 2018 Secured RoF segment in subterahertz range providing independent optical modulation of radiochannel frequency characteristics and phased antenna array beamsteering parameter *Computer Optics*. 42 p 786–99
- [14] Abdrakhmanova G I, Grakhova E P, Knyazev N S, Meshkov I K, Voronkov G S and Sultanov A Kh 2018 Microstrip ultra-wideband antenna measurements // *Proc. of Ural Symp. on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology* p 303-7.

Широкополосная патч-антенна круговой поляризации для систем глобального позиционирования GPS, ГЛОНАСС

М. Е. Суворова, А. В. Можаровский, Н. Д. Булыгин, С. С. Чуркин

ООО Радио Гигабит, Нижний Новгород, Россия

E-mail: nikita.bulygin@radiogigabit.com

Аннотация. В данной работе приведены результаты разработки и исследования широкополосной антенны правой круговой поляризации, предназначенной для работы в диапазонах L1, L2 систем глобального позиционирования GPS (1570–1610 МГц; 1217–1238 МГц) и ГЛОНАСС (1595–1615 МГц, 1240–1260 МГц) в составе антенного комплекса для обеспечения высокоскоростного широкополосного доступа для систем связи на транспорте. Структура антенны образована двумя двухсторонними печатными платами, разделенными воздушным зазором. Дополнительно проведено исследование влияния проводящих элементов, расположенных вблизи разработанной антенны, что является актуальным при ее интеграции в единый корпус с другими элементами общего антенного комплекса. По результатам полного электромагнитного моделирования показано, что разработанная антенна имеет простую структуру с хорошей повторяемостью, обеспечивающую широкополосное согласование и требуемый уровень коэффициента эллиптичности в рассматриваемых частотных диапазонах.

Ключевые слова: глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС), печатная плата, патч-антенна, широкополосная антенна, GPS, ГЛОНАСС

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается активное развитие систем связи наземного транспорта. В первую очередь такие системы решают задачи, связанные с обеспечением безопасности движения, а также с предоставлением широкополосного высокоскоростного доступа в интернет на всем протяжении маршрута следования. Современный комплекс связи транспортных средств (ТС) состоит из большого количества приемно-передающей аппаратуры и имеет в своем составе, как правило, группу антенн для обеспечения надежного функционирования всей транспортной системы. С целью уменьшения занимаемой площади, а также улучшения аэродинамических свойств ТС, все антенны по возможности заключают в единую конструкцию, образуя антенный комплекс (АК).

Важной задачей для систем связи объектов транспортной инфраструктуры является определение точного местоположения ТС, которое возможно благодаря использованию глобальных спутниковых систем навигации (ГНСС). На данный момент полностью реализованными и действующими во всем мире системами ГНСС являются GPS (США) и ГЛОНАСС (Россия). Однако в последние годы отдельные страны также ведут активные работы по развертыванию собственных ГНСС. Так, страны Евросоюза используют навигационную систему Galileo,

а с 2000-х гг. начала работать система Beidou (Китай), считающаяся изначально региональной спутниковой системой навигации (РНСС), а с 2020 года – ГНСС. Кроме того, на данный момент ведется развертывание РНСС QZSS (Япония) и NAVIC (Индия).

Большое количество систем спутниковой навигации привели к многообразию частотных полос отдельных ГНСС систем. Эта особенность потребовала или одновременного использования нескольких систем навигации, или способности у антенной аппаратуры регистрировать радионавигационные сигналы в широкой полосе. Последнее считается более выгодным и перспективным подходом, поскольку приводит к разработке единственной широкополосной антенны, осуществляющей работу сразу в диапазонах частот нескольких навигационных систем.

К дополнительным требуемым характеристикам широкополосной антенны ГНСС можно отнести компактные размеры и небольшой вес, малую стоимость системы, стабильный коэффициент усиления в полосе и низкий уровень перекрестной поляризации.

Как правило, антенны такого типа используют совместно с малошумящим усилителем (МШУ). Использование МШУ позволяет скомпенсировать в т. ч. потери в сигнале при распространении в линии передачи, соединяющей антенну с приемной аппаратурой, что, в итоге, сказывается на качестве работы всей системы целиком. Обычно используется микрополосковая линия передачи (МЛП) для входного интерфейса антенны из-за легкости монтажа усилителя.

В большинстве устройств спутниковой навигации используются двухдиапазонные антенны [1]–[3]. К основным недостаткам таких антенн относят их относительную узкополосность в каждом поддиапазоне и низкий уровень коэффициента усиления. Кроме того, такие антенны имеют достаточно сложную конфигурацию системы питания с многочисленными каскадами и дополнительными компонентами, удорожающими конструкцию антенны. Одними из наиболее популярных типов таких антенн являются антенны на кольцеобразных патчах с апертурным возбуждением [4]–[5]. Однако в большинстве реализаций данное решение также является достаточно узкополосным.

Еще одним альтернативным подходом являются антенны на основе метаповерхностей [6]. Основным преимуществом использования данной методики является расширение полосы по коэффициенту эллиптичности и коэффициенту отражения. Однако габариты такой антенны обычно являются достаточно большими в сравнении с другими подходами.

В настоящей работе представлена эффективная конструкция антенны ГНСС с сопутствующей системой распределения сигнала. Основное преимущество рассматриваемой антенны заключается в широкополосном согласовании по коэффициенту отражения и коэффициенту эллиптичности. Разработанная антенна правой круговой поляризации предназначена для работы в диапазонах L1, L2 систем глобального позиционирования GPS (1570–1610 МГц; 1217–1238 МГц) и ГЛОНАСС (1595–1615 МГц, 1240–1260 МГц) в составе антенного комплекса высокоскоростного широкополосного доступа для систем связи на транспорте. Важным требованиям к рассматриваемой антенне является учет влияния проводящих элементов, расположенных вблизи разработанной антенны, что является актуальным при ее интеграции в единый корпус с другими компонентами общего антенного комплекса.

II. КОНФИГУРАЦИЯ GNSS-АНТЕННЫ

Разработанная антенна образована комбинацией двух подложек, выполненных на материале FR-4 ($\epsilon = 4.6$, $\tan\delta = 0.022@1\text{ГГц}$). Высота подложек составляет $H1 = 0.8$ мм. Подложки разделены воздушным зазором величиной $H2 = 7$ мм и закреплены в антенне с помощью тefлоновых стоек. На верхней подложке с противоположных сторон реализованы круглый и кольцообразный патчи. Круглый патч радиусом $R = 45$ мм, расположенный на слое 1, обеспечивает появление резонансного пика на кривой обратных потерь антенны на верхних частотах систем GPS (1570–1610 МГц), ГЛОНАСС (1595–1615 МГц), кольцообразный патч радиусом $R_{in} = 47$ мм и $R_{out} = 55$ мм, расположенный на слое 2, дает резонансный пик в полосе L2 GPS (1217–1238 МГц), ГЛОНАСС (1240–1260 МГц). Внешний вид описанной выше антенны представлен на рис. 1.

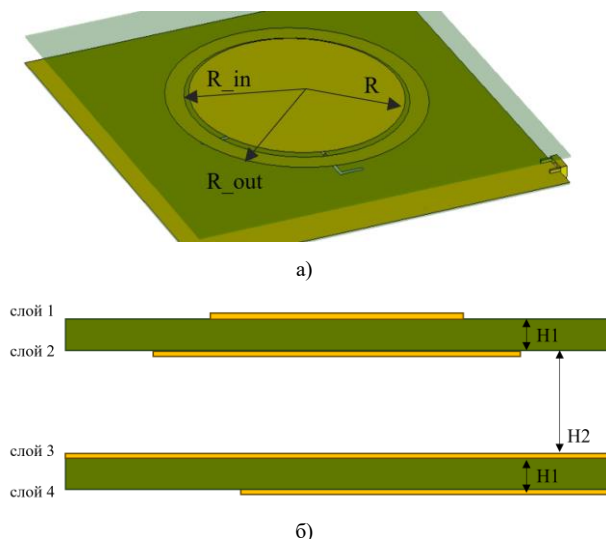


Рис. 1. а) 3D модель и б) структура разработанной антенны

Одним из способов создания круговой поляризации на патч-антенне является ортогональное подведение двух сигналов с равной амплитудой и разностью фаз 90 градусов [7]. Для создания круговой поляризации в системе распределения на основе микрополосковой линии необходимо разделить сигнал на две ветки, на одной из которых дополнительно сформировать требуемый набег фаз. Для этого может быть использовано несколько подходов таких, как

применение квадратурного делителя или симметричного делителя с дополнительной линией задержки. В настоящей работе выбор был сделан в пользу симметричного делителя Уилкинсона с дополнительной четвертьволновой линией на одном из его выходов, ввиду его большей компактности и возможности широкополосного согласования по коэффициенту отражения. Длина линии задержки была выбрана для создания набег фаз 90 градусов на центральной частоте рассматриваемой антенны 1.4 ГГц. При этом разность фаз на выходах системы распределения составляет 66–116 градусов во всем рассматриваемом диапазоне частот, как показано на рис. 2.

Возбуждение патчей происходит через П-образные щели, расположенные на слое 3. Такой способ подведения сигнала к патчам позволяет значительно увеличить полосу согласования антенны по сравнению с возбуждением через переходное отверстие [8]. Общий каркасный вид антенны с системой подведения представлен на рис. 3.

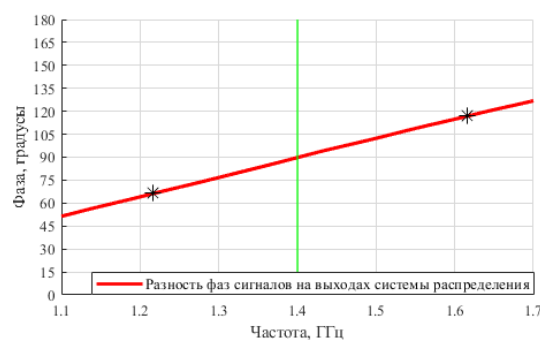


Рис. 2. Разность фаз на выходах системы распределения

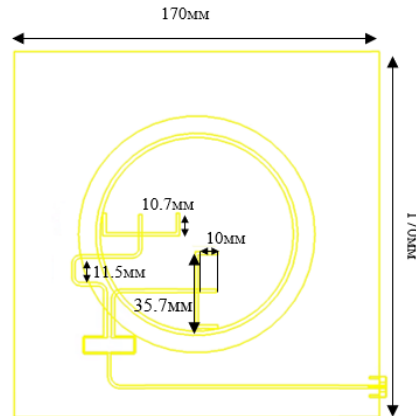


Рис. 3. Каркасный вид антенны сверху

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

A. Исследование характеристик отдельной антенны

Исследование характеристик разработанной антенны было проведено с помощью полного электродинамического моделирования в САПР. Поскольку в антенном комплексе ГНСС антенна будет расположена на проводящем основании, которое, в свою очередь, должно быть укреплено на крыше ТС, то в модели антенны был учтен металлический экран в ~5 раз превышающий её размеры.

Ввиду того, что апертурное возбуждение антенны приводит к незначительному излучению со стороны

микрополосковой линии, экран не должен оказывать существенного влияния на согласование антенны и характеристики излучения. Данное предположение было подтверждено в процессе оптимизации характеристик антенны для расстояний больше 30 мм.

Полученные по результатам моделирования зависимости коэффициента отражения и коэффициента эллиптичности от частоты представлены на рис. 4 и 5 соответственно для значения расстояния до экрана 30 мм.

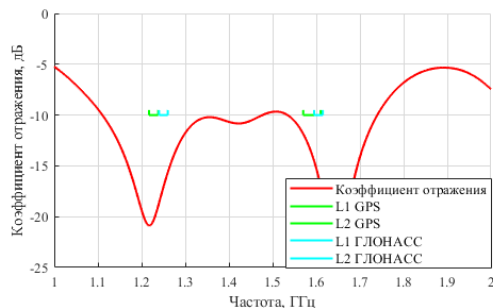


Рис. 4. Зависимость коэффициента отражения антенны от частоты

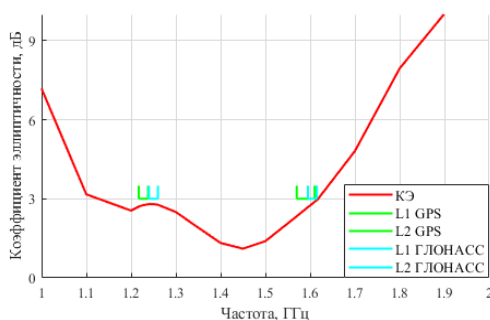


Рис. 5. Зависимость коэффициента эллиптичности антенны от частоты

По результатам моделирования полоса согласования антенны по уровню коэффициента отражения -10дБ закрывает диапазон 1.1–1.7 ГГц, что составляет более 42 %. В требуемых полосах L1 обеих систем навигации коэффициент отражения составляет не более -12дБ. Коэффициент эллиптичности по уровню 3дБ (0,707) достигается в диапазоне частот 1.1ГГц – 1.62ГГц, что также полностью включает рассматриваемые полосы систем ГНСС.

Поскольку антенная система включается в свой состав металлический экран, то излучаемая мощность распределяется в основном в верхнее полупространство, обеспечивая формирование ближних к осесимметричным диаграмм направленности с шириной луча более 90 градусов по уровню половинной мощности и 120 градусов по уровню -10 дБ, что также видно по результатам моделирования, представленным на рис. 6.

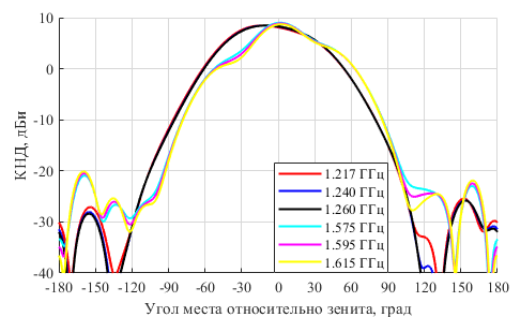
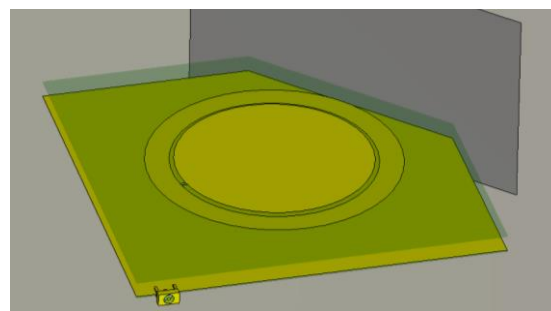


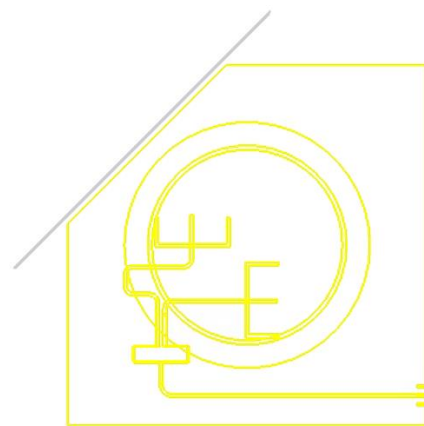
Рис. 6. Диаграмма направленности антенны на крайних и центральных частотах диапазонов GPS, ГЛОНАСС

В. Моделирование антенны вблизи металлической стенки

В связи с необходимостью интеграции разрабатываемой антенны в общий антенный комплекс, подразумевающий использование близкорасположенной металлической перегородки сбоку от ГНСС антенны, необходимой для взаимной изоляции различных антенн, важным этапом при разработке является исследование влияния данной стенки на характеристики всей системы. Модель взаимного расположения разработанной ГНСС антенны и изолирующего экрана представлена на рис. 7.



а)



б)

Рис. 7. а) конструкция антенны с близкорасположенной стенкой и металлическим экраном и б) вид антенной системы сверху

Исследование заключалось в изменении ориентации металлической стенки относительно антенны, а также определение оптимального расстояния от нее до центра антенны. Полученные в ходе моделирования значения коэффициента отражения при различных величинах расстояний от центра антенны до стенки представлены на рис. 8.

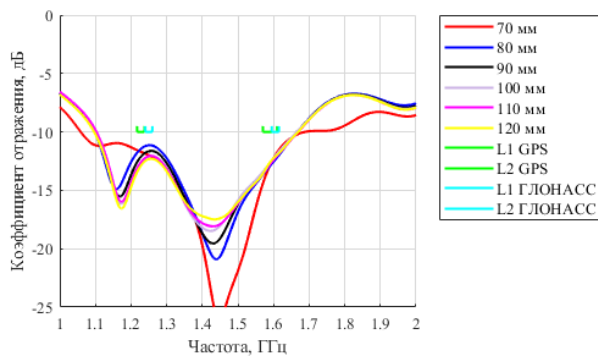


Рис. 8. Зависимость коэффициента отражения от частоты при разном расстоянии от центра антенны до металлической стенки

По данным графика можно сделать вывод, что для выбранной ориентации металлической стенки относительно ГНСС антенны изменение расстояния от центра антенны до проводящей стенки не оказывает существенного влияния на коэффициент отражения системы. Он остается достаточно стабильным для всех рассмотренных величин, и обеспечивает уровень согласования ниже -12 дБ в требуемых частотных диапазонах.

Большее влияние изолирующей стенки было выявлено на значение коэффициента эллиптичности исследуемой системы, поскольку металлическая стенка выступает как неоднородность при распространении электромагнитной волны, оказывая различное влияние на компоненты вектора напряженности электрического поля, что может нарушить образование требуемой правой круговой поляризации. Результаты моделирования представлены на рис. 9.

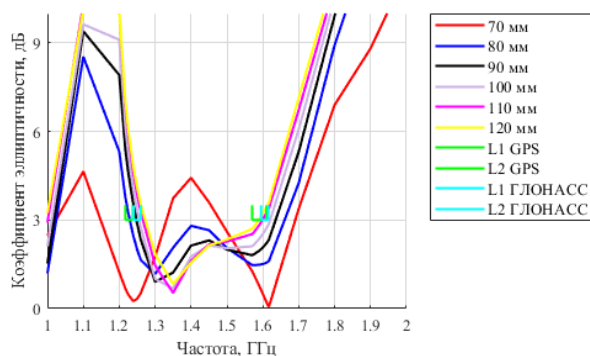


Рис. 9. Зависимость коэффициента эллиптичности от частоты при разном расстоянии от центра антенны до металлической стенки

Как видно из приведённых результатов, обнаруживается существенная частотная зависимость, в значительной мере изменяющаяся при вариации расстояния между стенкой и центром ГНСС антенны. Так для расстояния 70 мм достигается оптимальное частотное распределение коэффициента эллиптичности. При этом на целевых частотах полос L1 и L2 формируются минимумы коэффициента эллиптичности,

причем со значениями не более 1.57 дБ (0.84). Осевое соотношение при удалении вертикальной стенки от центра антенны становится более узкополосным за счет сближения двух резонансов, однако не обеспечивает величины в 3дБ для диапазонов L1, L2 GPS, ГЛОНАСС.

Результаты моделирования диаграмм направленности для основной (правой) поляризации для разработанной антенны с дополнительной изолирующей стенкой на расстоянии 70 мм до центра антенны представлены на рис. 10.

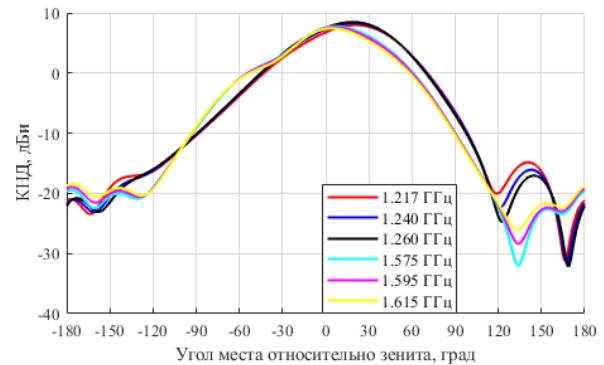


Рис. 10. График КУ антенны и перекрестной поляризации в направлении нормали

Как видно из результатов моделирования коэффициент направленного действия разработанной антенны составляет в среднем 7.2 дБи в рассматриваемых рабочих полосах. При этом внесение изолирующей стенки немного отклоняет основной луч диаграммы направленности с сохранением ширины луча.

Таким образом, вертикальная металлическая стенка оказала существенное влияние на создание правой круговой поляризации у ГНСС антенны, при этом не наблюдалось в значительной мере деградации коэффициента отражения для полной структуры. Определение оптимального расстояния между антенной и изолирующей стенкой, а также выбор их взаимной ориентации позволил оптимизировать основные характеристики антенны.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная работа содержит разработки по исследованию широкополосной антенны правой круговой поляризации, предназначенной для работы в диапазонах систем глобального позиционирования GPS и ГЛОНАСС в составе антенного комплекса для обеспечения высокоскоростного широкополосного доступа для систем связи на транспорте. Для разработанной антенны проведено исследование влияния окружающих проводящих элементов для корректной интеграции в состав единого антенного комплекса. По результатам электродинамического моделирования получено, что разработанная антенна обеспечивает уровень обратных потерь ниже -11.4 дБ в полосе пропускания >45% и уровень коэффициента эллиптичности ниже 1.57 дБ в требуемых полосах L1, L2 GPS, ГЛОНАСС.

В качестве дальнейших шагов в настоящем исследовании можно выделить миниатюризацию за счет перехода разработанной структуры на керамические подложки с высоким значением диэлектрической проницаемости, изготовление с последующим тестированием прототипов и интеграцию с МШУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Z. Wang, S. Fang, S. Fu, S. Lü, “Dual-Band Probe-Fed Stacked Patch Antenna for GNSS Applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation*, vol. 8, pp. 100–103, 2009.
- [2] Y. Zhou, S. Koulouridis, G. Kizitas, and J. L. Volakis, “A novel 1.5” quadruple antenna for tri-band GPS applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 224–227, 2006.
- [3] Sun, H. Zheng and Ying Liu, “Compact dual-band circularly polarised GNSS antenna”, *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 51, No. 20, pp. 1559–1560, 2015.
- [4] S. Sharma, A. Ugley and K. Parikh, “A Novel U-slot Aperture Coupled Annular-Ring Microstrip Patch Antenna for Multiband GNSS Applications”, 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2020.
- [5] Y. Q. Zhang, X. Li, L. Yang and S. X. Gong, “Dual-Band Circularly Polarized Annular-Ring Microstrip Antenna for GNSS Applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 615–618, 2013
- [6] M. Sumi, “A Circularly Polarized Metasurface Antenna Comprising Rectangular Loops with Gaps for GNSS Receivers”, *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2019.
- [7] C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, pp. 182, 2008.
- [8] T. A. Milligan, *Modern antenna design*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, pp. 306–309, 2005.

Разработка и исследование СШП антенн, предназначенных для размещения в диэлектрической среде

Е. В. Балзовский, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев

*Институт сильноточной электроники Сибирского отделения
Российской академии наук (ИСЭ СО РАН)
bev@lhfe.hcei.tsc.ru*

Аннотация. На основе сверхширокополосной комбинированной антенны, представляющей собой комбинацию электрического и магнитного излучателей, рассматривается возможность сохранения направленных свойств и согласования в широкой полосе частот при размещении антенны целиком в однородной среде со значением диэлектрической проницаемости до 7. С помощью численного моделирования показано, что из-за неравенства запасов электрической и магнитной энергии в ближней зоне антенны при увеличении диэлектрической проницаемости среды необходимо корректировать форму электродов антенны. Приведены две конструкции антенн в среде: плоской печатная антенна, предназначенная для использования в биомедицинских измерениях, и антенна цилиндрической формы для размещения в скважине.

Ключевые слова: сверхширокополосное излучение, антенна, антенна в среде, диэлектрическая проницаемость, комбинированная антенна

1. ВВЕДЕНИЕ

Благодаря широкому частотному спектру и высокой разрешающей способности короткие сверхширокополосные (СШП) импульсы применяются в устройствах ближней радиолокации, технического зрения и подповерхностной локации. Развитие таких направлений, как многоракурсная радиотомография частей тела человека [1–2], локальное энергетическое воздействие на фрагменты опухоли [3] с использованием антенной решетки, обмен данными между имплантатами, то есть радиосвязь внутри тела [4], застенная радиолокация [5], скважинная радиолокация [6–7] с использованием СШП импульсов требуют, чтобы антенны размещались либо непосредственно в среде, либо были помещены в модельный диэлектрик, являющийся согласующим слоем. Антенна является областью перехода от волн в направляющей линии к электромагнитной волне в сложном пространстве, состоящем как минимум из одной границы раздела, и её свойства становятся зависимыми от свойств среды. Это обстоятельство необходимо учитывать при разработке антенн. При размещении антенн вблизи границы раздела воздух-диэлектрик необходимо принимать меры для согласования антенны с фидером.

Известны многие антенны, пригодные для излучения СШП импульсов как слабонаправленные: диполи и монополи с расширенной полосой пропускания, так и с выраженной направленностью излучения: антенны Вивальди, ТЕМ-антенны с различной формой

электродов. Для излучения СШП импульсов характеристики направленности и входной импеданс антенны должны сохраняться в допустимых пределах в полосе частот, достигающей двух и более октав. Если антенна используется как элемент антенной решетки, то она должна иметь минимально возможные размеры.

Малоразмерные антенны имеют слабо зависящие от частоты характеристики направленности, но сильно меняющийся с частотой входной импеданс. Для уменьшения электрических размеров антенны нужно расширять полосу согласования в область нижних частот. Согласно [8], добротность антенны в большей части зависит от запаса реактивной энергии W_r в области V_a вблизи антенны:

$$W_r = \int_{V_a} \left(\frac{\mu\mu_0 \mathbf{H}^2}{2} - \frac{\varepsilon\varepsilon_0 \mathbf{E}^2}{2} \right) dv,$$

где $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ – векторы напряженности электрического и магнитного поля, ε_0 , ε , μ_0 , μ – диэлектрическая и магнитная проницаемость среды, абсолютная и относительная, соответственно. W_r не участвует в формировании излучаемой волны, а периодически переходит из ближней зоны в генератор и обратно и определяет мнимую часть потока вектора Пойнтинга через сечение S , соответствующее входу антенны. Поток W_r через S в среднем за период равен нулю, а его амплитуда определяет реактивную мощность антенны и реактивную составляющую ее входного сопротивления. Для расширения полосы согласования антенна должна представлять собой комбинацию излучателей электрического и магнитного типов, обеспечивающих уменьшение W_r за счет подбора нужного соотношения между моментами электрических и магнитных токов, а сдвиг фаз должен быть близок к $\pi/2$ на всех частотах. Эта возможность реализована в комбинированных антеннах [9–10]. Внесение диэлектрика в раскрыв антенны с целью улучшить согласование с фидером при размещении антенны в воздухе [11] или вблизи диэлектрического полупространства [12] требует изменения размеров электродов антенны в зависимости от ε . В настоящей работе представлены результаты моделирования и измерения характеристик двух типов комбинированных антенн, целиком помещенных в безграничную среду с $\varepsilon = 4$ –7.

II. ЦИЛИНДРИЧЕСКАЯ КОМБИНИРОВАННАЯ АНТЕННА С МАКСИМУМом ИЗЛУЧЕНИЯ ПОПЕРЕК ОСИ АНТЕННЫ

Прототипом для разработанной антенны являлась антенна, предложенная в [9]. Для реализации опытного

Работа выполнена в рамках государственного задания
Министерства науки и высшего образования Российской Федерации
по теме № FWRM-2021-0002

образца применен принцип масштабирования, при котором антенна изготовлена в большем масштабе, а расчет и измерения проводились на кратно меньших частотах. Конструкция антенны изображена на рис. 1. Диаметр антенны 120 мм, высота 260 мм. Центральная часть антенны выполнена печатным способом на листе фольгированного стеклотекстолита 1 размером 120x170 мм и толщиной 2 мм. Печатный проводник 2 представляет собой плечо несимметричного диполя и одновременно образует щелевой излучатель 3 или магнитный диполь. За счет специально подобранного профиля щелевой линии 4 и конфигурации проводников в области точки питания 5 создаются необходимое амплитудно-фазовое соотношение между токами, возбуждающими излучатели электрического и магнитного типов. Это улучшает согласование антенны в широком диапазоне частот и улучшает направленные свойства. Задняя часть антенны выполнена в виде металлического экрана 6. По торцам антенны расположены полые цилиндры 7, выполняющие функцию «запирающих стаканов». Пространство вокруг пластины стеклотекстолита заполнено съемными элементами 8 из диэлектрика с $\varepsilon = 3,5$. Для настройки антенны и проведения измерений пространство вокруг антенны заполнялось увлажненным песком с $\varepsilon = 4$ –6 через тонкий слой диэлектрика, не допускающего непосредственного контакта металлических элементов антенны со средой. Направление максимума излучения указано стрелкой.

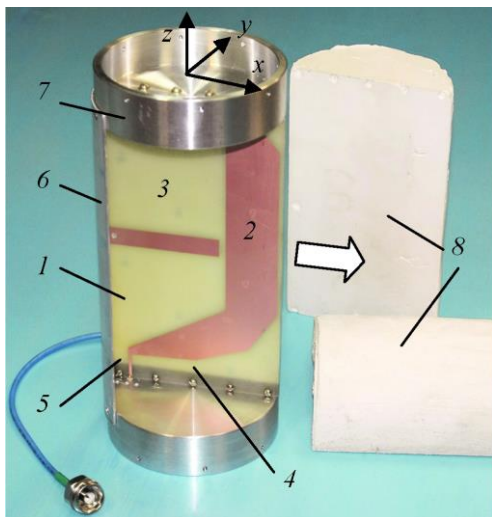


Рис. 1. Внешний вид антенны.

Измерения характеристик антенны были проведены при помощи двух стендов. Один с модельной средой, диэлектрическую проницаемость и проводимость которой можно менять в широких пределах – это деревянная емкость 2x1,2x1,2 м, заполненная влажным песком, в которую вдоль длинной оси вставлена пластмассовая труба, позволяющая размещать антенну внутри. Второй стенд представляет собой пластиковую трубу, горизонтально закопанную на 1,5 м в глинистый грунт, с торцов которой можно вставлять антенну. Измеренный модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ представлен на рис. 2.

Временная форма возбуждающего антенну импульса напряжения U_g , длительностью 3,5 нс по уровню 0,1, приведена на рис. 3 (кривая 1). Временная форма напряжения напряженности электрического поля E , восстановленная по результатам измерения напряжения

на выходе малоискажающей дипольной антенны, размещенной на поверхности грунта над излучателем, приведена на рис. 3 (кривая 2). При измерениях диаграммы направленности в Н-плоскости разработанная антенна поворачивалась вокруг своей оси внутри измерительного стенда, приемный диполь располагался на поверхности песка.

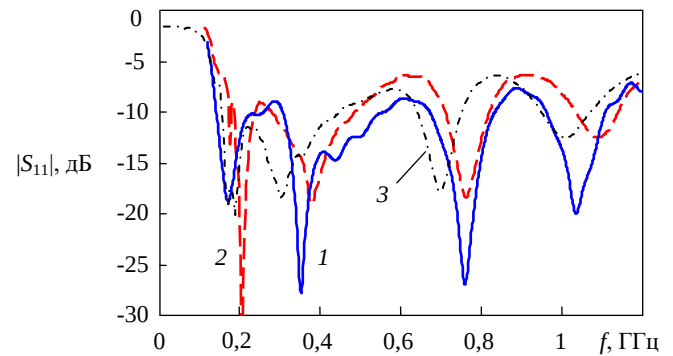


Рис. 2. Измеренный коэффициент отражения антенны. 1 – влажный песок с $\varepsilon \approx 3,8$; 2 – реальный грунт; 3 – расчет для $\varepsilon = 4$.

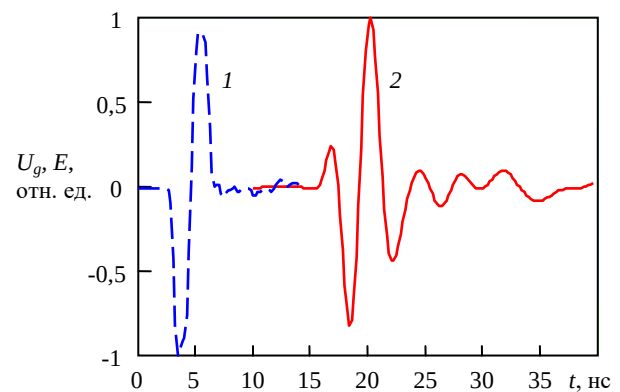


Рис. 3. Временная форма импульса напряжения генератора (1) и напряженности электрического поля (2).

Диаграммы направленности по пиковой напряженности поля в двух плоскостях при воздействии биполярным импульсом напряжения длительностью 3,5 нс приведены на рис. 4. Для измерения угловой зависимости поля в Е-плоскости разработанная антенна располагалась в центре измерительного стенда, а приемный диполь перемещался по поверхности песка вдоль большей оси верхней поверхности стенда. Положительные углы θ соответствуют $\varphi = 0$, отрицательные – $\varphi = 180^\circ$.

В каждом направлении регистрировалась форма принятого импульса и с помощью преобразования Фурье, для каждого угла строился частотный спектр. Диаграмма направленности антенны (угловая зависимость спектральных составляющих) сохраняет выраженный максимум излучения в полосе частот 0,3–1 ГГц. Несмотря на конечный объем среды в измерительном стенде, полученная экспериментальная характеристика направленности разработанной антенны близка к расчетной диаграмме направленности антенны в безграничной среде с $\varepsilon = 4$.

Моделирование антенны при значениях $\varepsilon = 2$ –5 показало, что незначительные модификации геометрии электродов позволяют добиться согласования антенны с 50 Ом фидером при $K_{ВСН} \leq 2,5$ и стабильности максимума диаграммы направленности в трехкратной

полосе частот. Подход, основанный на комбинации излучателей электрического и магнитного типов, позволил разработать цилиндрическую СШП антенну с питанием вдоль оси и максимумом излучения перпендикулярно оси антенны.

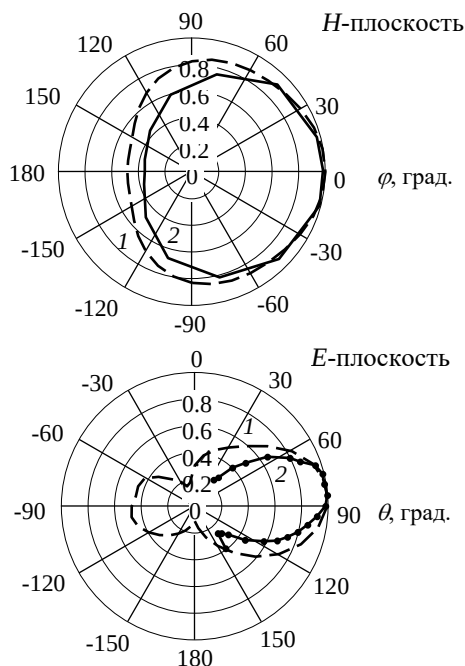


Рис. 4. Направленные свойства антенны в Н- и Е-плоскости. 1 – рассчитанная ДН в бесконечной среде; 2 – измеренная угловая зависимость поля E_z на поверхности стенда с модельной средой

III. АНТЕННА С МАКСИМУМ ИЗЛУЧЕНИЯ ВДОЛЬ ОСИ АНТЕННЫ

Для ряда применений необходимо питание антенны со стороны, обратной максимуму излучения. За основу при разработке такой антенны в среде была взята плоская СШП антенна [13], работающая в диапазоне UWB 3,1–10,6 ГГц. Конструкция антенны, разработанной для размещения в диэлектрической среде, приведена на рис. 5. На двух сторонах диэлектрической подложки 1 из стеклотекстолита с $\varepsilon = 4,6$ толщиной 0,5 мм печатным образом выполнены печатные проводники 2 и 3, образующие излучающие электроды антенны. Внутренняя часть проводников 2 и 3 образует плавный переход 4 к линии 5, присоединенной к входному разъему 6 типа SMA-розетка.

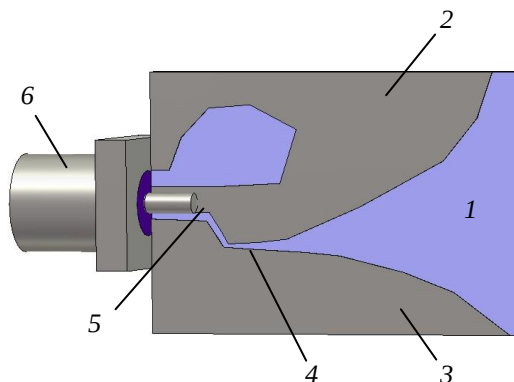


Рис. 5. Конструкция антенны

Пластина с электродами антенны заливается полиуретановым компаундом с неорганическим наполнителем. Варьируя содержание наполнителя,

можно изменять ε получающейся смеси. Контроль величины ε проводится с помощью измерений образца смеси в коаксиальной ячейке. Внешний диаметр антенны 16 мм, длина подложки 22 мм. При моделировании всё пространство расчетной области кроме элементов антенны заполнено диэлектриком с $\varepsilon = 7$.

Рассчитанный $|S_{11}|$ антенны в безграничной среде приведен на рис. 6. Нижняя частота, при которой антенна согласована с фидером на уровне $|S_{11}| < 2$ равна 3,2 ГГц. На этой частоте поперечный размер составляет 0,17 длины волны в свободном пространстве или 0,45 длины волны в диэлектрической среде с учетом коэффициента укорочения $\sqrt{\varepsilon}$. В диапазоне 6–12 ГГц наблюдается значительное рассогласование антенны с фидером. Манипуляции с геометрией электродов антенны с целью улучшения согласования приводят к нестабильности диаграммы направленности в диапазоне.

Несмотря на достаточно высокие значения $|S_{11}|$, временная форма излученного импульса при возбуждении антенн биполярным импульсом напряжения длительностью 0,15 нс соответствует типовой форме поля излучения СШП комбинированных антенн, как показано на рис. 7. Максимальное значение отраженного от входа антенны импульса не превышает половины от уровня временных лепестков возбуждающего импульса

Рассчитанные характеристики направленности антенны в среде на отдельных частотах представлены на рис. 8. Антенна сохраняет выраженные направленные свойства в диапазоне частот 3,2–13 ГГц. Имеется устойчивый максимум излучения вдоль длинной стороны подложки, на которой расположены металлические электроды антенны. Разрушение главного лепестка диаграммы направленности антенны происходит на частотах выше 14 ГГц.

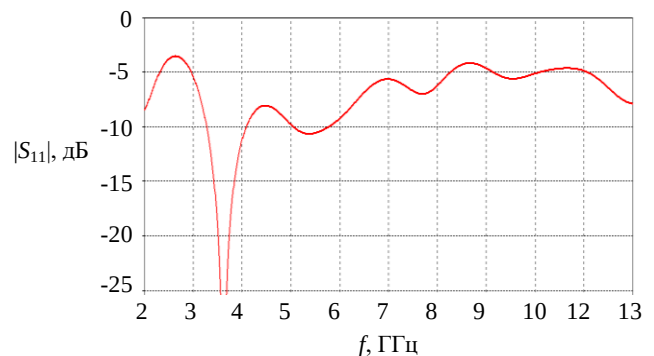


Рис. 6. Модуль коэффициента отражения антенны в среде

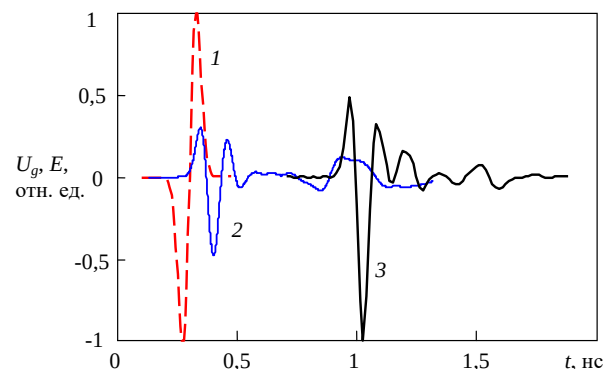


Рис. 7. Импульс напряжения генератора на входе антенны (кривая 1), отраженный от входа импульс (кривая 2), импульс напряженности поля на расстоянии 30 см от антенны (кривая 3)

Разработанная антенна с вытянутой подложкой и питанием со стороны, обратной максимуму излучения может быть применена в качестве элемента антенной решетки в системах радиотомографии биологических объектов и сложных диэлектрических сред.

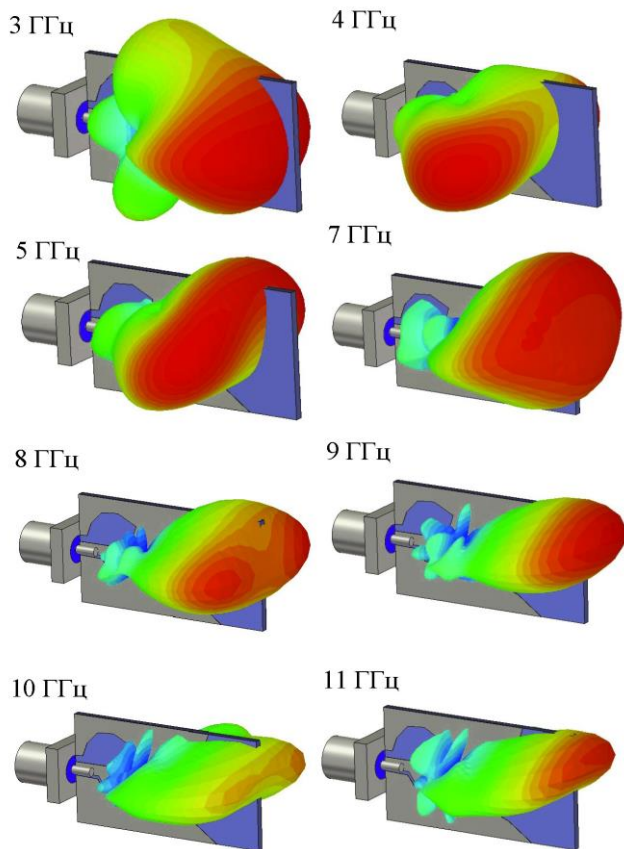


Рис. 8. Диаграмма направленности антенны в среде на различных частотах

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе сверхширокополосной комбинированной антенны, представляющей собой сочетание излучателей электрического и магнитного типов, рассматривается возможность сохранения направленных свойств и согласования в широкой полосе частот при размещении антенны целиком в однородной среде со значением диэлектрической проницаемости до 7. С помощью численного моделирования показано, что из-за неравенства запасов электрической и магнитной энергии в ближней зоне антенны при увеличении диэлектрической проницаемости среды необходимо корректировать форму электродов антенны. Приведены две конструкции антенн в среде. Антенна цилиндрической формы с питанием вдоль оси и максимум излучения в направлении, перпендикулярном оси антенны, может быть использована для размещения в скважине. Плоская печатная антенна, предназначена для использования в биомедицинских измерениях и

может являться элементом антенной решетки быстродействующего радиотомографа.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Авторы выражают благодарность Томскому региональному центру коллективного пользования Томского научного центра Сибирского отделения Российской академии наук за предоставленные приборы WaveMaster 830Zi (LeCroy) and N5227A (Agilent Technologies).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Li X., Bond E.J., Van Veen B.D., Hagness S.C. An overview of ultra-wideband microwave imaging via space-time beamforming for early-stage breast-cancer detection // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2005. Vol. 47. No. 1. P. 19-34. DOI: 10.1109/MAP.2005.1436217
- [2] Shipilov S., Ereemeev A., Yakubov V., Fedyanin I., Satarov R., Zavyalova K., Shipilova S., Balzovsky E. Use of multi-angle ultra-wide band microwave sounding for high resolution breast imaging // *Medical Physics*. 2020. Vol. 47. No. 10. P. 5147-5157. DOI: 10.1002/mp.14408
- [3] Lim S., Yoon Y.J. Phase compensation technique for effective heat focusing in microwave hyperthermia systems // *Applied Sciences*. 2021. Vol. 11. No. 5972. P. 1-15. DOI: 10.3390/app11135972
- [4] Andreu C., Garcia-Pardo C., Fomes-Leal A., Cabedo-Fabrés M., Cardona N. UWB in-body channel performance by using a direct antenna designing procedure // *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, France, 2017. PP. 278-282, DOI: 10.23919/EuCAP.2017.7928416
- [5] Through-the-wall radar imaging, ed. by M. G. Amin. CRC Press, 2011. 586 p.
- [6] Slob E., Sato M., Olhoeft G. Surface and borehole ground-penetrating-radar developments // *Geophysics*. 2010. V. 75. No. 5. P. 75A103-75A120. DOI: 10.1190/1.3480619
- [7] Li T., Yang H., Zhao Q., Zhou Zh. Development of a single-borehole radar for well logging // *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. 2012. Vol. 10. No. 8. P. 1985-1991. DOI: 10.11591/TELKOMNIKA.V10I8.1629
- [8] Беличенко В.П., Буянов В.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. Новосибирск: Наука, 2015. 480 с.
- [9] Koshelev V.I., Buyanov Y.I., Kovalchuk B.M., Andreev Yu.A., Belichenko V.P., Efremov A.M., Plisko V.V., Sukhushin K.N., Vizir V.A., Zorin V.B. High-power ultrawideband electromagnetic pulse radiation // *SPIE Proceedings*. 1997. Vol. 3158. P. 209-219. DOI: 10.1117/12.279432
- [10] Андреев Ю.А., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания // *Радиотехника и электроника*. 2005. Т. 50. №5. С: 585-594.
- [11] Hyvernaud J, Martinod E., Bertrand V., Negrier R., Andrieu J., Lalande M. Design of a high-power UWB antenna incorporating a solid dielectric for electronic warfare applications // *International Journal of Antennas and Propagation*. 2021. Vol. 2021. Article ID 3040640. P. 1-7. DOI: 10.1155/2021/3040640
- [12] Nadir H., Gharzouni A., Martinod E., Feix N., Tantot O., Bertrand V., Rossignol S., Lalande M. Small form factor UWB antenna integrating geopolymer dielectric material // *IET Microwave Antennas and Propagation*. 2019. Vol. 13. No. 12. PP. 2146-2152. DOI: 10.1049/iet-map.2018.5776.
- [13] Kwon D.H., Balzovsky E.V., Buyanov Y.I., Kim Y., Koshelev V.I., Small printed combined electric-magnetic type ultrawideband antenna with directive radiation characteristics // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2008. Vol. 56. No. 1. P. 237-241. DOI: 10.1109/TAP.2007.913153

Исследование влияния радиопрозрачного обтекателя на амплитудные и фазовые характеристики антенн и антенной системы

Н. В. Коробейников, М. П. Дергачев*

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск

*Jogabonito55@mail.ru

УДК 621.396.677.859

Аннотация. Рассматривается конструкция и радиотехнические характеристики антенн и антенной системы для пассивного канала пеленгатора, работающей в широкой полосе частот, а также влияние радиопрозрачного обтекателя на ее работу. Приведен процесс проектирования и моделирования возможных конструкций с различными вариантами исполнения. Продемонстрировано сравнение полученных результатов в зависимости от размещения антенн под обтекателем, а также результат применения радиопоглощающего материала.

Ключевые слова: антенная система, малогабаритная спиральная антенна, логопериодическая зигзагообразная антенна, пассивный канал пеленгатора, математическое моделирование, радиопрозрачный обтекатель, радиопоглощающий материал

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время большим спросом пользуются новые современные системы пеленгации для головок самонаведения, в которых, как правило, многое зависит от антенной части, ведь именно она определяет рабочий диапазон и габариты изделия. В данной работе поставлена цель: разработка антенной системы (АС) пассивного канала пеленгатора, работающей в широкой полосе частот и размещенной в ограниченном объеме объекта носителя под радиопрозрачным обтекателем (РПО) объекта.

В статье рассматривается экспериментальная отработка размещения антенных элементов относительно стенки РПО, выбор оптимального типа антенны, применение радиопоглощающего материала (РПМ) для улучшения характеристик антенной системы. Сложность работы заключается в том, что обтекатель имеет свою диэлектрическую проницаемость, вследствие чего электромагнитная волна искажается на пути распространения и переотражается от стенок, что, разумеется, приводит к ухудшению пеленгационных характеристик.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основная задача, решаемая при проектировании и отработке варианта антенной системы, заключалась в определении типа антенны, мест установки антенн в выделенном объеме отсека и обеспечении требуемых ошибок пеленгации системы при всех возможных углах обзора и принимаемой поляризации сигнала. Также необходимо свести к минимуму влияние РПО на работу системы.

По требованиям технического задания требовалась разработка антенного элемента и размещение антенной системы пеленгатора в двух различных исполнениях: на плоскости (диске) и по окружности цилиндра.

Выбранный тип антенны должен соответствовать массогабаритным характеристикам в проектируемом изделии и работать в необходимом диапазоне частот.

Требования к антенне:

- перекрытие по частоте 5, не менее;
- КСВН, не более 3;
- ширина ДН по уровню минус 3 дБ, не менее 40°;
- коэффициент усиления, не менее минус 3 дБ;
- высота антенны для первого исполнения АС, 30 мм, не более;
- для второго исполнения АС 60 мм, не более;
- длина антенны для первого исполнения 50 мм, не более;
- для второго исполнения 180 мм, не более;
- масса 100 г., не более;
- волновое сопротивление, 50 Ом.

III. ПРОЦЕСС ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Для первого исполнения антенной системы, на плоском металлическом диске, был выбран ранее разработанный в АО «ЦКБА» вариант полусферической спиральной антенны, рис. 1. Данная антенна существует в нескольких исполнениях, отличающихся друг от друга габаритами и соответственно рабочими диапазонами частот [2]. Логично было бы выбрать антенну с самым широким диапазоном, но при размещении на диске при прокачке (поиске цели) датчики затеняют друг друга, что приводит к слепым зонам пеленга. Таким образом, выбор пал на самую малогабаритную полусферическую спиральную антенну $\varnothing=34$ мм.

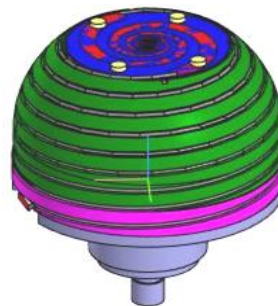


Рис. 1. Спиральная антенна

Местоположение и количество антенн на диске было определено специалистами комплексного отдела исходя из требований алгоритмов по обработке полученных сигналов. Следующим шагом было получение экспериментальных данных макета антенной системы.

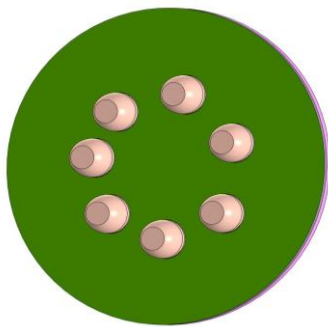


Рис. 2. Внешний вид антенной системы

С помощью векторного анализатора PNA N5224B были получены разности фаз антенн, а также амплитуда в каждом канале. После обработки данных корреляционным алгоритмом получены удовлетворительные пеленгационные характеристики антенной системы, что подтвердило ее работоспособность.

Далее было необходимо отработать данное размещение антенн под РПО. Обтекатель представляет собой керамический конусообразный объект с толщиной стенки порядка $\lambda_{ср}/4$, с металлическим шпангоутом. Диск с антеннами располагается приблизительно в середине обтекателя таким образом, что от края диска до стенки расстояние минимально возможное. Полученные экспериментальные результаты были далеки от требуемых, появились значительные перепады значений разности фаз между антеннами, а также точки с сильным ослаблением амплитуды сигналов.

Чтобы определить, как свести к минимуму влияние РПО, была спроектирована математическая модель в программе трехмерного электродинамического моделирования HFSS. Расчет был произведен на средней частоте, форма и материал обтекателя взяты из технического задания. При визуальном отображении напряженности электромагнитного поля, рис. 3, наблюдается переотражение сигнала от стенок РПО, диска, на котором расположены антенны, от самих антенн и металлических частей объекта.

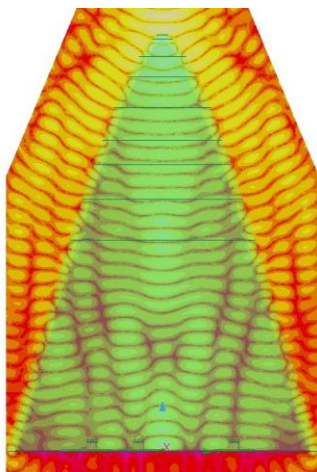


Рис. 3. Обтекатель в электромагнитном поле

Также, находясь в электромагнитном поле, сам обтекатель возбуждается, возникают поверхностные токи на его поверхности, все это в совокупности влияет на корректную работу антенной системы.

В ходе эксперимента было определено, что наибольшее влияние РПО оказывает на антенны, расположенные ближе к его стенкам. Дополнительно к этому возбуждаются края металлического диска, на котором расположены антенны, это приводит к еще большим переотражениям и усугублению ситуации в целом. Для решения данной проблемы пришлось изменить размещение антенн на диске, сдвинув крайние антенны ближе к его центру. Теоретическая точность пеленгации уменьшилась, увеличилось взаимовлияние антенн друг на друга, но снижение уровня ошибки обработки сигнала позволило на практике получить более приемлемый результат, чем в случае с антеннами на краях диска.

Новая компоновка не решила все проблемы, графики разности фаз хоть и стали идентичны друг с другом, осталась неравномерность, скачкообразное изменение значений, особенно в верхней части рабочего диапазона, что связано, в первую очередь, с переотражением прямого сигнала от металлического диска, на котором располагаются антенны. Для уменьшения переотражений на поверхность диска нанесен радиопоглощающий материал (РПМ). В ходе эксперимента было опробовано несколько видов РПМ, наилучший результат показал многослойный материал «РАН-57», но ввиду его большой стоимости для макета изделия был применен другой, однослойный РПМ «МАГ-3» производства АО «ЦКБА». В зависимости от размера частиц магнитного порошка в его составе «МАГ-3» имеет разный коэффициент отражения в рабочем диапазоне частот. РПМ с мелкодисперсным порошком дает лучшее ослабление на верхних частотах, соответственно крупнодисперсный – на нижних. На рис. 4. изображены графики ошибок пеленгации антенной системы с разными составами однослойного поглощающего материала.

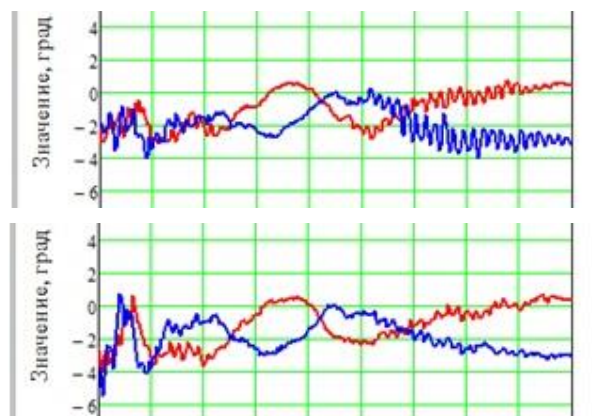


Рис. 4. Ошибки пеленгации АС с разным РПМ

Многослойный материал изготовлен таким образом, что каждый слой работает на определенных частотах, это позволяет получить в сверхширокополосном диапазоне приблизительно одинаковый и достаточный уровень ослабления электромагнитной волны. С применением РПМ исчезли резкие перепады на графиках разностей фаз и амплитуд во всех каналах, что позволило получить пеленгационные характеристики, удовлетворяющие требованиям технического задания.

Альтернативный вариант антенной системы – логопериодические зигзагообразные антенны (ЛПЗА), размещенные по окружности на усеченном конусе, рис. 5.

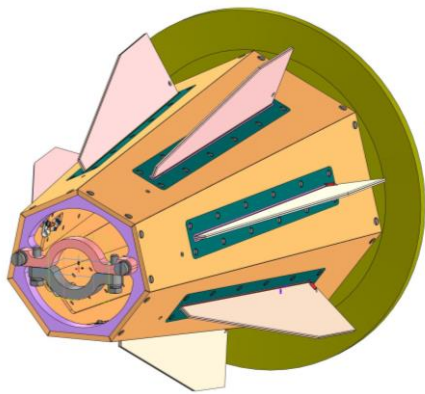


Рис. 5. Антенная система с ЛПЗА

ЛПЗА – антенна линейной поляризации [1], для получения пеленгационных характеристик использовался другой алгоритм обработки полученных сигналов, так как фазовый центр резонансной антенны меняет свое местоположение в зависимости от рабочей частоты. Преимуществом данной антенной системы является меньшее, по сравнению с системой на спиральных антеннах, влияние обтекателя на амплитудные и фазовые характеристики, это связано с тем, что в широкой полосе частот обтекатель начинает работать как поляризационный фильтр, исключая паразитные поляризации для логопериодических антенн [3]. Данная конструкция не нуждается в применении поглощающего материала, ЛПЗА значительно проще и дешевле в изготовлении.

По полученным экспериментальным данным можно сделать вывод, что уровень ошибок у двух вариантов АС приблизительно одинаковый, но система с ЛПЗА занимает значительно больший объем ограниченного пространства, поэтому в изделии решено было использовать первое исполнение – со спиральными антеннами.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены два варианта исполнения антенной системы – со спиральными и логопериодическими антеннами, а также их работа под радиопрозрачным обтекателем. Несмотря на необходимость расчета компоновки спиральных антенн и применения радиопоглощающего материала данный вариант выбран основным, так как имеет меньшие габариты, чем АС с логопериодическими антеннами.

При работе в широкой полосе частот (20:1), фактически невозможно изготовить РПО с зоной полной радиопрозрачности во всем диапазоне, таким образом, для размещения антенн необходимо проводить отработку их местоположения относительно стенки обтекателя, а также, по возможности, наносить радиопоглощающий материал на металлические поверхности, находящиеся в зоне работы антенной системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Боровик И.А., Коробейников Н.В. Широкополосная логопериодическая зигзагообразная антенна // Антенны и распространение радиоволн: сб. научных трудов Всероссийской научно-технической конференции. 2019. Санкт-Петербург. Изд-во: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». С.131-135.
- [1] Ротхаммель К. Энциклопедия антенн. Перевод с нем. М.: ДМК Пресс, 2016. 812 с.
- [2] Неганов В.А., Ключев Д.С., Табаков Д.П. Устройства СВЧ и антенны. Часть 1. Проектирование, конструктивная реализация, примеры. М.: Ленанд, 2015. 608 с.

Исследование частотных характеристик сверхширокополосной спиральной антенны

А. Б. Борзов¹, К. П. Лихоеденко²,
В. Б. Сучков³, М. В. Артюшкин⁴

*Кафедра автономные информационные
управляющие системы
Московский государственный технический
университет имени Н.Э. Баумана*

¹borzov@bmstu.ru, ²klikhoedenko@bmstu.ru,
³vbs-2014@bmstu.ru, ⁴amv19m144@student.bmstu.ru

Г. М. Серегин

*Научно-исследовательский центр
«Телекоммуникаций»
Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет)
Долгопрудный, Московская область
seregin.gm@mipt.ru*

Аннотация. Рассмотрены особенности излучения гауссовского импульса сверхширокополосной спиральной антенной. Представлен алгоритм расчета частотной характеристики спиральной антенны на излучение сверхширокополосного сигнала с использованием метода моментов. Приведены результаты численного моделирования частотной характеристики спиральной антенны на основе использования Altair FEKO.

Ключевые слова: сверхширокополосная спиральная антенна, частотная характеристика, численное моделирование, метод моментов

I. ВВЕДЕНИЕ

В последние десятилетия сверхширокополосные сигналы получили все большее внимание и стали широко применяться в различных областях, включая беспроводные коммуникации, радиолокацию, медицинскую диагностику и другие. Распространение получили системы ближней радиолокации, использующие технологии излучения и приема сверхкороткоимпульсных сигналов [1, 2]. К таким системам можно отнести: системы определения местоположения объектов за преградами, системы определения толщины льда, радиолокационные датчики цели с высокой разрешающей способностью. Одним из преимуществ сверхширокополосных сигналов является их способность обеспечивать высокую разрешающую способность в радарных приложениях. Благодаря широкому спектру частот, сверхширокополосные радары могут достичь высокой точности при определении расстояний и разрешении изображений.

Для повышения эффективности антенных решений, применяемых в комплексах с использованием сверхширокополосных сигналов, необходимо анализировать не только стандартные параметры, такие как коэффициент отражения и диаграммы направленности в требуемом диапазоне частот, но и частотные характеристики антенны. Эти термины являются стандартными в радиотехнике и используются для описания свойств электрических цепей. Существуют исследования этой проблемы [3–8]. Идея данной работы заключается в изучении этих характеристик в контексте разработки антенн. Требования к однородности частотной характеристики и линейности фазовой характеристики антенны могут служить объективными параметрами для оценки степени искажения сигнала.

В данном исследовании рассматривается частотная характеристика спиральной антенны для комплекса

удаленного определения структуры и толщины снежно-ледовых покровов. Анализ частотной характеристики антенны позволяет определить ее спектральные характеристики и эффективность передачи и приема сигналов на различных частотах. Это позволяет выбрать оптимальную рабочую частоту для антенной системы, учитывая требования к дальности обнаружения и разрешению толщины при мониторинге снежно-ледовых покровов. Кроме того, анализ частотной характеристики помогает выявить резонансные частоты или пиковые значения, которые могут быть использованы для улучшения чувствительности и точности измерений.

Таким образом, анализ частотной характеристики антенны является важным инструментом для обеспечения эффективности и точности мониторинга толщины снежно-ледовых покровов. Он позволяет выбрать оптимальные параметры для антенной системы, а также обнаруживать и устранять возможные помехи и искажения, что в конечном итоге приводит к более надежным и точным результатам мониторинга.

Один из наиболее известных методов анализа толщины снежно-ледовых покровов – технология обработки радиолокационных изображений. В качестве излучаемого сигнала используется импульсы с формой импульса Гаусса. Опираясь на ряд особенностей данной задачи, а именно: жестких массогабаритных ограничений, обусловленных стремлением повысить энергоэффективность и автономность комплекса, широкой полосы излучаемого сигнала, была разработана легкая сверхширокополосная полосковая спиральная антенна [9]. Целью данного исследования является оценка эффективности данной разработки в составе комплекса мониторинга снежно-ледовых покровов с помощью анализа частотной характеристики антенны.

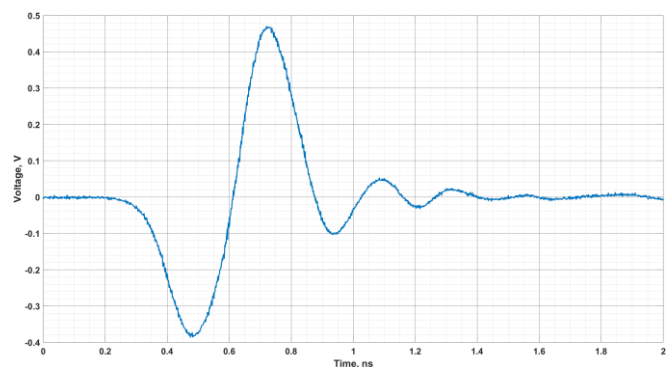


Рис. 1. Осциллограмма изучаемого сигнала

II. МЕТОДОЛОГИЯ

Один из вариантов реализации приемо-передающего модуля комплекса мониторинга снежно-ледовых покровов – это однокристалльный приемо-передатчик NVA 6100 компании Novelda (Норвегия) [10]. Однокристалльный приемопередатчик позволяет генерировать сверхкороткие импульсы с формой 1-й производной функции Гаусса и длительностью от 0,3 до 0,6 нс. На рис. 1 показана форма исследуемого генерируемого импульса.

Для учета фазы сверхкороткоимпульсного сигнала при излучении используется представление аналитического сигнала:

$$\dot{u}(t) = u_{re}(t) + ju_{im}(t) = u(t) + jHi(u(t)) \quad (1)$$

то есть действительной частью сигнала $\dot{u}(t)$ является сам генерируемый сигнал $u_{re}(t)$, а мнимой частью является преобразование Гильберта генерируемого сигнала $u_{im}(t) = Hi(u(t))$.

Спектр исследуемого сигнала, представляющего собой прямое преобразование Фурье аналитического сигнала, показан на рис. 2.

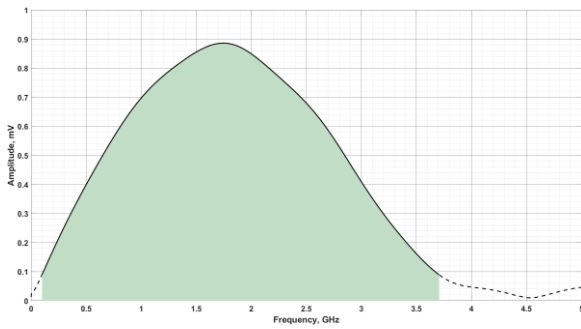


Рис. 2. Спектр исследуемого сигнала

В качестве излучателя используется спиральная полосковая сверхширокополосная антенна [3]. Ее конструкция представлена на рисунке. Антенна представляет собой печатную плату размером 100x100 мм, толщиной 2.8 мм. В качестве диэлектрика используется материал FR-4 с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=4.5$.

Для описания характеристик передачи сверхкороткоимпульсных сигналов необходим анализ частотной характеристики, параметрами которой являются пространственные углы в системе координат антенны.

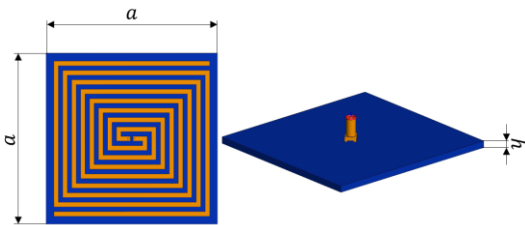


Рис. 3. Модель антенны в Altair FEKO

Частотная характеристика антенны в режиме излучения определяется отношением комплексной амплитуды вектора излученного поля, принимаемого в точке, находящейся на расстоянии R , к комплексной амплитуде входного гармонического сигнала антенны.

Расчет частотной характеристики осуществляется в системе координат, представленной на рис. 4.

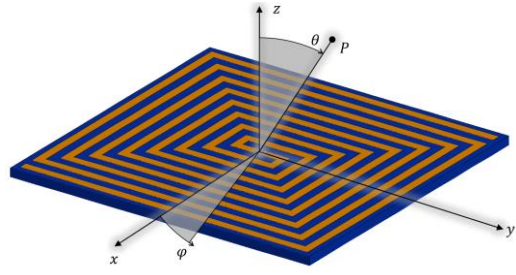


Рис. 4. Система координат модели

Напряженность поля излучения рассматривалась на расстоянии 5 м от центра системы координат в плоскости Yoz ($\theta=90^\circ \dots 90^\circ, \varphi=90^\circ$), представление в виде вектора:

$$\dot{\vec{E}}_{rad}(R, \theta, \varphi, \omega) = \dot{E}_{rad}^\theta(R, \theta, \varphi, \omega) \vec{e}_\theta + \dot{E}_{rad}^\varphi(R, \theta, \varphi, \omega) \vec{e}_\varphi \quad (2)$$

В качестве частотной характеристики СШП антенны на излучение будем рассматривать отношение частотного спектра поля излучения антенны (3) в заданном направлении к комплексному спектру (2) подводимого к антенне сигнала:

$$\dot{H}_{rad}(\theta, \varphi, \omega) = \dot{H}_{rad}^\theta(\theta, \varphi, \omega) \vec{e}_\theta + \dot{H}_{rad}^\varphi(\theta, \varphi, \omega) \vec{e} \quad (3)$$

$$\dot{H}_{rad}^{\theta(\varphi)}(\theta, \varphi, \omega) = \frac{\dot{E}_{rad}^{\theta(\varphi)}(R, \theta, \varphi, \omega)}{\dot{U}(\omega)} R \cdot \exp(jk(\omega)R) \quad (4)$$

где $\dot{H}_{rad}^\theta(\theta, \varphi, \omega)$ частотная характеристика антенны на излучение для угломерной составляющей, $\dot{H}_{rad}^\varphi(\theta, \varphi, \omega)$ частотная характеристика антенны на излучение для азимутальной составляющей, $k(\omega) = c / \omega$ волновое число в зависимости от частоты, m^{-1} .

Множитель $R \cdot \exp(jkR)$ введен в ЧХ антенны (4) для возможности использования ЧХ при любой дальности от антенны до точки наблюдения в пределах дальней зоны. Условие дальней зоны излучения сверхширокополосной антенны определяется из соотношения:

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda_{max}} \quad (5)$$

где D – размер раскрыва антенны, λ_{max} – максимальная длина волны рабочего диапазона длин волн СШП антенны.

Необходимо создать полигональную модель, описывающую поверхность моделируемой антенны в виде массива плоских треугольников, размер треугольника выбирается на основе нижнего предела рабочей полосы частот и относительной диэлектрической проницаемости материала подложки. Размер треугольника вычисляется по формуле:

$$l_{tr} = \frac{c}{10 \cdot f_{min} \cdot \sqrt{\varepsilon}} \quad (6)$$

l_{tr} – размер треугольника, f_{min} – нижняя граница моделируемого диапазона, c – скорость света, ε – диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

Для выполнения расчетов в Altair FEKO требуются следующие входные данные: диапазон углов и диапазон частот. Расчет был выполнен для диапазона углов $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$ при $\varphi = 90^\circ$. Система координат, показанная на рис. 4, использовалась для расчета. Расчет проводился на частотах, соответствующих частотам спектра излучаемого сигнала с использованием критерия 90 % его энергии. На рис. 2 показана эффективная полоса сигнала, состоящая из 939 частот в диапазоне от 0.1 ГГц до 3.7 ГГц.

Далее, используя расчетные данные, были получены зависимости действительной и мнимой частей вектора напряженности электрического поля для указанного диапазона частот для каждого исследуемого направления.

На рис. 5 показаны диаграммы направленности антенны для различных частот. На рис. 6 показана нормированная диаграмма направленности для исследуемого сигнала, рассчитанная по формуле:

$$F_{\text{rad}}^{\theta}(\theta, \varphi) = \frac{|\dot{\vec{E}}_{\text{rad}}^{\theta}(t)|_{\text{max}}}{|u_i(t)|_{\text{max}}} \quad (7)$$

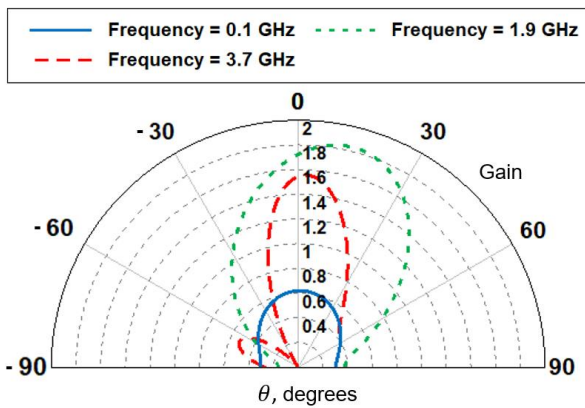


Рис. 5. Диаграммы направленности для различных частот

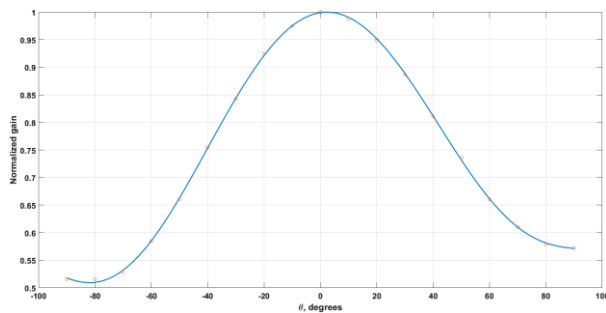


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны для исследуемого сигнала

Значения диаграммы направленности представляют собой отношение амплитуды вектора напряженности поля излучаемого сигнала, к входному сигналу антенны на расстоянии $R = 5$ метров при $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$. Ширина диаграммы по уровню -3 дБ составляет около 100 градусов.

На рис. 7 показана зависимость амплитуды азимутальной компоненты вектора электрического поля излучения спиральной антенны от частоты для двух значений азимутального угла, $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 80^\circ$. Расчет был проведен в Altair FEKO на расстоянии $R=5$ м с учетом комплексного частотного спектра

сверхкороткоимпульсного сигнала, приведенного на рис. 2. Как видно из графиков, на угле азимута амплитуда напряженности поля в 3.5 раз меньше чем при угле, что соответствует уменьшению амплитуды поля при отклонении от оси излучателя.

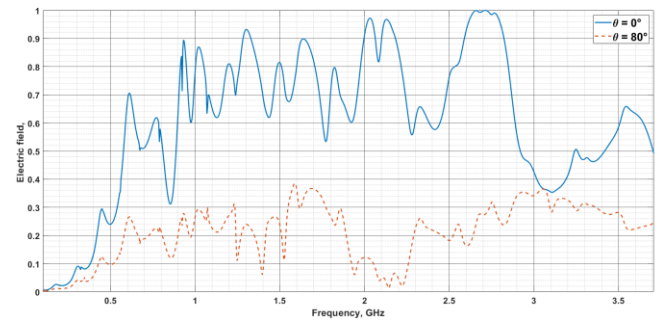


Рис. 7. Частотный спектр амплитуды напряженности поля излучения антенны для направлений $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 80^\circ$

На рис. 8 показан излученный антенной сигнал для значений азимутального угла $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 80^\circ$. Сигнал получен по формуле:

$$\dot{\vec{E}}_{\text{rad}}^{\theta}(t, R, \theta, \varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\vec{H}}_{\text{rad}}^{\theta}(\theta, \varphi, \omega) \dot{U}(\omega) \frac{\exp(-jk(\omega)R)}{R} \exp(j\omega t) d\omega \quad (8)$$

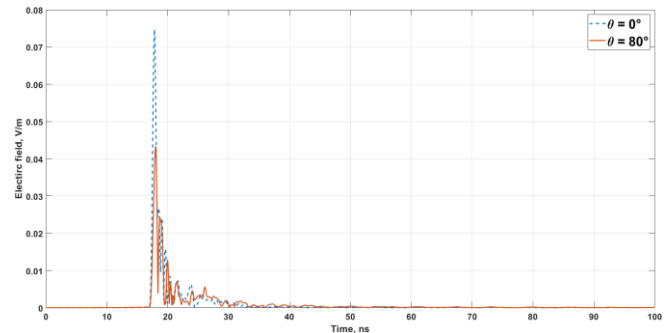


Рис. 8. Излученный сигнал для направлений $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 80^\circ$

Также необходимо выполнить оценку коэффициента направленного действия антенны. Оценка коэффициента направленного действия антенны в направлении максимального излучения выполнялась с использованием следующей формулы:

$$D_{\text{max}} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} = 1.41 \quad (9)$$

Полученный результат соответствует характеристикам антенны [9].

На рис. 9 показан трехмерный график, иллюстрирующий частотную характеристику в диапазоне исследуемых частот и углов. Как видно из рис. 2, спектр излучаемого сигнала смещен в область низких частот. В то же время, амплитудные значения частотной характеристики антенны, показанные на рис. 6, смещены в область высоких частот. Это смещение обусловлено увеличением направленных свойств антенны с ростом частоты.

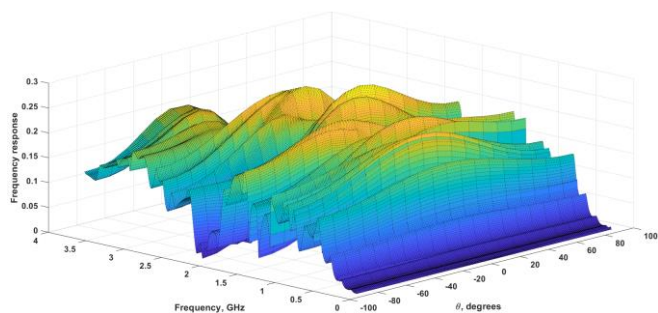


Рис. 9. Частотная характеристика антенны

Ясно, что это обстоятельство приведет к потере энергии сигнала. Предположим, что часть спектра, составляющая менее 10 % от максимального значения модуля вектора напряженности поля, будет потеряна. Эта часть составляет 0,55 % от общей энергии сигнала, что говорит о том, что потери при излучении данного сигнала в направлении оси исследуемой антенны являются незначительными.

Этот подход может быть применен к различным антенным решениям при использовании различных излучаемых сигналов. Методика такого исследования включает в себя следующие шаги:

1. выбор конкретного сигнала и антенного решения
2. расчет электродинамических параметров антенны в эффективной полосе выбранного сигнала;
3. вычисление частотной характеристики, получение диаграммы направленности для широкополосного сигнала;
4. оценка эффективности антенного решения.

Данная методика является универсальной и не привязана к конкретной САПР, что позволяет использовать ее для различных антенн и сигналов. Методика позволяет получить набор объективных параметров, используя которые можно сравнивать эффективность использования конкретной антенны или сигнала для данной задачи. Это позволяет на этапе моделирования выбрать оптимальное антенное решение, что снижает трудоемкость разработки конечного продукта.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье рассматриваются особенности излучения широкополосной спиральной антенны с использованием гауссовского импульса. В работе представлен алгоритм расчета частотных характеристик спиральной антенны при излучении широкополосного сигнала с применением метода моментов. С использованием разработанного алгоритма на основе численных методов получены частотные характеристики спиральной антенны для передачи сверхширокополосного радиосигнала в диапазоне частот от 0.1 до 3.7 ГГц.

Для подтверждения эффективности предложенной методологии были проведены численные моделирования с использованием программного обеспечения Altair FEKO. Результаты моделирования предоставляют набор объективных параметров, позволяющих оценить эффективность антенного решения. Полученные результаты свидетельствуют о высоком потенциале рассмотренной широкополосной спиральной антенны для передачи сверхширокополосных сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] A.B. Borzov, K.P. Likhodenko, G. M. Seregin and V. B. Suchkov, "Applications of short-range radars on the base of ultrashort pulse single chip," 2017 3rd IEEE International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE), Beijing, China, 2017, pp. 461-464, doi: 10.1109/CCSSE.2017.8088041.
- [2] Andrey B. Borzov, Konstantin P. Likhodenko, Victor B. Suchkov, Grigory M. Seregin, (2021). Investigation of Noise Immunity of Ultrawideband Pulse Radar Sensors on the Base of Single Chip. 1-5. 10.1145/3487075.3487105.
- [3] M. Nel, J. Joubert and J. W. Odendaal, "The Measurement of Complex Antenna Transfer Functions for Ultra-Wideband Antennas in a Compact Range [Measurements Corner]," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 56, no. 6, pp. 163-170, Dec. 2014, doi: 10.1109/MAP.2014.7011037.
- [4] H. Foltz, J. McLean, A. Medina, J. Li and R. Sutton, "UWB antenna transfer functions using minimum phase functions," 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. 1413-1416, doi: 10.1109/APS.2007.4395769.
- [5] Andreev Yu & Plisko Vyacheslav & Balzovsky Evgeny & Kuznetsova, Elizabeth. (2022). Frequency and Phase Responses of the Combined UWB Antenna. 1-4. 10.1109/SIBCON56144.2022.10002882.
- [6] Andreev Yu & Kuznetsova E & Plisko V. (2021). Numerical simulation of the frequency response and phase response of combined UWB antennas in the receiving-transmitting mode. Journal of Physics: Conference Series. 2140. 012003. 10.1088/1742-6596/2140/1/012003.
- [7] Andreev Yu & Balzovsky Evgeny & Kornienko V. & XIE, Yan-zhao & Wang, Shaofei. (2018). Some Characteristics of Ultra-Wideband 2x2 Combined Antenna Array. 70-73. 10.1109/ISHCE.2018.8521229.
- [8] Xianming Qing, Zhi Ning Chen, and Michael Yan Wah Chia. Characterization of ultrawideband antennas using transfer functions // Radio Science, vol. 41, RS1002, doi:10.1029/2005RS003287, 2006
- [9] Andrey B. Borzov, Konstantin P. Likhodenko, Victor B. Suchkov, Grigory M. Seregin, Maxim V. Artyushkin (2023). Design of compact ultra-wideband spiral antenna for ground-penetrating radar. 1-5. 10.1109/REEPE57272.2023.10086757.
- [10] Novelda NVA-R640 Development Kit User Guide, March, 2012.

Метод увеличения рабочей полосы резонансной ВЩР на основе SIW для 5G

¹М. Р. Кириллова, ²С. С. Чуркин, ³О. Ю. Журавлева, А. В. Можаровский

ООО «Радио Гигабит», г. Нижний Новгород, Россия

¹margarita.kirillova@radiogigabit.com, ²sergey.churkin@radiogigabit.com, ³olga.zhuravleva@radiogigabit.com

Аннотация. В настоящей работе предложен метод согласования резонансной волноводно-щелевой решетки на основе анализа частотных зависимостей эквивалентных параметров излучающих щелей. Представлено полное электродинамическое моделирование геометрических параметров щелевой секции для подбора нормированной проводимости. Для подтверждения эффективности предложенного подхода изготовлены прототипы антенных решеток диапазона 27.5–29.5 ГГц с четырьмя и пятью щелями, выполненные на основе SIW для приложений 5G. Результаты измерений показали, что настройка антенных решеток согласно предложенному методу позволяет расширить относительную рабочую полосу частот антенн в 2 раза, с 3,7 % до 7,1 %.

Ключевые слова: резонансная ВЩР, SIW, щелевая секция, антенная решетка

I. ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные устройства технологии 5G отличаются работой в мм-диапазоне длин волн (т.н. 5G NR FR2: 24–53 ГГц). Особенности антенн мм-диапазона является значительная миниатюризация антенн, а также возможность интеграции антенн прямо в радиочастотные платы, модули и блоки. С повышением частоты на смену, например, проволочным диполям, монополям и рамкам, приходят волноводные рупорные раскрывы, щелевые и микрополосковые антенны.

Основными недостатками антенн, выполненных на основе металлического волновода, являются сложность в изготовлении, большой размер, вес и высокая стоимость при массовом производстве. Помимо этого, для интеграции волноводных антенн требуются дополнительные элементы, например, переходы с волноводов на печатные линии передачи, которые усложняют конструкцию модуля.

Антенны мм-диапазона могут быть изготовлены с применением технологии печатных плат (ПП). «Печать» антенн позволяет одновременно повысить технологичность и кардинально снизить стоимость производства, а также дает новые возможности в конструировании интегрированных в ПП антенн. Такие антенны отличаются компактностью и простотой интеграции с РЧ компонентами за счет уменьшения числа переходов между линиями. К ограничениям печатных антенн можно отнести значительное увеличение вносимых потерь с ростом частоты, что снижает КПД антенн в мм-диапазоне, а также меньший предел уровня подводимой мощности и сложность обеспечения электромагнитной совместимости.

Преимущества волноводной и печатной технологий объединяет в себе волновод, интегрированный в подложку (т.н. substrate integrated waveguide, SIW). SIW – это технологичное воплощение волновода с

диэлектрическим заполнением, который формируется в теле печатной платы между двух смежных слоев металлизации, диэлектрической подложки между ними и двух рядов переходных отверстий, образующих боковые стенки волновода [1]. Волноводно-щелевые решетки (ВЩР) на основе SIW получили активное развитие в мм-диапазоне [2], а применение резонансных ВЩР позволяет уменьшить потери в системе подведения и площадь, занимаемую на печатной плате.

Однако основным недостатком резонансной ВЩР является относительно узкая рабочая полоса частот, которая обычно не превышает 2–3 % [3]. В настоящей работе предлагается метод расширения рабочей полосы частот резонансной ВЩР на основе анализа частотной зависимости нормированных проводимостей излучающих щелей. Результаты измерений изготовленных прототипов резонансных ВЩР на основе SIW подтвердили эффективность предложенного подхода.

II. РЕЗОНАНСНЫЕ ВЩР НА ОСНОВЕ SIW

А. Принцип работы резонансных ВЩР

Одиночная щель ВЩР начинает излучать, когда ее пересекают электрические токи, текущие по стенкам волновода. В зависимости от требуемой поляризации антенны и конструкции системы питания, щели могут быть расположены, например, параллельно или перпендикулярно широкой стенке волновода (рис. 1а, б). Так, поперечная и продольная щели на широкой стенке волновода возбуждаются, соответственно, продольными и поперечными токами.

Для аналитического расчёта согласования ВЩР используют схемы замещения, в которых каждой щели ставится в соответствие схема в виде четырехполюсника. Так, поперечной щели соответствует схема замещения в виде сосредоточенного последовательного сопротивления r , а для продольной щели схема замещения имеет вид шунтирующей нормированной проводимости Y , как показано на рис. 1в, г соответственно [3].

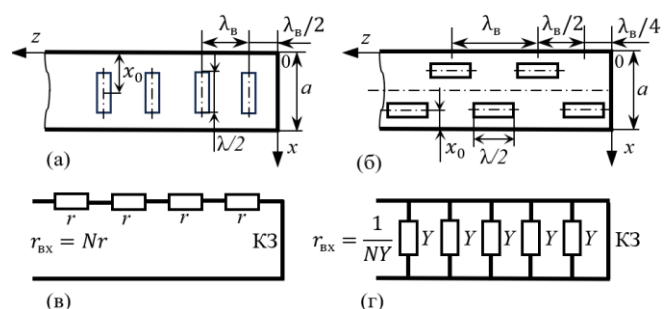


Рис. 1. Резонансные ВЩР из синфазно-связанных (а) и переменнo-фазно-связанных (б) щелей и их схемы замещения (в), (г)

В резонансных ВЦР волновод на конце закорочен, в результате чего образуется стоячая волна, в пучностях токов которой располагают излучающие щели. Причем для щелей, синфазно-связанных с полем, расстояние между ними выбирают равным λ_b , а в случае переменноразно-связанных щелей равным $\lambda_b/2$ (рис. 1а, б). Условия идеального согласования входа (1) позволяют подобрать необходимые для заданного числа щелей N сопротивления и проводимости:

$$\sum_{i=1}^N r_i = r_0, \sum_{i=1}^N Y_i = Y_0. \quad (1)$$

Основной недостаток ВЦР в том, что режим согласования и синфазность возбуждения щелей сохраняются в относительно узкой полосе частот, что ограничивает использование таких решеток. Способ увеличения полосы согласования ВЦР, предложенный в настоящей работе, подробно описан в разделе 3.

В. Особенности SIW

Как отмечалось во введении, ВЦР может быть выполнена на основе SIW [1], структура которого и размеры представлены на рис. 2. Для аналитической оценки параметров SIW, он может быть представлен эквивалентным прямоугольным металлическим волноводом с диэлектрическим заполнением. При этом эффективная ширина такого волновода составляет:

$$a_{eff} = a - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{a}.$$

При определенных соотношениях (2) шага между отверстиями к диаметру переходного отверстия, утечкой энергии из промежутков между отверстиями можно пренебречь [4]:

$$d < \lambda_g / 5, p < 2d. \quad (2)$$

Длина волны в SIW может быть рассчитана как:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_{cr}^2}}},$$

где $\lambda_{cr} = 2a_{eff} \sqrt{\epsilon_r}$, а λ_0 – длина волны на интересующей частоте в свободном пространстве.

В разрабатываемой ВЦР диапазона 27.5–29.5 ГГц используется SIW шириной $a=4.5$ мм и высотой $h=0.62$ мм в печатной плате с диэлектрической проницаемостью подложки $\epsilon_r=3.0$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\tan \delta=0.0017$. Диаметр переходного отверстия $d=0.6$ мм и расстояние между ними $p=1.2$ мм удовлетворяет неравенствам (2). Расчетная длина волны в таком SIW составляет $\lambda_b=4.7$ мм, а критическая частота равна 21 ГГц.

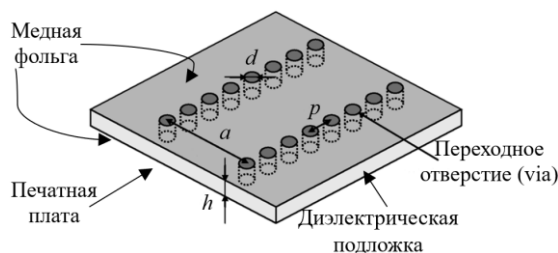


Рис. 2. Эскиз структуры SIW по [1]

III. ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЩЕЛИ

Для ВЦР на основе прямоугольного полого металлического волновода известны аналитические формулы расчета нормированной проводимости излучающей щели по ее геометрическим параметрам [3]. Однако в случае ВЦР на SIW они не могут быть применимы. Для расчета нормированной эквивалентной проводимости (Y/Y_0) излучающей щели используется полноволновое моделирование щелевой секции в САПР [2] (рис. 3б).

В симметричной пассивной структуре из шунтирующей проводимости Y (рис. 3б) коэффициент отражения (KO) S_{11} и Y/Y_0 связаны выражением [2]:

$$\frac{Y}{Y_0} = - \frac{2S_{11}}{1 + S_{11}}.$$

Эскиз модели щелевой секции и ее основные параметры показаны на рис. 3а. Для вычисления эквивалентной проводимости опорные плоскости пересчета фаз сдвинуты в центр щели с помощью опции волноводного порта. Ширина щели зафиксирована равной 0.6 мм. С ростом смещения щели от средней линии волновода Δy увеличивается величина поперечных токов, пересекающих щель и, соответственно растет доля излучаемой мощности. Эквивалентно растет величина проводимости щели, которая нормирована на проводимость SIW. Подстройка резонансной частоты щели осуществляется ее длиной L . Семейство частотных зависимостей проводимостей Y/Y_0 для различных наборов параметров Δy , L представлено на рис. 3в. На графике показана только активная часть проводимости, поскольку реактивная составляющая проводимости щели в резонансе близка к нулю.

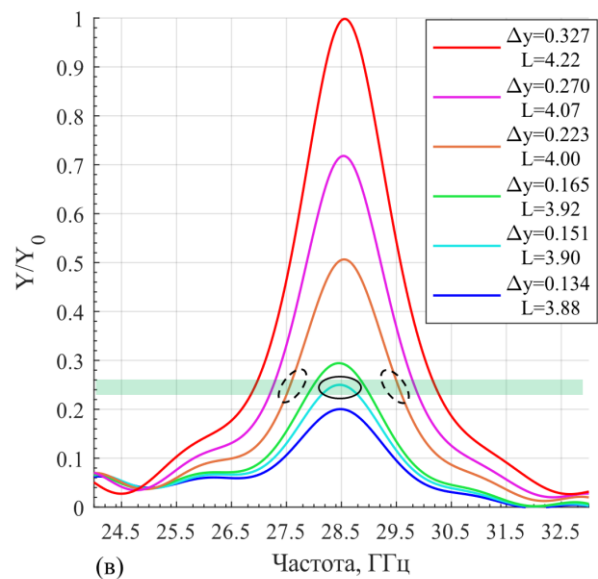
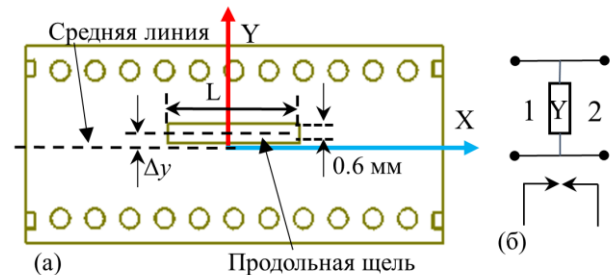


Рис. 3. Моделирование щелевой секции: каркасный вид и размеры (а), эквивалентная схема (б), семейство зависимостей Y/Y_0 (в)

Исследуемые ВЦР имеют 4 (#1) и 5 (#2) переменнo-фазно-связанных щелей. В первом случае ($N=4$) и выражение (1) определяет эквивалентную проводимость каждой щели, как четвертую часть проводимости SIW , а во втором случае ($N=5$) как пятую часть.

Модель антенной ВЦР с 4 щелями (ВЦР #1), представленные на рис. 4а имеет размеры Δy , L (из рис. 3б). Условие (1) выполняется на резонансной частоте ВЦР 28.5 ГГц при следующих параметрах: $\Delta y=0.151$, $L=3.90$ для ВЦР #1 и $\Delta y=0.134$, $L=3.88$ для ВЦР #2. Результаты моделирования ВЦР показывают, что полоса согласования составляет 1.5 ГГц (5 %) и 0.9 ГГц (3.7 %) для ВЦР #1 и #2 (рис. 4б, в). При этом формы частотных зависимостей Y/Y_0 таковы, что условие (1) может выполняться не только в частоте резонанса (рис. 3б), но и в двух смежных частотных точках на другой из семейства кривых. Так, при настройке параметров щели ($\Delta y=0.16$, $L=3.99$ для ВЦР #1 и $\Delta y=0.145$, $L=3.97$ для ВЦР #2) согласование наступает на частотах 27.7 и 29.3 ГГц, благодаря чему полоса согласования ВЦР удваивается, 2.2 ГГц (7.7 %), 2 ГГц (7.1 %) для ВЦР #1 и #2 соответственно, что видно из рис. 4б, в. Настройка параметров приводит и к улучшению уровня коэффициента усиления (КУ) антенн.

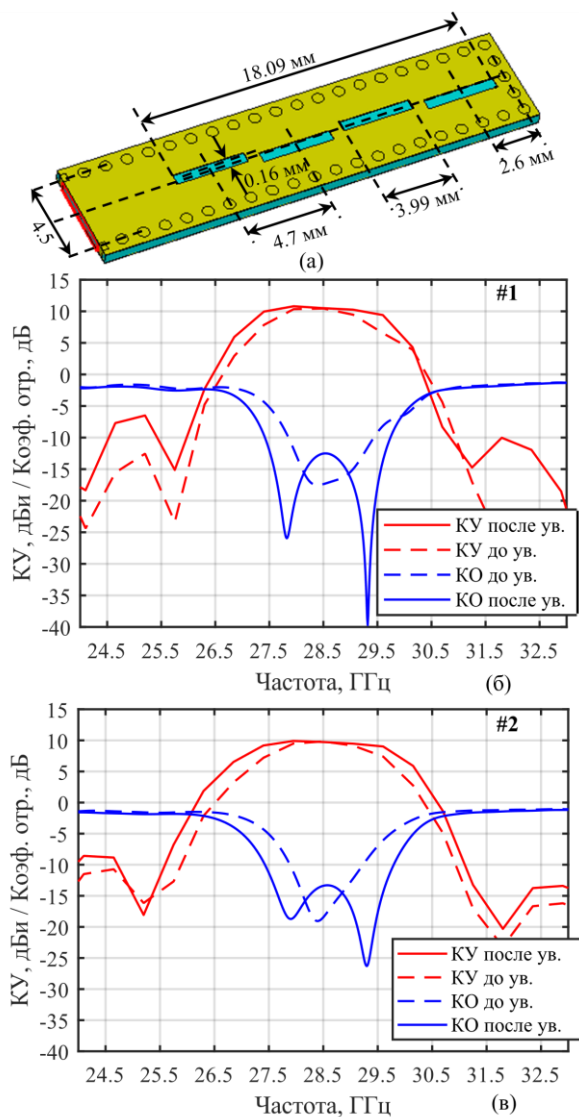


Рис. 4. Модель антенны #1 (а) и результаты моделирования зависимости КО по входу и КУ от частоты ВЦР #1 (б), #2 (в): с начальными (пунктир) и оптимальными (сплошные линии) параметрами

IV. ПРОТОТИПЫ ВЦР И РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Для верификации предложенного подхода к уширению рабочей полосы ВЦР были разработаны и изготовлены образцы двух антенн, каждая из которых состоит из двух ВЦР, по 4 или 5 переменнo-фазно-связанных щелей каждая (рис. 5а, б). Отдельные ВЦР объединены с помощью Y-тройника [5] совмещенного с переходом на МПЛ через переходное отверстие (Рис.5. (в)). Благодаря тройнику в антенне питание отдельных ВЦР параллельное, что не приводит к сужению полосы при удвоении числа щелей. При этом антенна имеет компактные размеры и может в свою очередь служить антенным элементом ФАР в различных конфигурациях.

Предложенные антенны удобны для интеграции в печатные платы приемопередатчиков, поскольку имеют выход МПЛ, однако, для целей лабораторного тестирования были использованы переходы на коаксиальную линию. Дополнительные вносимые потери участка МПЛ и перехода с коаксиальным разъемом оценены в 1.5 дБ в интересующем диапазоне частот.

Измерения частотных зависимостей коэффициентов усиления, уровней обратных потерь, а также диаграмм направленности антенн были выполнены с помощью векторного анализатора цепей Keysight PNA N5224. Для измерения диаграмм направленностей в качестве измерительной антенны использовалась четырехребровая рупорная антенна (рис. 6). На рис. 7, 8 представлено сравнение указанных характеристик с результатами моделирования в САПР.

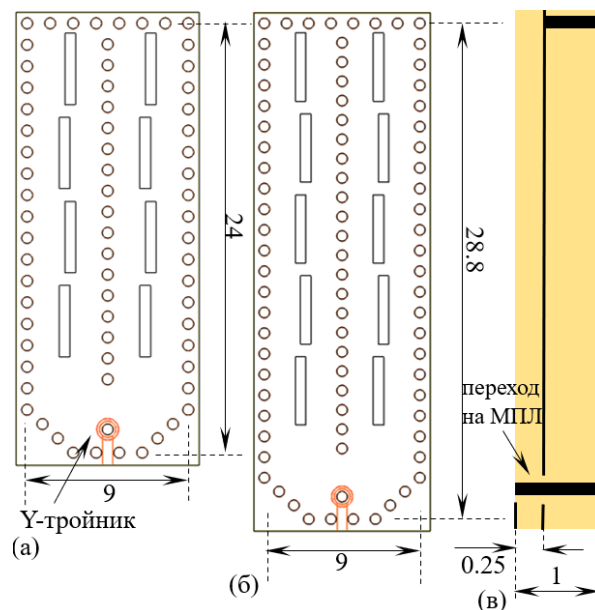


Рис. 5. Каркасный вид ВЦР с параллельным питанием (а,б) и схематичное представление стека платы (в) с размерами

Результаты измерений подтверждают расчетные характеристики антенн, полоса согласования антенн составляет 2 ГГц (по уровню обратных потерь 10 дБ), КУ достигает 11.9, 12.8 дБ для антенны #1, #2 соответственно. Ширина главного лепестка (ГЛ) ДН по уровню половины мощности в Е-плоскости составляет 83° для обеих антенн, так как в Н плоскости апертура антенн одинакова, а ширина ГЛ равна 28.4° , 23.4° в Н-плоскости для антенн #1, #2 соответственно. Относительный уровень кросс-поляризации излучения в дальней зоне не хуже -17 дБ.



Рис. 6. Прототипы антенн и фотография измерительного стенда

Стоит отметить, что по результатам измерений наблюдается систематический сдвиг характеристик в область высоких частот, который может быть вызван допусками производства ПП и отклонениями параметров использованного ламината, однако эффект уширения рабочей полосы явно просматривается.

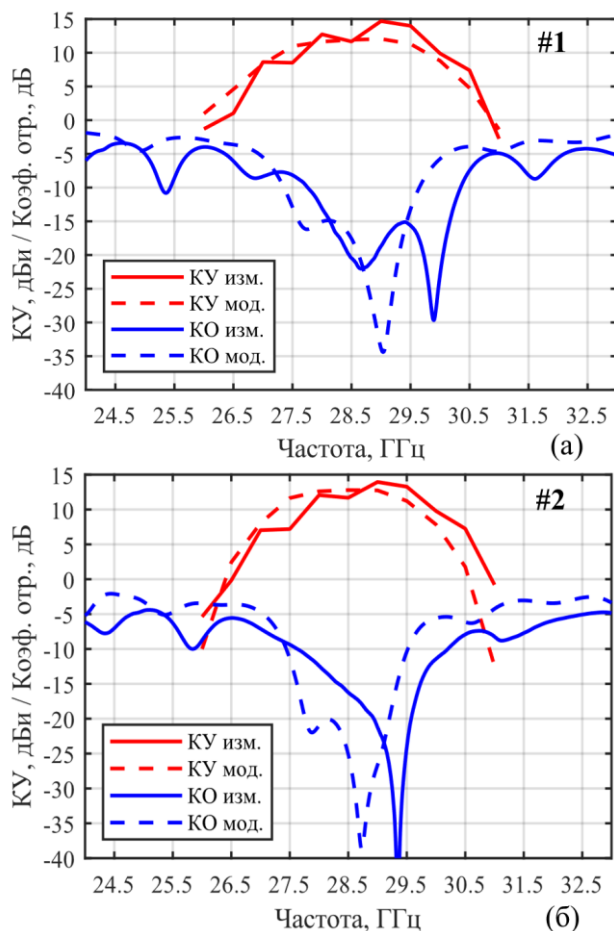


Рис. 7. Сравнение результатов моделирования и измерений зависимости КУ и коэффициента отражения для ВЦР #1 (а) и ВЦР #2 (б)

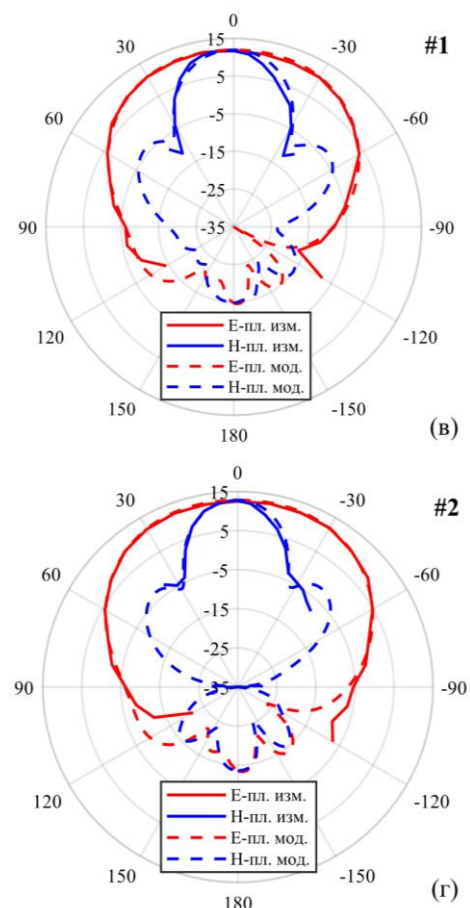


Рис. 8. Сравнение результатов моделирования и измерений диаграмм направленностей в Е/Н плоскостях для ВЦР #1 (а) и ВЦР #2 (б)

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данном исследовании представлена методика проектирования и согласования резонансной ВЦР на основе SIW. Для получения более точных оценок эквивалентных параметров использована комбинация аналитического расчета проводимостей и моделирования в САПР отдельной щелевой секции. Благодаря анализу частотных зависимостей эквивалентных параметров найдены параметры ВЦР, при которых увеличивается ширина полосы согласования резонансной ВЦР. Результаты лабораторных измерений изготовленных прототипов двух вариантов антенн показали, что рабочая полоса частот ВЦР возросла с 0.9 ГГц до 2 ГГц (с 3,7 % до 7.1 %). Разработанные антенны эффективны в преодолении узкополосности ВЦР и удобны для интеграции в системы беспроводной связи, в т.ч. для 5G приложений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, i. 2, pp. 68-70, 2001.
- [2] T. Li, W.B. Dou, "Millimetre-wave slotted array antenna based on double-layer substrate integrated waveguide," IET Microwaves Antennas & Propagation, vol. 9, i. 9, pp. 882-888, 2015.
- [3] Сазонов Д.М. Антенны и устройства: учеб. для радиотехнических спец. вузов. Москва: Высш.шк., 1988. 313 с.
- [4] F. Xu, K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, 2005.
- [5] S. Germain, D. Deslandes, K. Wu, "Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers," CCECE, pp. 1921-194, 2003.

Исследование положения фазового центра спиральной антенны миллиметрового диапазона

И. Д. Павлов

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск
s-glok9@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается исследование положения фазового центра спиральной антенны миллиметрового диапазона. Определено влияние взаимного расположения излучающей структуры и корпуса антенны на положение фазового центра. Выбран способ размещения излучателя в корпусе, являющийся предпочтительным, для применения указанной антенны в составе фазового пеленгатора.

Ключевые слова: спиральная антенна; фазовый центр; фазовый пеленгатор

I. ВВЕДЕНИЕ

Положение фазового центра является важным для некоторых антенн, в частности для облучателей зеркальных антенн [1], для элементов антенных решеток [2], и для антенн, применяющихся в составе фазового пеленгатора [3]. В настоящей работе рассматривается плоская спиральная антенна миллиметрового диапазона, применяемая в составе фазового пеленгатора. Указанная антенна содержит плоскую спиральную излучающую структуру, установленную в цилиндрический проводящий корпус. Излучающая структура может быть установлена в корпус двумя способами. Первый способ установки приведен на рис. 1, второй способ – на рис. 2.

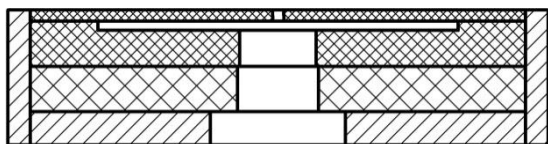


Рис. 1. Излучающая структура установлена на одном уровне с краем проводящего корпуса

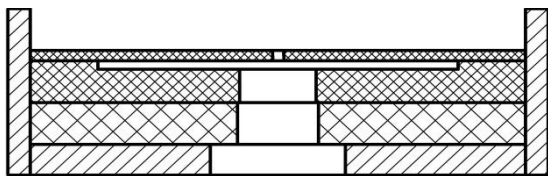


Рис. 2. Излучающая структура установлена внутри проводящего корпуса

Необходимо определить, какой из способов установки излучающей структуры в корпус является предпочтительным для применения антенны в составе фазового пеленгатора. Исходя из этого, можно сформулировать цель работы – исследовать влияние цилиндрического проводящего корпуса на положение фазового центра плоской спиральной антенны миллиметрового диапазона.

II. МЕТОДЫ

В работах [1], [3]–[5] даются определения понятия фазовый центр, которые можно обобщить следующим образом, фазовый центр антенны – это центр некоторой эквифазной волновой поверхности. В идеальном случае такая поверхность была бы сферической [1], [3], на практике она будет только некоторым сегментом сферы, или аппроксимироваться сферическими сегментами [5].

Фазовая диаграмма направленности антенны, определяемая относительно фазового центра, должна быть как можно более равномерной, как минимум в пределах главного лепестка [5], поскольку поверхность, сечением которой указанная диаграмма является – эквифазная. Исходя из этого, можно определить положение фазового центра, перемещая исследуемую антенну вдоль какой-либо из координатных осей, и оценивая равномерность получаемых сечений фазовой диаграммы направленности. Такой способ описывается в [5] и практически применяется в [6] и [7]. В [5] отмечается, что такой способ применим только для симметричных антенн, у которых фазовый центр расположен вдоль одной из осей. Кроме того, в [4] положение фазового центра спиральной антенны определяется вдоль оси, перпендикулярной основанию. Исходя из того, что плоская спиральная двухзаходная излучающая структура является симметричной, определения положения ее фазового центра будет осуществляться вдоль оси OZ, которая показана на рис. 3.

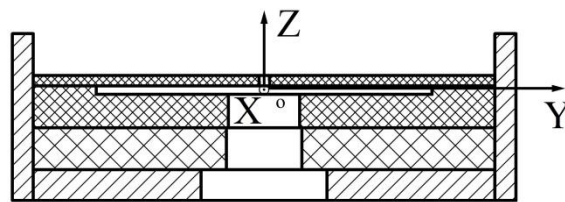


Рис. 3. Общий вид области излучения исследуемой антенны и системы координат относительно которой определялось положение фазового центра

Для этого в среде электродинамического моделирования HFSS были сформированы две модели антенн с плоскими спиральными излучателями, установленными в цилиндрический проводящий корпус. Указанные модели отличались только способом установки излучателя в корпус (рис. 1 и 2). В каждой из рассматриваемых моделей исходная система координат была размещена, как показано на рис. 3. После выполнения моделирования вводилась дополнительная система координат, относительно которой осуществлялось построение фазовых диаграмм направленности. Центр указанной системы координат последовательно перемещался вдоль оси OZ исходной

системы координат, и для каждого положения строилось сечение фазовой диаграммы направленности.

Перемещение центра дополнительной системы координат осуществлялось в диапазоне от минус 1 до 4 мм вдоль оси OZ исходной системы координат, с шагом 0,1 мм. Угловой сектор, в котором строилось сечение фазовой диаграммы направленности, соответствовал ширине главного лепестка амплитудной диаграммы направленности по уровню половинной мощности. Диапазон частот в котором строились указанные сечения фазовой диаграммы направленности соответствовал миллиметровым длинам волн, коэффициент перекрытия составлял 2,2. Для определения сечения фазовой диаграммы направленности с наименьшей неравномерностью использовалась встроенная в HFSS функция «peak-to-peak», возвращающая разницу между наибольшим и наименьшим уровнями кривой, на исследуемом участке.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

Проведенное исследование сечений фазовой диаграммы направленности при различных положениях центра дополнительной системы координат позволило определить положение, наиболее соответствующее фазовому центру. Частотные зависимости таких положений для двух рассматриваемых вариантов установки излучателя в корпус приведены на рис. 4.

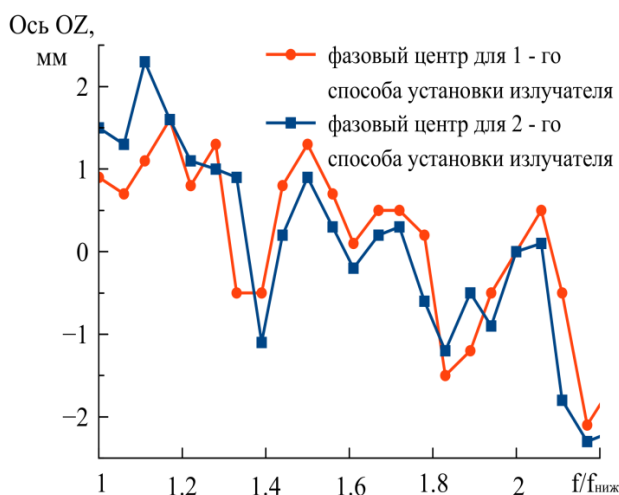


Рис. 4. Частотные зависимости положения фазового центра для двух вариантов установки излучателя в корпус

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сравнивая зависимости, приведенные на рис. 4, можно отметить, что в средней части частотного диапазона зависимость, соответствующая первому способу установки излучателя приподнята относительно нулевой отметки, по сравнению с кривой,

соответствующей второму способу установки. Из этого можно сделать вывод о том, что установка излучателя внутрь проводящего корпуса несколько прижимает фазовый центр в средней части диапазона частот. Кроме того, важно отметить, что в случае использования способа установки при котором излучатель находится на одном уровне с краем корпуса пространственное положение фазового центра изменяется в меньших пределах (от 1,6 до минус 2,1 мм), чем в случае, когда излучатель установлен внутрь проводящего корпуса (от 2,3 до минус 2,2). Для применения антенны в составе фазового пеленгатора предпочтительным является первый способ установки излучателя, поскольку в этом случае пространственное положение фазового центра изменяется в меньших пределах.

Подводя итог настоящей работы можно сделать два основных вывода:

- первый состоит в том, что установка плоского спирального излучателя внутрь проводящего корпуса приводит к изменению положения фазового центра относительно случая, когда излучатель установлен на одном уровне с краем корпуса. Особенно это проявляется в нижней и средней частях рабочего диапазона частот;
- установка плоского спирального излучателя на одном уровне с краем корпуса является предпочтительной для применения антенны в составе фазового пеленгатора, поскольку в этом случае пространственное положение фазового центра более стабильно по сравнению со случаем установки излучателя внутрь корпуса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Князев Н.Г., Курдюмов О.А., Сагач В.Е. Простой метод определения координат фазового центра антенны // Антенны. 2020 №1. С. 28-33.
- [2] Efficient Phase Center Estimation Method for OTA Beamforming Characterization / Shih-Cheng Lin, Sheng-Fuh Chang, Janne-Wha Wu, I-Min Chen, Tai-Lang Jong. // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, 10-13 December. IEEE, 2019.
- [3] Бахрах Л.Д., Бенинсон Л.С., Зелкин Е.Г. Справочник по антенной технике: Справ. в 5 т. Т. 1. / под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. М.: ИПРЖР, 1997. 256 с.
- [4] Гуделев А.В., Курдюмов О.А., Сагач В.Е. Исследование положения фазового центра антенн эллиптической поляризации // Антенны. 2022, №4. С. 26-32.
- [5] Калинин Ю.Н. Измерение координат фазового центра антенны // Антенны. 2014, № 4. С. 54-62.
- [6] Evaluating the Effectiveness of Applying the Phase Center for Antenna Measurements / Katsushige Harima // 2017 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA), Tsukuba, Japan, 4-6 December. IEEE, 2017.
- [7] Calculating the Phase Center of an Antenna a simple experimental method based on linear near-field measurements / Enrique G. Plaza, German Leon, Susana Loredo, Luis F. Herran // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2017. Vol. 59, №5. P. 130-175.

Эквивалентные структуры из разреженной проводной сетки для трехмерной печатной перфорированной рупорной антенны X-диапазона с использованием АОТС

М. Т. Нгуен, А. Ф. Алхадж Хасан, Т. Р. Газизов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

nguyen.t.2213-2022@e.tusur.ru

Аннотация. Снижение массы рупорных антенн является актуальной и важной задачей, особенно для широкополосных приложений. Аппроксимация оптимальной токовой сеткой (АОТС) и ее модификации являются многообещающими подходами к решению этой задачи, сохраняющими электрические свойства и возможность изготовления механической конструкции антенн. Применяя АОТС к проводной сетке антенны, можно получить разреженную структуру, функционирующую эквивалентно исходной с контролируемой точностью ее характеристик. В данной работе продемонстрировано применение АОТС и ее модификаций на примере рупорной антенны, которая ранее исследовалась в другой работе. Характеристики полученных антенных структур после применения этих подходов сравнивались с результатами измерений, полученными для различных моделей, полученных с помощью 3D-печати, а также вычислений другим численным методом для перфорированной модели. Сравнение показало эффективность АОТС в создании антенных структур с уменьшенной массой по сравнению с другими подходами. Более того, структуры, полученные с помощью АОТС, могут использоваться в последующем моделировании, заменяя исходную модель антенны и позволяя сэкономить вычислительные ресурсы. В целом, работа показывает потенциал АОТС и ее модификаций, подтверждая их применимость в практических приложениях, предлагая преимущества в снижении массы и вычислительных затрат по сравнению с другими подходами.

Ключевые слова: проводная сетка; разреженная антенна; 3D-печать; рупорная антенна; метод моментов; аппроксимация оптимальной токовой сеткой

I. ВВЕДЕНИЕ

Снижение массы антенн, особенно волноводных, является нетривиальной и важной задачей [1–3]. Этот тип антенн находит широкое применение в широкополосных системах связи, таких как беспроводные коммуникации, мобильные сети, телевидение и спутниковый интернет [4–6]. Масса и размеры такой антенны играют важную роль в портативности и развертывании системы. Этот аспект особенно важен в чрезвычайных ситуациях и суровых погодных условиях, когда быстрая связь и подключение могут смягчить последствия непредвиденных ситуаций. Кроме того, уменьшение массы антенны дает экономические преимущества, особенно при развертывании мобильных сетей. Более легкая антенна

приводит к снижению затрат на транспортировку, установку и обслуживание, что приводит к значительным экономическим выгодам для поставщиков телекоммуникационных услуг. Кроме того, это способствует более конкурентоспособной среде в медиаиндустрии.

Исследования по снижению массы волноводных антенн также вносят свой вклад в развитие технологий и науки. Это включает изучение и применение передовых методов, материалов и способов. Создание более легких и эффективных антенн является сложной инженерной задачей, которая требует интеграции различных дисциплин, включая материаловедение, радиоэлектронику и механику [7–10]. Недавние исследования особое внимание уделяют использованию разреженных антенн в качестве замены антенн со сплошной поверхностью [11–13]. Этот подход значительно снижает как массу, так и размер приемной антенны. Однако изменение этих факторов может повлиять на необходимые характеристики антенны. Поэтому важно провести моделирование антенны для оценки ее производительности перед переходом к производству.

Выбор численного метода играет ключевую роль при моделировании антенн и даёт многочисленные преимущества в этой области [14, 15]. Одним из основных преимуществ использования численных методов для моделирования антенн является потенциальная экономия времени, усилий и ресурсов по сравнению с физическими экспериментами. Вместо создания физической модели и проведения затратных экспериментов исследователи могут создать виртуальную модель антенны с помощью программного обеспечения для моделирования и выполнять всесторонний анализ, оценку и настройку на компьютере. Это значительно повышает эффективность и скорость проектирования и оптимизации антенн. Более того, численные методы позволяют детально и точно моделировать антенны в различных средах и условиях, позволяя ценное понимание характеристик и ограничений антенн в реальных сценариях. Это понимание способствует более эффективному и оптимизированному проектированию антенн.

Метод моментов (МоМ) широко признан как популярный и мощный метод для моделирования антенн [16–18]. Он обладает значительными преимуществами, которые позволяют точно представлять характеристики и свойства антенн. Одним из значительных преимуществ МоМ является его способность моделировать антенны со

сложными формами и разнообразными конструкциями. Это важно для проектирования и оптимизации антенн, так как позволяет оценить факторы, такие как размер, форма и размещение антенн. Еще одним преимуществом МоМ является его способность достигать относительно точных результатов при моделировании антенн. Кроме того, МоМ обладает довольно высокой вычислительной эффективностью. Он требует меньше вычислительных ресурсов по сравнению с другими численными методами, что делает его более пригодным для практического моделирования антенн. Более того, МоМ служит основой для разработки новых подходов и способов моделирования антенн, что дополнительно расширяет его применимость в технике и исследованиях антенн.

Во многих исследованиях МоМ широко применялся в сочетании с аппроксимацией проводной сеткой (ПС) для моделирования антенн [19–21]. Использование ПС предполагает представление проводящей поверхности антенны сеткой из соединенных проводов, обеспечивающей протекание тока как по поверхности [22]. Этот метод позволяет достичь существенной экономии ресурсов по сравнению с альтернативными подходами, сохраняя необходимые характеристики антенны. Для дальнейшего снижения массы антенн на основе МоМ и ПС разработаны различные подходы для создания разреженных антенн. Особое внимание привлекла аппроксимация оптимальной токовой сеткой (АОТС), предложенная в [23]. АОТС позволяет создавать эквивалентную разреженную структуру антенны путем исключения проводов с модулем тока ниже заданного уровня. Этот уровень, называется допуском удаления элементов сетки (ДУЭС), может задаваться относительно как максимального, так и среднего модуля тока. Однако применение АОТС в конструкциях непечатных антенн сопряжено с техническими трудностями из-за наличия свободных проводов, которые не соединены с проводной сеткой. Для решения этой проблемы в [23] предложена модифицированная версия исходной аппроксимации, названная «соединенной» АОТС (САОТС). Она направлена на восстановление некоторых проводов для поддержания физических связей между свободными проводами, полученными после применения АОТС, и основной сеткой, что позволяет минимизировать трудности изготовления, связанные с созданием разреженных антенн. Однако до настоящего времени эти подходы применялись только для антенн со сплошной поверхностью и в узком диапазоне частот. Поэтому целью данной работы является расширение применения этих подходов на широкополосные антенны и проверка их эффективности путем сравнения их результатов с другими (перфорированными) моделями.

Данная работа организована следующим образом. В разделе II представлено подробное пояснение, как ПС используется для аппроксимации поверхности рупорной антенны в данном исследовании. В нем описывается применяемая методология и обсуждаются ключевые аспекты аппроксимации ПС. Затем результаты моделирования, полученные при помощи ПС, сравниваются с результатами, полученными с использованием другого программного обеспечения, а также измерениями различных моделей антенн, созданных с использованием технологии 3D-печати. В разделе III представлено применение подходов АОТС и САОТС к структуре ПС. Раздел начинается со

сравнительного анализа зависимостей характеристик антенны от значений ДУЭС. Затем выбираются наиболее подходящие значения ДУЭС на основе проведенного анализа. Наконец, в разделе IV подводятся итоги исследования и делаются выводы на основе результатов моделирования и сравнительного анализа в ходе исследования.

II. АППРОКСИМАЦИЯ ПОВЕРХНОСТИ ПРОВОДНОЙ СЕТКОЙ

Для оценки эффективности изучаемых подходов выбрана широкополосная перфорированная рупорная антенна, описанная в [24]. На рис. 1а представлен изометрический вид этой антенны. Она разработана для X-диапазона частот от 8 до 12 ГГц. Геометрические параметры антенны следующие: длина регулярной части (a_1) 22,86 мм, ширина регулярной части (b_1) 10,16 мм, длина нерегулярной части (a_2) 32 мм, ширина нерегулярной части (b_2) 32 мм, высота регулярной части (l_1) 30 мм, а высота нерегулярной части (l_2) 50 мм.

Для уменьшения массы антенны в целом можно использовать различные перфорированные конструкции. В работе [24] исследователи учитывали допустимые потери и возможность изготовления для определения наиболее подходящего размера и типа перфорации. Их исследование показало, что перфорированные полости размером $\lambda/15$ обеспечивают оптимальный баланс между снижением массы и вносимыми потерями в перфорированных волноводах. С учетом точности процесса 3D-печати была выбрана толщина сетки 0,5 мм, что соответствует радиусу 0,25 мм.

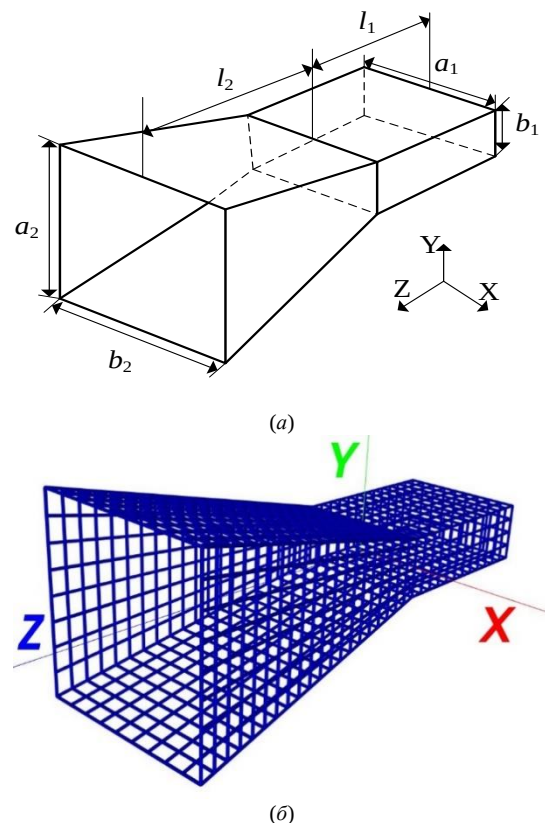


Рис. 1. Изометрический вид перфорированной рупорной антенны (а) [24] и её аппроксимированная с помощью ПС структура (б)

Для моделирования рупорной антенны использован подход ПС, описанный в работе [22]. Сетка регулярной части рупорной антенны имеет 9 частей вдоль оси ОХ, 4 части вдоль оси ОУ и 12 частей вдоль оси ОZ. Сетка

нерегулярной части имеет 9 частей вдоль оси ОХ, 8 частей вдоль оси ОУ и 20 частей вдоль оси ОZ. Всего использовалось 2079 проводов (N) для аппроксимации поверхности антенны. Все провода имели одинаковый радиус 0,25 мм. Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В был подключен к сетке на нижней стороне регулярной части и внутри нее вдоль оси ОУ. Он располагался на расстоянии 25 мм от плоскости, разделяющей регулярную и нерегулярную части рупора. Провод возбуждения делился на 8 сегментов, а остальные провода сетки представились одним сегментом. Длина (l_s) и радиус (r_s) провода возбуждения варьировались в зависимости от длины волны (λ) и частоты моделирования (f) по следующим формулам: $l_s = \lambda/5.25$ и $r_s = 0.5e^{-4} + (f - 8e^9) \times \lambda/3500$. На рис. 1б показана структура антенны, аппроксимированная ПС, которая будет называться исходной структурой на протяжении всего исследования.

Затем сравнивались результаты, полученные для модели ПС антенны и с использованием программного обеспечения HFSS для перфорированной модели антенны из [24]. Кроме того, для сравнения использовались результаты измерений для 3D-печатных структур из металла, с покрытием из меди и покрытием из металла, также представленные в [24]. Поскольку ключевыми параметрами интереса для различных конструкций антенн являются коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) и коэффициент усиления антенны (КУ) в интересующем диапазоне частот, их зависимости от частоты сравнивались для всех упомянутых моделей антенн. Эти сравнения показаны на рис. 2 и 3 соответственно.

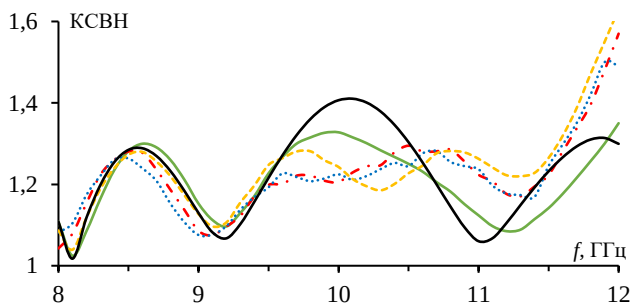


Рис. 2. Частотные зависимости КСВН моделей рупорной антенны: рассчитанные, для ПС (—) и перфорированной, с помощью HFSS (---); измеренные, для металлической печати (····), медного покрытия (····) и металлического покрытия (---) из [24]

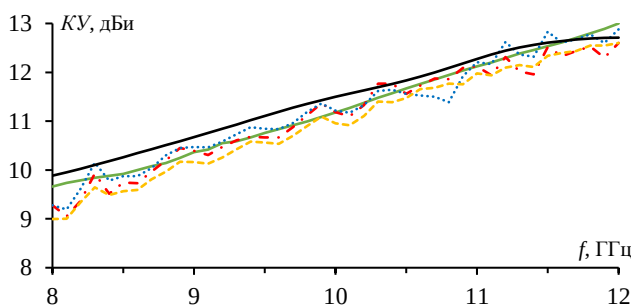


Рис. 3. Частотные зависимости КУ моделей рупорной антенны: рассчитанные, для ПС (—) и перфорированной, с помощью HFSS (---); измеренные, для металлической печати (····), медного покрытия (····) и металлического покрытия (---) из [24]

Рис. 2 наглядно демонстрирует хорошую согласованность результатов. В пределах диапазона Х-диапазона КСВН антенны, полученный моделированием, остается ниже 1,4. Относительно результатов измерений

для различных перфорированных структур, наблюдаются незначительно более высокие значения КСВН в диапазоне частот 11,5–12 ГГц. При частоте 10 ГГц результаты, полученные с помощью HFSS, и результаты измерений незначительно лучше, чем с использованием ПС. Однако разница невелика и приемлема. На рис. 3 видно, что КУ, полученный с помощью моделирования ПС, в целом стабильно выше, чем результаты HFSS и измерений в основном диапазоне рабочих частот. Однако от 11,7 до 12 ГГц КУ, полученный с помощью HFSS, превосходит КУ, полученный с помощью ПС и измерениями. Следует отметить, что результаты измерений постоянно показывают более низкий КУ по сравнению с результатами моделирования. Это может быть связано с внешними факторами и разбросом параметров производства, которые могут влиять на результаты измерений. Тем не менее, различия относительно невелики, и ПС, по-прежнему, можно считать надежным подходом к моделированию характеристик антенны.

Дополнительно, в данном исследовании рассматривается диаграмма направленности (ДН) антенны на основных частотах. Результаты моделирования с использованием ПС сравнивались с полученными с помощью HFSS, а также с результатами измерений излучения в дальней зоне, проведенными в высокочастотной безэховой испытательной камере для различных перфорированных структур. ДН в плоскостях E и H при 8, 10 и 12 ГГц представлены на рис. 4, 5 и 6 соответственно.

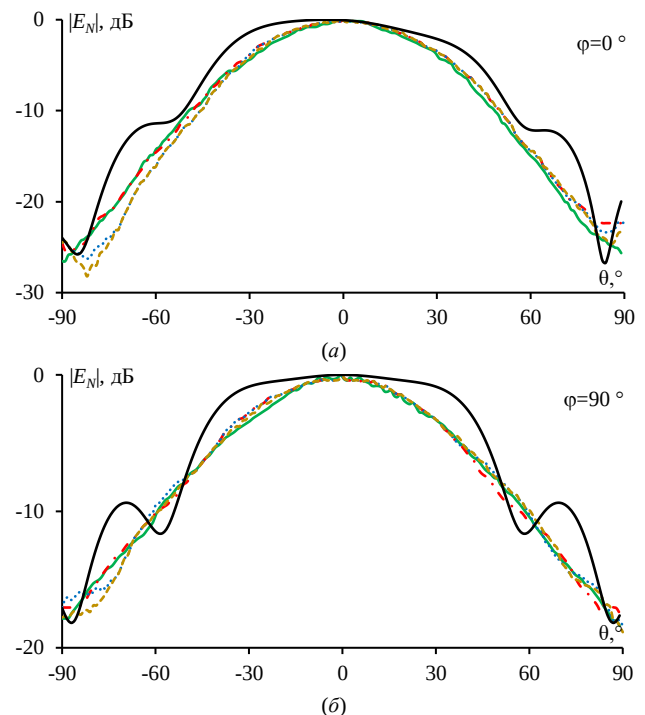


Рис. 4. ДН, вычисленные с помощью ПС (—) и HFSS (---) и измеренные для структур с металлической печатью (····), медным покрытием (····) и металлическим покрытием (---) [24] в плоскостях E (a) и H (б) на частоте 8 ГГц

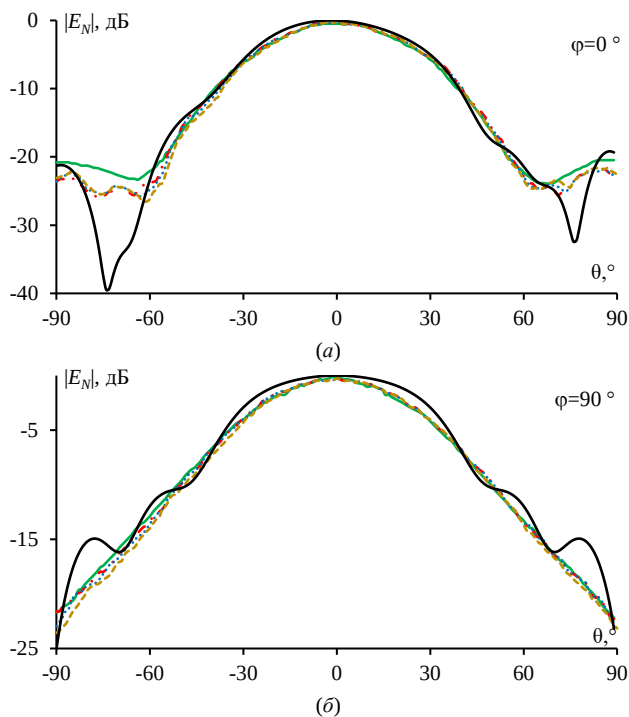


Рис. 5. ДН, вычисленные с помощью ПС (—) и HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (---), медным покрытием (....) и металлическим покрытием (---) [24] в плоскостях Е (а) и Н (б) на частоте 10 ГГц

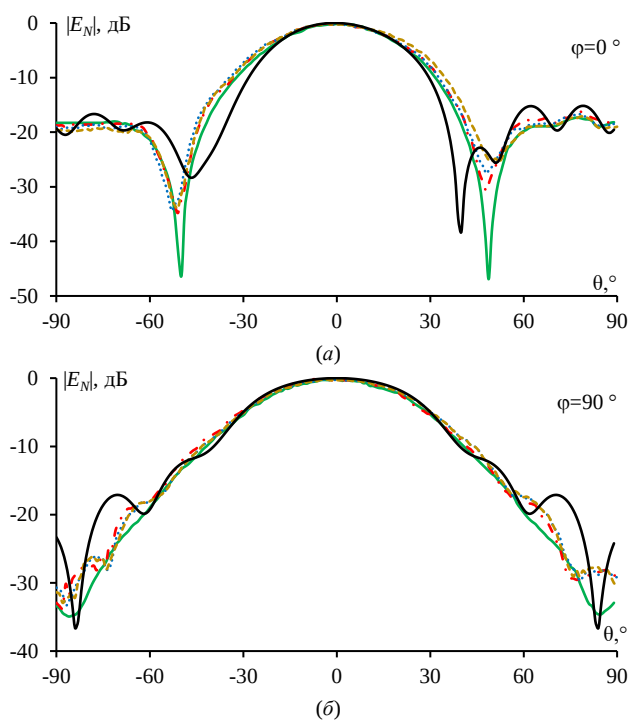


Рис. 6. ДН, вычисленные с помощью ПС (—) и HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (---), медным покрытием (....) и металлическим покрытием (---) [24] в плоскостях Е (а) и Н (б) на частоте 12 ГГц

Полученные ДН демонстрируют хорошее согласование, особенно на частоте 10 ГГц. При сравнении результатов моделирования с использованием ПС и HFSS с измеренными результатами, наблюдается минимальная разница. В частности, в плоскости Е результаты моделирования ПС превосходят результаты, полученные с помощью HFSS. Следует отметить, что моделирование ПС демонстрирует более низкие уровни боковых лепестков и минимумов излучения по

сравнению с HFSS. Это говорит о том, что подход ПС обеспечивает более эффективный контроль над ними.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИМЕНЕНИЯ АОТС И САОТС

Разреженные структуры, полученные после применения АОТС и САОТС, зависят от значения ДУЭС. В случае модели рупорной антенны, аппроксимированной с помощью ПС, максимальный модуль тока в сегментах, прямо связанных с источником возбуждения, значительно превышает модули тока в других проводах сетки. Поэтому, модули тока нормализовались в ПС относительно их среднего значения. Изменяя значение ДУЭС, из сетки можно исключить разное количество проводов. Например, на рис. 7 показано количество оставшихся проводов при частоте 10 ГГц. Можно заметить, что после применения САОТС количество оставшихся проводов выше по сравнению с АОТС. Это объясняется тем, что САОТС восстанавливает некоторые провода для сохранения целостности сетки.

Изменение количества проводов непосредственно влияет на массу антенны, а также на требования к памяти и время моделирования при последующем анализе полученной разреженной структуры. Зависимости уменьшения массы, памяти и времени моделирования от ДУЭС, полученные при применении АОТС и САОТС приведены на рис. 8. Кроме того, поскольку количество проводов изменяется, изменяются и характеристики антенны, которые следует тщательно рассмотреть перед выбором соответствующего значения ДУЭС. Основные характеристики антенны, такие как КСВН, КУ и входной импеданс ($|Z|$), оценывались после применения АОТС и САОТС с различными значениями ДУЭС от 0 до 100 % на частотах 8, 10 и 12 ГГц. Результаты представлены соответственно на рис. 9–11.

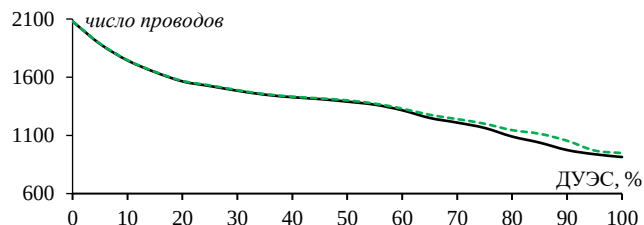


Рис. 7. Зависимости числа оставшихся проводов разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (—) и САОТС (---) на частоте 10 ГГц

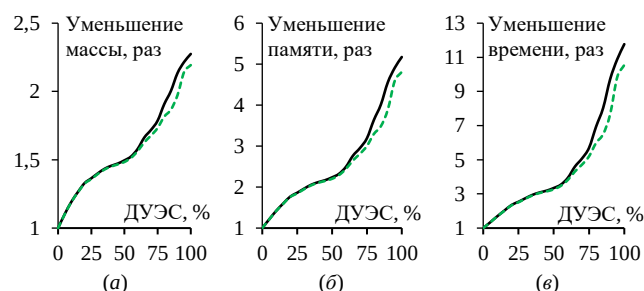


Рис. 8. Зависимости уменьшения массы (а), и затрат памяти (б) и времени (в) на последующее моделирование разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (—) и САОТС (---) на частоте 10 ГГц

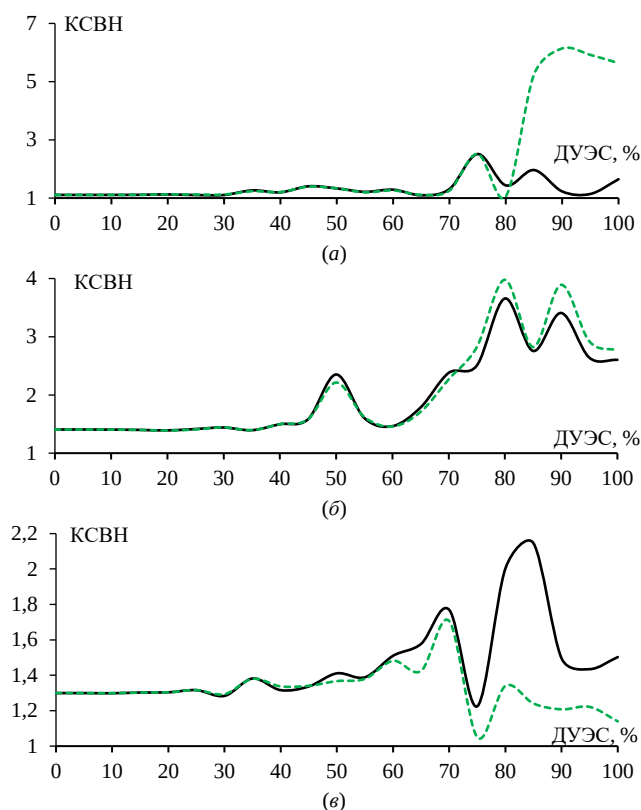


Рис. 9. Зависимости КСВН разреженной перфорированной рупорной антенны после АОТС (—) и САОТС (---) от ДУЭС на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

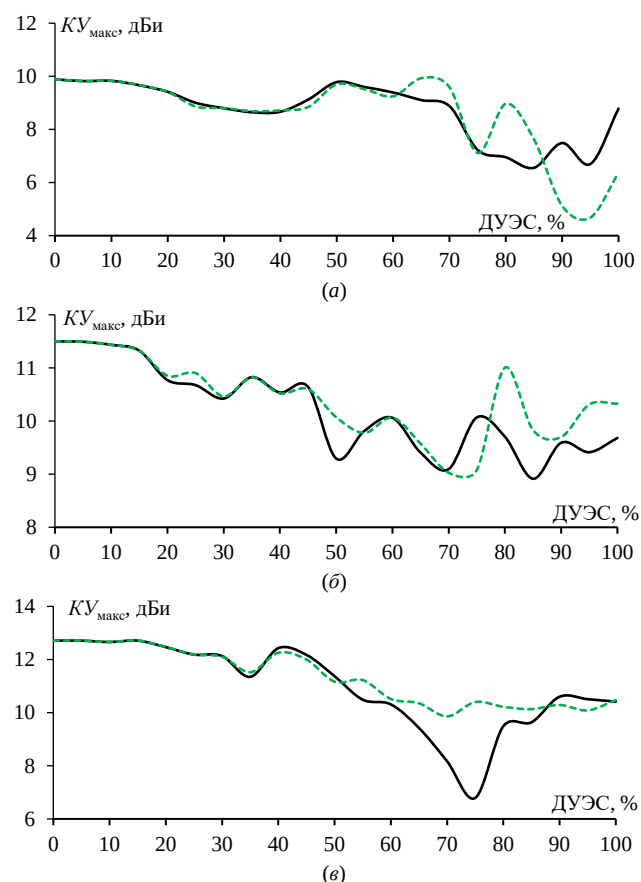


Рис. 10. Зависимости максимального КУ разреженной рупорной антенны после АОТС (—) и САОТС (---) от ДУЭС на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

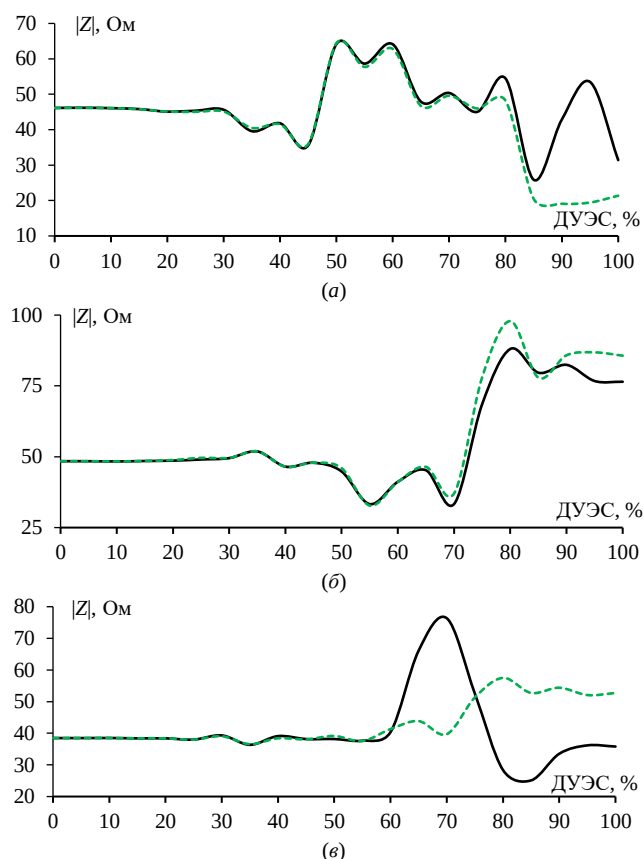


Рис. 11. Зависимости $|Z|$ разреженной рупорной антенны после АОТС (—) и САОТС (---) от ДУЭС на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

Из рис. 9–11 видно, что при ДУЭС < 60 % основные характеристики антенны мало отличаются от исходной структуры (при ДУЭС = 0). Однако при ДУЭС > 60 % изменения в свойствах антенны становятся более заметными. Кроме того, можно заметить, что САОТС дает результаты, более близкие к исходной структуре, чем АОТС. Однако, для уменьшения массы антенны, памяти и времени последующие моделирования, АОТС дает лучшие результаты. Выбор наиболее подходящего подхода и значения ДУЭС зависит от конкретных требований.

Проанализируем более подробно результаты при ДУЭС = 60 % на частоте 10 ГГц. На рис. 12 представлены разреженные рупорные антенны после АОТС и САОТС, где осталось соответственно $N_0 = 1316$ проводников для АОТС и $N_c = 1330$ проводников для САОТС. Основное время, затрачиваемое на решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) методом Гаусса, пропорционально третьей степени ее порядка $O(N)^3$, в то время как требуемая память пропорциональна квадрату порядка $O(N)^2$. Следовательно, после применения АОТС, масса антенны уменьшается в $N/N_0 = 1,58$ раза, требуемая память – в $(N/N_0)^2 = 2,50$ раза, а время, затрачиваемое на решение СЛАУ – в $(N/N_0)^3 = 3,94$ раза. Аналогично, после САОТС, масса антенны уменьшается в $N/N_c = 1,56$ раза, требуемая память – в $(N/N_c)^2 = 2,44$ раза, а время решения СЛАУ – в $(N/N_c)^3 = 3,82$ раза. На рис. 13 приведено сравнение ДН разреженных структур после АОТС и САОТС, с ДН структуры из исходной ПС. Кроме того, в Таблице 1 представлено сравнение характеристик антенны на частоте 10 ГГц для различных моделей антенн, что дополнительно иллюстрирует эффективность полученных разреженных структур.

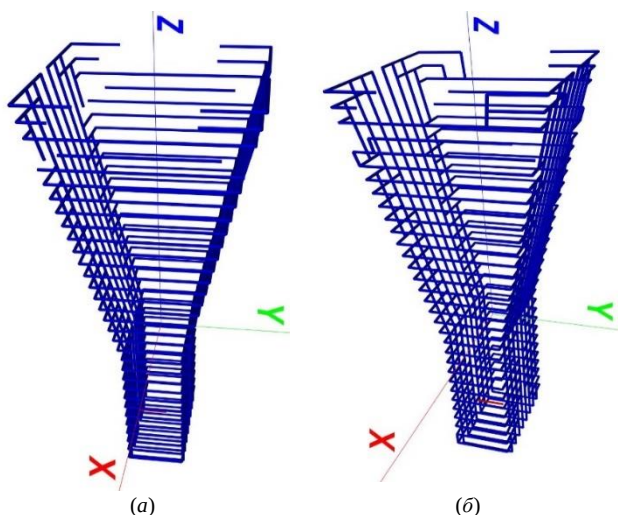


Рис. 12. Полученные разреженные рупорные антенны после АОТС (а) и САОТС (б) при ДУЭС=60% на частоте 10 ГГц

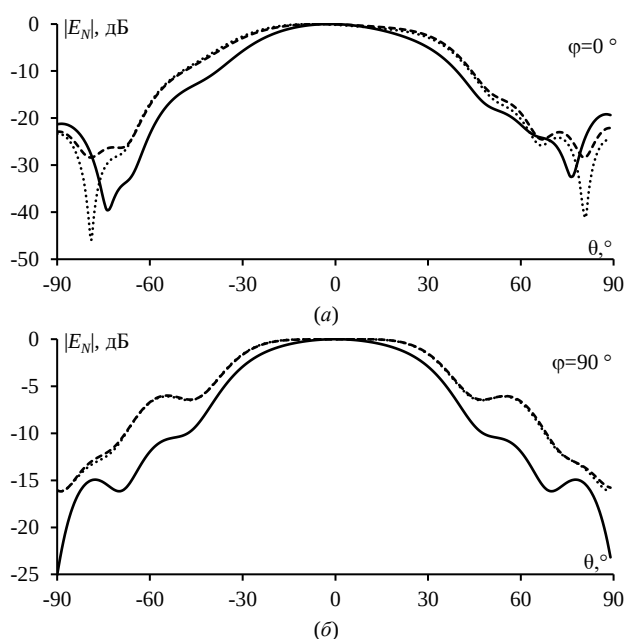


Рис. 13. ДН рупорной антенны вычисленные для её исходной ПС (—) и после АОТС (....) и САОТС (---) при ДУЭС=60% на частоте 10 ГГц в плоскостях Е (а) и Н (б)

ТАБЛИЦА I. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗЛИЧНЫХ МОДЕЛЕЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ НА ЧАСТОТЕ 10 ГГц

МОДЕЛЬ АНТЕННЫ		КСВН	КУ _{макс} дБи	Уровень боковых лепестков (Е/Н), дБ	Ширина луча (Е/Н), °
Измерение [24]	Металлическая печать	1,21	11,19	-23,64/-21,60	42/51
	Медное покрытие	1,22	11,22	-23,64/-22,96	41/51
	Металлическое покрытие	1,24	10,96	-23,10/-23,57	37/51
Моделирование	HFSS [24]	1,33	11,18	-20,80/-21,68	39/53
	ПС	1,41	11,50	-21,31/-25,06	46/60
Разреживание	АОТС	1,46	10,10	-23,33/-16,10	62/70
	САОТС	1,46	10,10	-22,88/-16,08	60/69

Результаты показывают, что характеристики разреженной антенны после АОТС и САОТС незначительно ниже по сравнению с исходной. Конкретно, разреженные антенны демонстрируют примерно на 1 дБи меньшую КУ и примерно на 6 дБ выше уровни боковых лепестков в плоскости Н по

сравнению с измеренными. Однако в плоскости Е уровни боковых лепестков сходны с измеренными. Несмотря на такие различия, эти значения могут считаться приемлемыми в конкретных случаях, когда требуются антенны с малой массой и низкими вычислительными затратами. Важно тщательно рассмотреть конкретные требования и компромиссы при использовании разреженных антенн.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлен всесторонний анализ подходов АОТС и САОТС для совершенствования широкополосной перфорированной рупорной антенны. Основные результаты и вклад исследования включают успешную аппроксимацию поверхности рупорной антенны посредством ПС на основе МоМ, с хорошей согласованностью результатов моделирования ПС и HFSS и измерений 3D-печатных структур. Результаты моделирования ПС часто превосходят результаты моделирования HFSS и результаты измерений, что демонстрирует эффективность подхода ПС при моделировании антенн.

Кроме того, в данном исследовании применялись АОТС и САОТС для создания разреженных структур и анализа их характеристик. Проведенный сравнительный анализ характеристик антенны после АОТС и САОТС с изменяющимися значениями ДУЭС, определяющими степень разреженности, показал, что при ДУЭС<60 % изменения характеристик антенны минимальны, а при ДУЭС>60 % – значительны. Продемонстрировано снижение массы антенны, требований к памяти и времени при последующем моделировании после АОТС и САОТС, что подчеркивает их эффективность с точки зрения использования ресурсов. Например, при ДУЭС=60% на частоте 10 ГГц и после применения АОТС, масса антенны уменьшилась в 1,58 раза, требуемая память – в 2,50 раза, а время, затрачиваемое на решение СЛАУ – в 3,94 раза. А после САОТС, масса антенны уменьшилась в 1,56 раза, требуемая память – в 2,44 раза, а время решения СЛАУ – в 3,82 раза.

Исследование акцентирует внимание на гибкости подходов АОТС и САОТС в балансировании производительности и стоимости, позволяющем разработчикам оценить значения ДУЭС на основе конкретных требований. В целом, статья предоставляет практические сведения о применении подходов АОТС и САОТС для проектирования разреженных антенн, подчеркивая их потенциал для сокращения затрат и оптимизации характеристик в производстве антенн. В будущем планируется изготовление макетов разреженных антенн на основе АОТС с использованием 3D-печати и сравнение результатов измерений с результатами данного и предыдущих исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Quevedo-Teruel O., Liao Q., Chen Q., Castillo-Tapia P., Mesa F., Zhao K., Nelson J.G. Geodesic lens antennas for 5G and beyond // IEEE Communications Magazine. – 2022. – Т. 60. – №. 1. – С. 40–45. [CrossRef].
- [2] Basile V., Grande M., Marrocco V., Laneve D., Petrigiani S., Prudenzianno F., Fassi I. Design and manufacturing of super-shaped dielectric resonator antennas for 5G applications using stereolithography // IEEE Access. – 2020. – Т. 8. – С. 82929–82937. [CrossRef].
- [3] Yi X., Su T., Li X., Wu B., Yang L. A double-layer wideband transmitarray antenna using two degrees of freedom elements around 20 GHz // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – Т. 67. – №. 4. – С. 2798–2802. [CrossRef].

- [4] Ullah A., Parchin N.O., Abd-Alhameed R.A., Excell P.S. Coplanar waveguide antenna with defected ground structure for 5G millimeter wave communications // 2019 2nd IEEE Middle East and North Africa COMMUNICATIONS Conference (MENACOMM). – IEEE, 2019. – C. 1–4. [\[CrossRef\]](#).
- [5] Awan W.A., Naqvi S.I., Ali W.A.E., Hussain N., Iqbal A., Tran H.H., Alibakhshikenari M., Limiti E. Design and Realization of a Frequency Reconfigurable Antenna with Wide, Dual, and Single-Band Operations for Compact Sized Wireless Applications // Electronics. – 2021. – T. 10. – №. 11. – C. 1321. [\[CrossRef\]](#).
- [6] Liu G., Wang X., He L., Wang S., Zhou S. A Novel Ka-band Waveguide Slotted Antenna with Wide-band Dual-Polarization // 2020 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). – IEEE, 2020. – C. 1–4. [\[CrossRef\]](#).
- [7] Tsolis A., Bakogianni S., Angelaki C., Alexandridis A.A. A review of clothing components in the development of wearable textile antennas: design and experimental procedure // Sensors. – 2023. – T. 23. – №. 6. – C. 3289. [\[CrossRef\]](#).
- [8] Hashim F.F., Mahadi W.N.L.B., Abdul Latif T.B., Othman M.B. Key Factors in the Implementation of Wearable Antennas for WBNs and ISM Applications: A Review WBNs and ISM Applications: A Review // Electronics. – 2022. – T. 11. – №. 15. – C. 2470. [\[CrossRef\]](#).
- [9] Ali U., Ullah S., Kamal B., Matekovits L., Altaf A. Design, Analysis and Applications of Wearable Antennas: A Review // IEEE Access. – 2023. – T. 11. – C. 14458–14486. [\[CrossRef\]](#).
- [10] Whittaker T., Zhang S., Powell A., Stevens C.J., Vardaxoglou J.Y.C., Whittow W. 3D printing materials and techniques for antennas and metamaterials: A survey of the latest advances // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2023. – T. 65. – №. 3. – C. 10–20. [\[CrossRef\]](#).
- [11] Shi W., Li Y., Zhao L., Liu X. Controllable sparse antenna array for adaptive beamforming // IEEE Access. – 2019. – T. 7. – C. 6412–6423. [\[CrossRef\]](#).
- [12] Torres T., Anselmi N., Nayeri P., Rocca P., Haupt R. Low discrepancy sparse phased array antennas // Sensors. – 2021. – T. 21. – №. 23. – C. 7816. [\[CrossRef\]](#).
- [13] Buttazzoni G., Babich F., Vatta F., Comisso M. Geometrical synthesis of sparse antenna arrays using compressive sensing for 5G IoT applications // Sensors. – 2020. – T. 20. – №. 2. – C. 350. [\[CrossRef\]](#).
- [14] David D.S.K., Jeong Y., Wu Y.C., Ham S. An Analytical Antenna Modeling of Electromagnetic Wave Propagation in Inhomogeneous Media Using FDTD: A Comprehensive Study // Sensors. – 2023. – T. 23. – №. 8. – C. 3896. [\[CrossRef\]](#).
- [15] Liu B., Akinsolu M.O., Song C., Hua Q., Excell P., Xu Q., Yi H., Imran M.A. An efficient method for complex antenna design based on a self adaptive surrogate model-assisted optimization technique // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2021. – T. 69. – №. 4. – C. 2302–2315. [\[CrossRef\]](#).
- [16] Konno K., Yuan Q., Chen Q., Yokokawa K., Goto J., Fukawasa T. Efficient Method of Moments for Numerical Analysis of Antennas with Variable Load Impedance // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – T. 68. – №. 12. – C. 8233–8237. [\[CrossRef\]](#).
- [17] Kornprobst J., Paulus A., Eibert T.F., Mauermayer R.A.M. Method-of-moments modeling of conducting objects within the fast irregular antenna field transformation algorithm // 2019 Antenna Measurement Techniques Association Symposium (AMTA). – IEEE, 2019. – C. 1–4. [\[CrossRef\]](#).
- [18] Paez-Rueda C.-I., Fajardo A., Pérez M., Perilla G. Closed-Form Expressions for Numerical Evaluation of Self-Impedance Terms Involved on Wire Antenna Analysis by the Method of Moments // Electronics. – 2021. – T. 10. – №. 11. – C. 1316. [\[CrossRef\]](#).
- [19] Topa T. Porting wire-grid MoM framework to reconfigurable computing technology // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – T. 19. – №. 9. – C. 1630–1633. [\[CrossRef\]](#).
- [20] Hawkins J.D., Lok L.B., Brennan P.V., Nicholls K.W. HF wire-mesh dipole antennas for broadband ice-penetrating radar // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – T. 19. – №. 12. – C. 2172–2176. [\[CrossRef\]](#).
- [21] Colgan M.A., Mirotznik M.S. Design and Fabrication of 3D Wire Grid Antenna An Integrated Method for Optimization in Constrained Volumes // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. – IEEE, 2020. – C. 1553–1554. [\[CrossRef\]](#).
- [22] Alhaj Hasan A., Klyukin D.V., Kvasnikov A.A., Komnatnov M.E., Kuksenkov S.P. On wire-grid representation for modeling symmetrical antenna elements // Symmetry. – 2022. – T. 14. – №. 7. – C. 1354. [\[CrossRef\]](#).
- [23] Alhaj Hasan A., Nguyen T.M., Kuksenkov S.P., Gazizov T.R. Wire-grid and sparse MoM antennas: Past evolution, present implementation, and future possibilities // Symmetry. – 2023. – T. 15. – №. 2. – C. 378. [\[CrossRef\]](#).
- [24] Huang G.L., Zhou S.G., Sim C.Y.D., Chio T.H., Yuan T. Lightweight perforated waveguide structure realized by 3-D printing for RF applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – T. 65. – №. 8. – C. 3897–3904. [\[CrossRef\]](#).

Широкополосная двухполяризационная антенная решетка для систем связи диапазона 6 ГГц

Н. Д. Булыгин, О. В. Сойкин, С. С. Чуркин,
А. В. Можаровский, М. С. Муравьев, М. Е. Суворова
ООО «Радио Гигабит», Нижний Новгород, Россия
E-mail: nikita.bulygin@radiogigabit.com

Аннотация. В данной работе представлена эффективная планарная антенная решетка с двойной линейной поляризацией, основанная на широкополосных дипольных антенных элементах. Антенна предназначена для современных систем беспроводной связи диапазона около 6 ГГц, таких как 5G, системы «точка-точка» и «точка-многоточка», а также многих других. Широкополосность антенного элемента достигается за счет применения симметричных паразитных излучателей. При этом разработанный антенный элемент является простым и недорогим решением с хорошими электрическими характеристиками. Для верификации результатов электродинамического моделирования был изготовлен и измерен прототип антенной решетки размерностью 8×8 антенных элементов. По результатам измерений получено, что разработанная антенна согласована по уровню -10 дБ коэффициента отражения, с коэффициентом усиления 25 дБи и уровнем кроссполяризационной развязки >30дБ в полосе 4.5–6.6 ГГц (42 %), что подтверждает возможность использования в различных приложениях диапазона 6 ГГц

Ключевые слова: дипольная антенна; двухполяризационная антенна; планарная антенная; 5G

I. ВВЕДЕНИЕ

Последнее десятилетие продемонстрировало активное развитие беспроводных технологий, в основном обусловленное быстрым развитием мобильных сетей и систем фиксированной беспроводной связи. Одним из практических примеров является стандарт мобильных сетей пятого поколения (5G), который обеспечивает передачу данных со скоростями до десятков Гбит/с. Другие примеры применения можно найти в различных фиксированных системах беспроводной связи типа «точка-точка» и «точка-многоточка» [1]. В настоящее время такие системы используются, в том числе, в транспортных сетях систем мобильной связи, имеющих большую пропускную способность. Широко используемые рабочие частоты для такого типа приложений сосредоточены в диапазоне 6 ГГц в зависимости от нормативных требований в разных странах.

В любой из вышеперечисленных систем требуется эффективная антенна, и в настоящее время различные исследовательские работы сосредоточены на интегрированных антенных решетках с большим количеством элементов.

Разработка таких антенн является довольно сложной задачей и для ее реализации требуется использование антенных элементов (АЭ) с высокой эффективностью, что определяется требованиями к характеристикам

антенной решетки: она должна обладать двойной поляризацией (для увеличения пропускной способности), высокой развязкой, широкой полосой пропускания, высоким коэффициентом усиления и низкими потерями. Кроме того, антенна должна иметь эффективное и простое соединение с радиочастотным модулем и быть недорогой в массовом производстве.

В литературе известно несколько основных подходов к проектированию АЭ, например, на основе различных модификаций обычной микрополосковой антенны [2], включая некоторые конструкции многослойных патчей [3]–[5]. Чтобы расширить полосу пропускания, этот тип антенн требует использования совместно с основным излучающим элементом дополнительных пассивных, которые должны располагаться на различных слоях печатной платы (ПП), что приводит к необходимости использования многослойных плат и удорожанию антенны.

Другим подходом к увеличению рабочей полосы является модификация дипольной антенны типа «бабочка» (bow-tie) [6]–[8]. Этот двухполяризационный АЭ обладает как широкополосностью, так и высокой кроссполяризационной развязкой. Недостатком данного АЭ является сложная трехмерная структура, поскольку плечи диполя обычно расположены на специальных креплениях, а сигнал на каждый элемент подается с помощью дополнительных коаксиальных кабелей. Таким образом, отсутствие простой системы распределения сигнала, сложность изготовления и относительно высокая стоимость являются существенными недостатками такого подхода.

В данной работе представлен дипольный АЭ с двойной поляризацией и исследована возможность его адаптации для различных антенных решений. Разработанный АЭ полностью удовлетворяет всем требованиям для систем фиксированной связи диапазона около 6 ГГц, поскольку он обладает высокой эффективностью, низкой стоимостью в массовом производстве и может быть выполнен на простой двухсторонней ПП. Проведен анализ АЭ для различных диапазонов частот, представлен прототип антенной решетки размерностью 8×8 для системы связи «точка-точка» на частоте 5–6 ГГц и экспериментально продемонстрированы преимущества выбранного подхода.

II. РАЗРАБОТКА АНТЕННОГО ЭЛЕМЕНТА

A. Планарный дипольный антенный элемент

В качестве основного единичного двухполяризационного АЭ был выбран печатный

диполь. Плечи диполя расположены на противоположных сторонах двухсторонней ПП [9], как показано на рис. 1. Сигнал к диполью подводится с помощью дифференциальной линии, образованной парой одинаковых полосков, выравненных на противоположных сторонах ПП. Характеристическое сопротивление линии передачи регулируется шириной проводников и может быть легко адаптировано к требуемому значению. Для достижения более широкой рабочей полосы в настоящей работе использованы подводящие линии с высоким импедансом, например, 200 Ом. Затем для выбранной линии проводится оптимизация входа диполя.

В качестве диэлектрической подложки для ПП был выбран термопластик ($D_k = 2.62$, $D_f = 0.0008$ @ 5 ГГц) толщиной 0.76 мм. Простая конфигурация антенного элемента не требует каких-либо переходных отверстий и может быть реализована на однослойной ПП.

Для получения направленной диаграммы направленности (ДН) АЭ под диполем размещается металлический экран. Характеристики АЭ зависят от расстояния до экрана, как показано на рис. 2. Как видно из приведенной зависимости при расстоянии до экрана $\sim 0.2 \lambda_0$, разработанный АЭ обеспечивает полосу пропускания $>15\%$ при снижении коэффициента усиления (КУ) менее чем на 1 дБ.

В. Разработка двухполяризационного АЭ

Конструкция двухполяризационного АЭ состоит из двух ПП, расположенных одна над другой. Одиночные диполи на каждой из ПП ориентированы ортогонально. Моделирование в САПР показывает, что уровень межэлементной изоляции зависит от расстояния между платами, и для АЭ диапазона 6 ГГц зазора в $0.06\lambda_0$ достаточно, чтобы обеспечить одновременно высокую изоляцию >25 дБ и компактный плоский форм-фактор с малым профилем (общая толщина антенны <20 мм). Итоговые расстояния от экрана до нижней и верхней платы составляют $0.18\lambda_0$ и $0.21\lambda_0$ соответственно. Данный АЭ с двойной поляризацией обладает более компактной конфигурацией, чем совместное расположение элементов на одной ПП, которое требует увеличения размера антенны.

В качестве примера подхода, представленного выше, двухполяризационный планарный дипольный АЭ промоделирован для диапазона 3.3–3.8 ГГц (п78), рассматриваемого для мобильных беспроводных систем, включая 5G. Результаты электродинамического моделирования такого АЭ в CST Microwave Studio представлены на рис. 3. Из графика S-параметров видно, что рабочий диапазон разработанного двухполяризационного АЭ составляет 3.1–3.9 ГГц (23%) по уровню обратных потерь 10 дБ, тогда как изоляция между ортогональными дипольными элементами составляет 25–30 дБ. Ширина главного луча ДН нижнего диполя составляет $103.3^\circ/57.7^\circ$ в Е-/Н-плоскостях, а для верхнего диполя $65^\circ/116^\circ$. При этом полоса пропускания

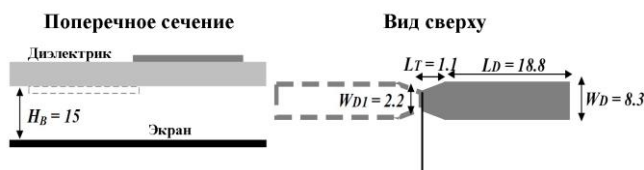


Рис. 1. Конфигурация дипольного АЭ для полосы 3.3–3.8 ГГц. Единицы измерения мм

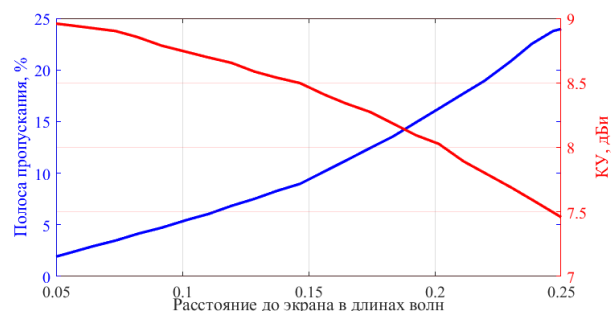


Рис. 2. Зависимость КУ и ширины полосы от расстояния до экрана

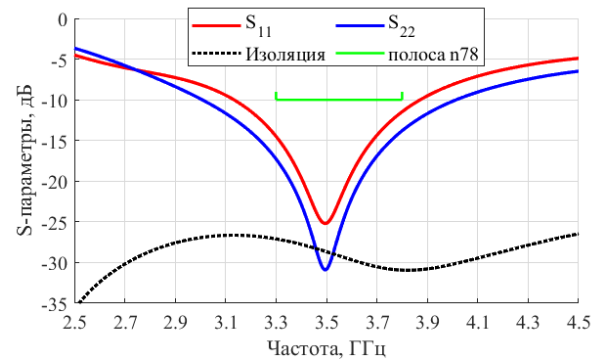


Рис. 3. S-параметры двухполяризационного АЭ

и ширина луча верхнего диполя немного шире из-за большего расстояния до экрана.

С. Расширение рабочей полосы и выбор входного разъема

Для расширения рабочей полосы разработанного АЭ была применена техника, основанная на использовании пассивных излучающих полосков, расположенных симметрично на одном уровне с основным излучателем (рис. 4а). При оптимизации резонансные частоты основного диполя и пассивных излучателей настраиваются со смещением для достижения необходимой ширины полосы. Например, для рассматриваемого АЭ за счет использования пассивных излучающих полосков полоса пропускания может быть расширена до $>40\%$, для охвата еще одного из диапазонов 5G NR (п79). Результаты моделирования модифицированного АЭ представлены на рис. 4б.

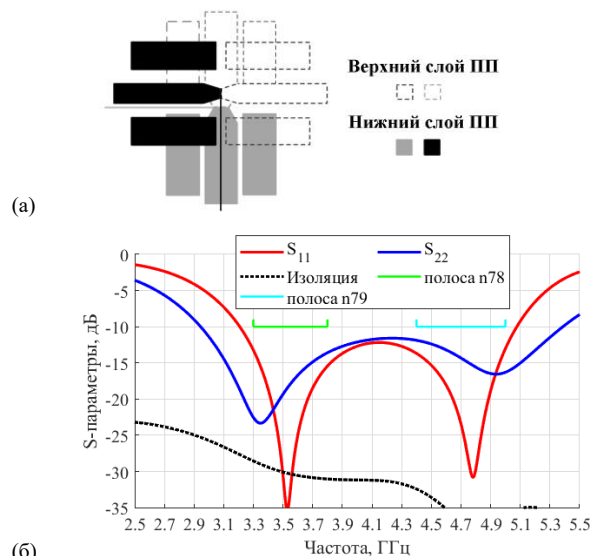


Рис. 4. Двухполяризационный АЭ с пассивными излучающими полосками: (а) схема; (б) S-параметры

Видно, что за счет применения дополнительных пассивных излучающих полосков достигается значительное расширение рабочей полосы по уровню коэффициента отражения < -10 дБ в диапазоне 3.2–5.1 ГГц при высоком уровне изоляции > 30 дБ почти во всем диапазоне. Сравнение характеристик разработанного АЭ и других известных из литературы решений обобщено в таблице 1.

Дополнительно дипольный АЭ с пассивными излучателями был адаптирован для полосы 4.9–6.6 ГГц. Параметры модели подбирались таким образом, чтобы достичь компромисса между КУ и шириной полосы пропускания. S-параметры такого АЭ представлены на рис. 5. Из графика видно, что АЭ согласован по уровню коэффициента отражения < -10 дБ в рассматриваемой полосе для обеих поляризаций. Изоляция между элементами также сохраняет уровень ~ 30 дБ во всём диапазоне рабочих частот.

Для разрабатываемой антенны были рассмотрены два варианта входного интерфейса. Первый представляет собой экономичное решение, использующее готовый коаксиальный разъем и металлические втулки [9].

Несмотря на низкую стоимость, данное решение является ненадежным, поскольку сильно зависит от качества изготовления компонентов и монтажа. Второй вариант основан на применении коммерческих кабельных сборок, показанных на рис. 6. Хотя стоимость кабельной сборки несколько выше, такое решение является более надежным с точки зрения обеспечения повторяемости и широкополосности.

Представленный двухполяризационный планарный диполь обладает простой конфигурацией и высокими

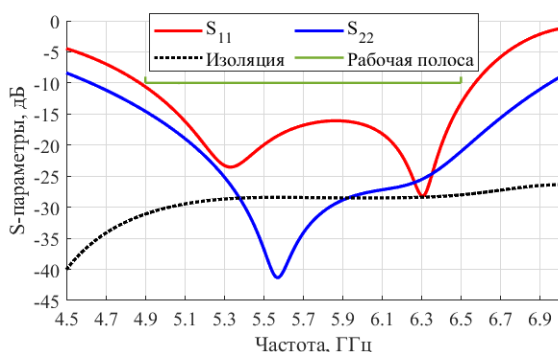


Рис. 5. S-параметры двухполяризационного АЭ диапазона 6 ГГц

ТАБЛИЦА 1. СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗЛИЧНЫХ АЭ

	Эта работа	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]
Полоса, %	35-40	14	24.3	27.5	66.6	46.5
Изоляция, дБ	> 30	> 25	> 26	> 30	35	> 32
КУ, дБи	8-9	8-9	6.3-6.6	5-6	8-9	8
Ширина ДН, градусы	103.3 / 57.7	65 $\pm$ 5	104	-	71.5	71.8
Кроссполаризация, дБ	< -25	< -22	< -25	< -30	< -30	-
Уровень обратного изл., дБ	< -25	-	< -20	-	< -18.5	-
Входной интерфейс	Опционально	Коаксиал	Коаксиал	Дифф. линия	Два коакс. каб.	Два коакс. каб.
Тип АЭ	Планарный	Многополосный	Многополосный	Многополосный	типа «бабочка»	типа «бабочка»

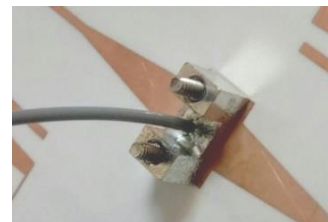


Рис. 6. П-образная кабельная сборка с переходной площадкой на ПП

электрическими характеристиками, что позволяет эффективно использовать его в технологичных антенных решетках с высоким КУ для систем связи фиксированного доступа.

III. ВЕРИФИКАЦИЯ КОНЦЕПЦИИ АНТЕННЫ

А. Антенная решетка 8×8

Макет антенной решетки размерностью 4×4 с двойной линейной поляризацией и КУ 19 дБи на основе разработанного АЭ для систем фиксированной связи диапазона 4.9–6.0 ГГц (18%) был представлен в работе [9].

Для проверки характеристик разработанного АЭ с расширенной полосой пропускания была разработана АР с более высоким КУ и расширенными рабочими частотами, что достигается за счет модификации паразитных излучателей, оптимизации расстояния до экрана и учета радиопрозрачного обтекателя. Изготовленный прототип антенны и ее модель представлены на рис. 7. Антенна состоит из двух АР (горизонтальной и вертикальной поляризации) размерностью 8×8 АЭ. Межэлементное расстояние в каждой решетке составляет 40 мм ($0.76\lambda_0$) в обеих плоскостях. Размер ПП составляет 325 × 325 мм, а зазор между ними – 3 мм. Расстояние от нижней платы до металлического экрана уменьшено до 6 мм ($0.11\lambda_0$), для увеличения КУ антенны и уменьшения ее толщины. Обтекатель антенны изготовлен из поликарбоната толщиной 2 мм ($D_k = 3$, $D_f = 0.01$ @ 5 ГГц).

Для подведения сигнала к широкополосным АЭ с импедансом 200 Ом была разработана корпоративная система распределения, на которой имеется посадочное место под кабельную сборку с П-образной стойкой и коаксиальным разъемом U.FL. Система распределения последовательно преобразует 50 Ом на входном коаксиальном разъеме в 200 Ом для дипольных АЭ с помощью двухсекционных четвертьволновых трансформаторов сопротивлений. Система распределения идентична для обеих ортогонально поляризованных решеток и обеспечивает уровень обратных потерь > 20 дБ в диапазоне 4.5–6.5 ГГц.

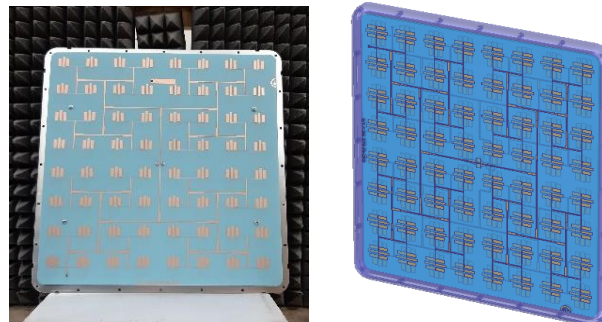


Рис. 7. АР: изготовленный прототип со снятым обтекателем (слева) и 3D модель (справа)

Уровень вносимых корпоративной системой распределения потерь не превышает 1 дБ.

В. Результаты измерения AP

На рис. 8 представлены результаты моделирования разработанной системы распределения и полной модели антенной решетки. Видно, что имеется хорошее соответствие между результатами моделирования и измерений. Обе решетки согласованы по уровню 10 дБ обратных потерь в диапазоне 4.5–6.6 ГГц (42%), изоляция между выходами антенны составляет более 30 дБ. Измерения характеристик направленности антенны проводились в дальней зоне с использованием автоматизированного измерительного антенного стенда. Графики ДН, показанные на рис. 9, подтверждают хорошее соответствие результатов между экспериментом и моделированием.

Ширина луча ДН по уровню половинной мощности составляет 7.0–9.9° градусов в азимутальной и угломестной плоскостях. Уровень боковых лепестков не превышает -12 дБ для нижней решетки и -10 дБ для верхней решетки, что обусловлено разным расстоянием от ПП до экрана. Измеренный уровень кроссовой компоненты поляризации в дальней зоне составляет не менее 25 дБ. Зависимость КУ от частоты, полученная экспериментальным путем и с помощью моделирования, показана на рис. 10. КУ антенны составляет 25 ± 1 дБи в диапазоне 4.9–6.45 ГГц (диапазон измерения ограничен набором доступных измерительных антенн) при эффективности излучения антенны ~81–88 %.

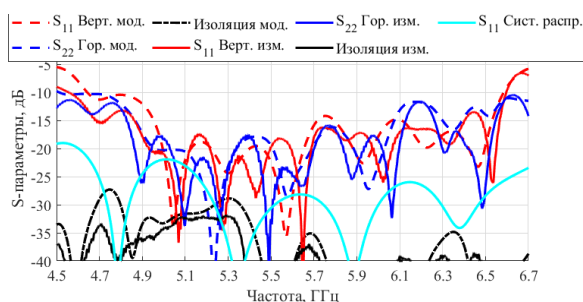


Рис. 8. S-параметры AP 8×8, полученные из моделирования и измерений

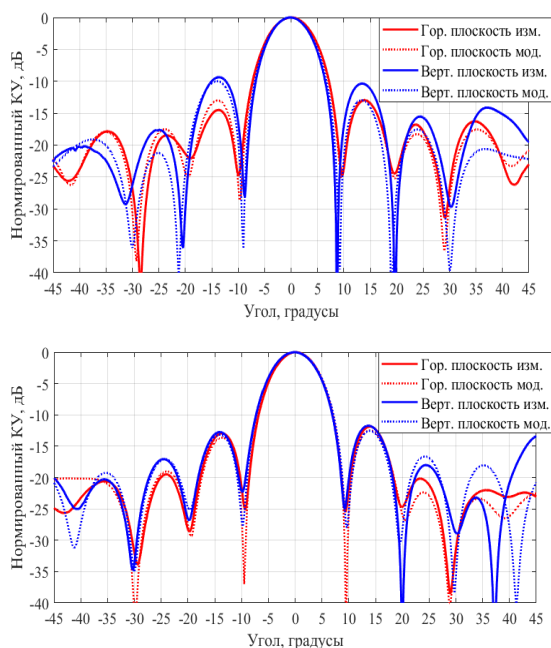


Рис. 9. Промоделированные и экспериментальные ДН AP на частоте 5.7 ГГц: V-pol решетка (сверху), H-pol решетка (снизу)

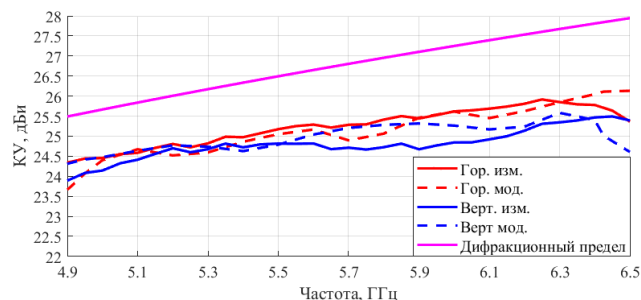


Рис. 10. Измеренный и полученный путем моделирования КУ AP 8×8

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлена концепция дипольного планарного АЭ для приложений диапазона 6 ГГц. Работоспособность данного решения проиллюстрирована несколькими примерами конструкций, работающими на различных частотах. Широкополосность АЭ достигается путем применения симметричных пассивных излучающих полюсов.

Для верификации характеристик разработанного АЭ была разработана двухполяризационная AP (8×8 элементов) с высоким КУ для приложений фиксированного беспроводного доступа диапазона 5 ГГц. Измерения образцов антенн подтвердили, что разработанный АЭ, реализованный в решетке, обеспечивает полосу пропускания > 35 % и межпортовую изоляцию > 30 дБ. Полученная в результате разработки AP с двойной линейной поляризацией отличается низкой стоимостью и простотой конструкции при высоких характеристиках излучения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] High-performance PTP/PTMP communication systems for fixed wireless access. [Online]. Available: <http://infinetwireless.com>
- [2] C. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 2nd ed., Arizona State University, pp. 727–735, 1997.
- [3] A. Alieidin, Yi Huang, M. Stanley, S. Joseph, and D. Lei, “A 5G MIMO Antenna for Broadcast and Traffic Communication Topologies Based on Pseudo Inverse Synthesis,” Department of Electrical Engineering and Electronics, University of Liverpool, Liverpool, 2018.
- [4] X. Yang, N. Zhu, N. Xie, and M. Hou, “Broadband Dual-Polarized Phased Array with Broadside and Endfire Radiation for 5G Millimeter Wave Communications,” // *2019 Computing, Communications and IoT Applications (ComComAp)*, 2019.
- [5] Z. Siddiqui, M. Sonkki, M. Leinonen, J. Chen, M. Berg, and A. Parssinen, “A Differential Dual-band Dual-polarized Antenna for 5G mmWave Communication System,” // *2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT)*, 2020.
- [6] R. Vadlamudi, R. Kumar, and M. V. S. Prasad, “A Novel 3D Miniaturized, Wideband, Dual-Polarized Antenna with High Isolation, Low Cross Polarization for Advanced LTE/5G Base Station Application,” // *TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)*, 2019.
- [7] H. Tang, X. Zong, and Z. Nie, “Broadband Dual-Polarized Base Station Antenna for Fifth-Generation (5G) Applications,” University of Electronic Science and Technology of China, No.4, 2018.
- [8] R. Vadlamudi, and R. Kumar, “Very Novel Design and Mutual Coupling Analysis of a Wideband, Tightly Arranged DP massive MIMO (32T and 32R) Antenna Array for 5G Base Station Application,” Department of Electronics and Communication Engineering, National Institute of Technology, Tiruchirappalli, India, 2020.
- [9] O. Soykin, A. Artemenko, V. Ssorin, A. Kolobov, and R. Maslennikov, “Wideband Dual-polarized Antenna for Wi-Fi Communication Networks,” // *14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020.

Оценка диаграмм направленности конформных проходных голографических антенн

Л. М. Любина, Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович,
Г. А. Костиков, Д. А. Струк, М. И. Сугак

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
lmlyubina@etu.ru

Аннотация. Приведено сравнение результатов моделирования проходных голографических антенн, полученных как на основании скалярной теории дифракции, так и методом конечного интегрирования. Показано, что предлагаемая оценка применима для анализа случаев неплоских голографических поверхностей, а также отклонения угла падения восстановленного поля от нормали к плоскости голограммы.

Ключевые слова: антенны, радиоголография, диаграмма направленности, опорное поле

I. ВВЕДЕНИЕ

Развитием современных телекоммуникационных систем [1], связано, помимо прочего, с увеличением одновременного используемого числа антенных устройств в их составе (massive MIMO [2]). В свою очередь, это делает всё более острым вопрос удешевления компонентов, входящих в их состав. Одно из широко используемых решений – использование пассивных экранов, таких как проходные антенные решётки [3], линзовые антенны [4] или голографические структуры [5]. Их принцип работы, в соответствии с [6] и по аналогии с оптикой, заключается в следующем: регистрируется результат интерференции поля опорной волны и поля восстанавливаемой волны (изображения), на основании полученной интерференционной картины синтезируется голограмма, и, впоследствии, поле изображения восстанавливается за счёт освещения голограммы опорной волной (рис. 1). Другими словами, можно выделить два основных этапа: восстановления и создания радио- или оптического изображения.

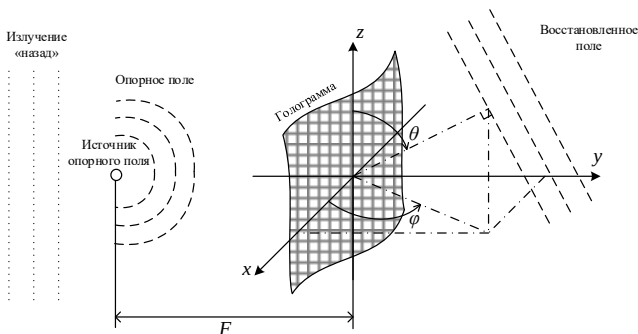


Рис. 1. К принципу работы голографической антенны

Наиболее распространённый подход для решения этой задачи – численное моделирование в универсальных пакетах [5]. Однако использование математической оценки может быть полезно для получения первого приближения на ранних этапах

моделирования для уточнения условий последующей оптимизации. Таким образом, в данной работе приводится математическая оценка восстановленной диаграммы направленности (ДН) проходного голографического экрана, полученная на основании теории [6], и приведено сравнение полученных на её основании результатов с данными численного расчёта методом конечного интегрирования (FI-метод).

II. СИНТЕЗ ГОЛОГРАММЫ

Основные математические положения синтеза геометрии проходного голографического экрана заключаются в следующем. Поле опорной волны (облучателя) записывается, в рамках рассматриваемого случая, в плоскости голограммы как сферическая волна в виде

$$e_0(x, z) = E_0 (F - f') \times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(F-f')^2 + (z-z')^2 + (x-x')^2}}, \times \frac{1}{\sqrt{(F-f')^2 + (z-z')^2 + (x-x')^2}},$$

где F – расстояние от источника опорного поля до плоскости раскрыва, f' – отклонение в текущей точке раскрыва от плоскости раскрыва (для конформных голограмм), x' , z' – смещение источника опорного поля в фокальной плоскости, E_0 – амплитуда опорного поля.

Восстановленное поле, принятое как плоская волна запишется

$$e_1(x, z) = E_1 e^{j \frac{2\pi}{\lambda} ((F-f') \sin(\varphi) + z \cos(\theta) + x \cos(\varphi))},$$

где φ , θ – угол места и азимутальный угол плоской волны в сферической системе координат соответственно, E_1 – амплитуда восстановленного поля. В результате интерференции полей в плоскости записи голограммы регистрируется интенсивность в виде

$$I(x, z) = \text{Re}(\text{Re}(e_1(x, z)) + j \text{Im}(e_1(x, z))) \times [\text{Re}(e_0(x, z)) - j \text{Im}(e_0(x, z))] \quad (1)$$

В рассматриваемом в данной работе случае выражение (1) подвергалось бинарной пороговой аппроксимации, что позволяет получить искомую топологию голографического экрана. При дальнейшем построении модели рассматриваемой структуры единице соответствует локальный участок, сквозь который беспрепятственно проходит электромагнитная волна облучателя (просвет в металле), нулю – металлизация. Синтезированные топологии голографических экранов

приведены на рис. 2, как на основании данной оценки (рис. 2,а), так и на основании интерференционной картины, полученной в результате численного моделирования (рис. 2,б).

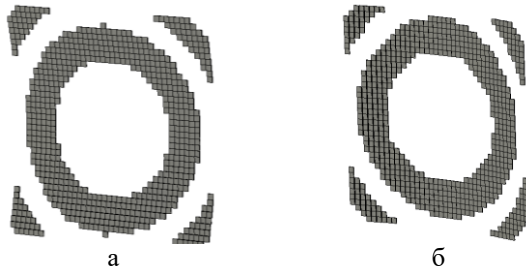


Рис. 2. Синтезированные топологии бинарных конформных голографических экранов а) на основании предложенной оценки; б) на основании численного моделирования FI-методом.

Этап восстановления голограммы, формально можно описать математически как преобразование Фурье от поля в плоскости голограммы

$$E(\varphi, \theta) = \sum_{n=-M}^M \sum_{m=-M}^M e_0 \left(\frac{Ln}{M}, \frac{Ln}{M} \right) \times \times T_{i,j} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{Ln}{M} \cos(\varphi) + \frac{Lm}{M} \cos(\theta) + f' \sin(\varphi) \right)}, \quad (2)$$

где L – сторона экрана, M – количество элементов матрицы топологии $T_{i,j}$.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для проверки адекватности данного подхода, было проведено сравнение ДН синтезированных голограмм и восстановленных полей как с помощью представленной оценки (2) (чёрные кривые), так и с применением FI-метода (красные кривые). Для представленных на рис. 3 – рис. 6 случаев $F = L = 10\lambda$, $M = 41$. Для случая конформной диаграммы использовалось отклонение $f' = x^2/10^3$ (рис. 2), нормальное падение поля плоской волны (восстанавливаемого) соответствует $\varphi = \theta = 90^\circ$. В качестве источника опорного поля в случае FI-метода был выбран открытый конец прямоугольного волновода.

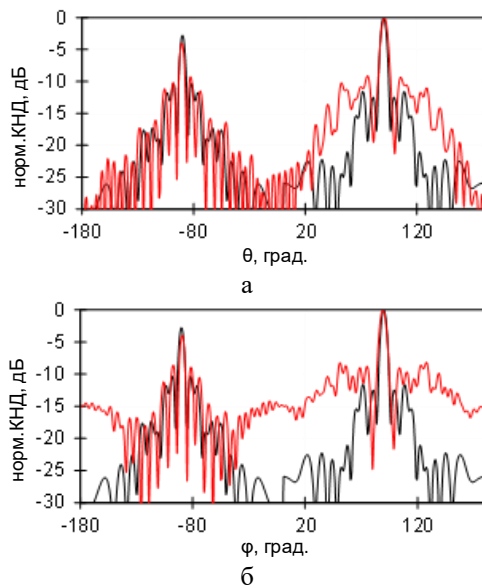


Рис. 3. Нормированные ДН для случая плоской голограммы и неотклонённом луче а) в азимутальной плоскости; б) в угломерной плоскости

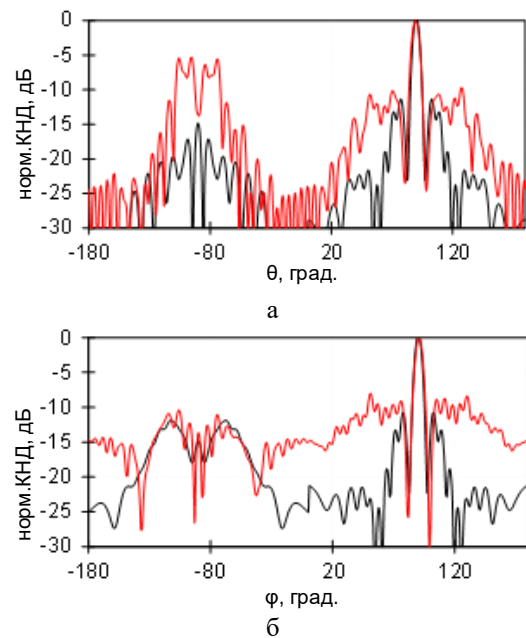


Рис. 4. Нормированные ДН для случая конформной голограммы и неотклонённом луче а) в азимутальной плоскости; б) в угломерной плоскости

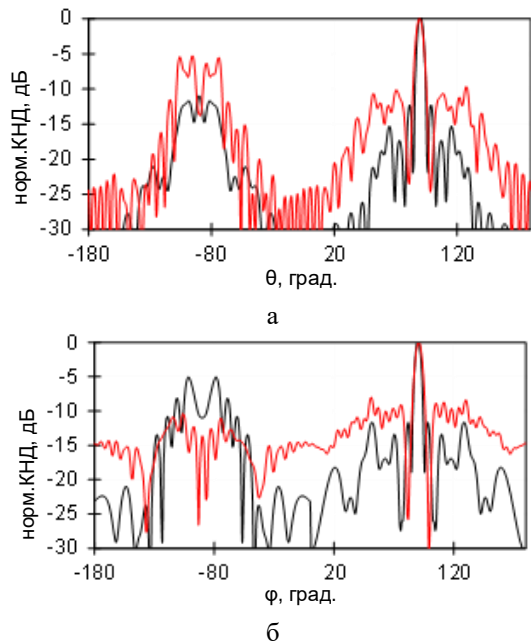
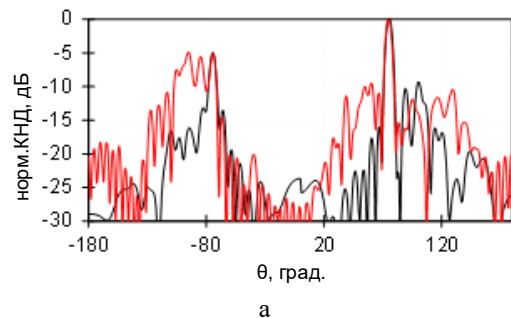


Рис. 5. Нормированные ДН для случая плоской голограммы и отклонении луча от нормали на $\Delta\theta=15^\circ$ а) в азимутальной плоскости; б) в угломерной плоскости при $\theta=15^\circ$



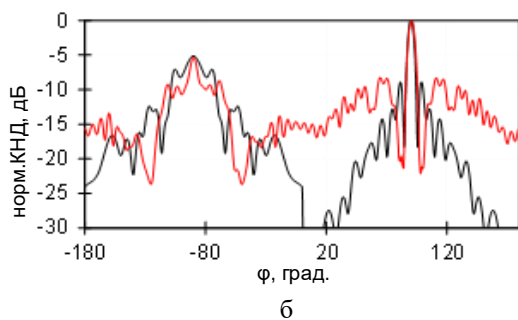


Рис. 6. Нормированные ДН для случая конформной и голограммы и отклонении луча от нормали на $\Delta\theta=15^\circ$ а) в азимутальной плоскости; б) в угломестной плоскости при $\theta=15^\circ$

В первую очередь следует отметить высокий уровень излучения «назад» на всех представленных ДН, что связано с выбором бинарной аппроксимации интерференционной картины при записи голограмм. Однако, за счёт перехода к конформной геометрии экрана удалось снизить уровень этого излучения на 3.5..5 дБ, в зависимости от выбранного угла отклонения главного луча ДН.

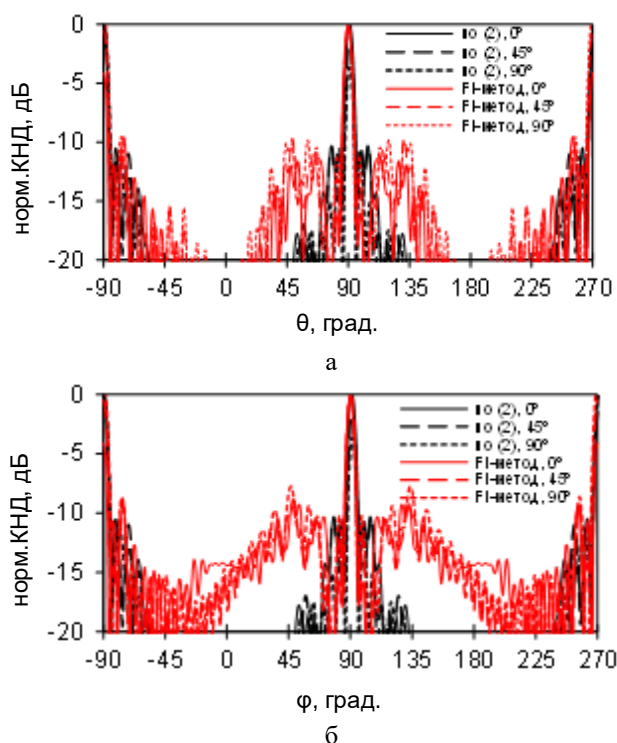


Рис. 7. Нормированные ДН для разной фазы опорного поля а) в азимутальной плоскости; б) в угломестной плоскости

Кроме того, было проведено исследование влияния выбора фазы опорного поля на характеристики восстановленных ДН (рис. 7). Наилучшее совпадение оценок на основе скалярной теории дифракции и кривых, полученных FI-методом, наблюдается в области главного лепестка ДН и в области заднего излучения, тогда как разница в УБЛ может достигать 10 дБ.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Во всех приведенных ДН антенн на основе численного моделирования грубая бинарная аппроксимация синтезированной голограммы приводит к значительным фазовым ошибкам в раскрытии и заметному росту УБЛ. Вместе с тем, однослойные проходные антенны вне конкуренции по возможности их исполнения в виде тонких пленочных конструкций, которые могут быть оперативно установлены и демонтированы на плоскую радиопрозрачную поверхность

Таким образом, показано, что возможно использовать оценку, основанную на скалярной теории дифракции (2) для первичной оценки характеристик конформных голографических экранов, в том числе при отклонении главного луча ДН восстановленного поля, что может быть полезно при анализе электрически больших антенн. При этом, у данного метода существуют некоторые ограничения, в частности, связанные с недостаточной точностью оценки изменений в структуре ДН при варьировании фазы опорного поля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] T.O. Olwal, P.N. Chuku and A.A. Lysko, "Antenna Research Directions for 6G : A brief overview through sam-pling literature," // 2021 7th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS), Coimbatore, India, 2021, pp. 1582-1587.
- [2] Shiban Kishen Koul, Zamir Wani, "Millimeter Wave Lens Antennas", // Novel Millimetre Wave Antennas for MIMO and 5G Applications, vol.819, pp.147, 2021.
- [3] M. Di Renzo, F.H. Danufane and S. Tretyakov, "Communication Models for Reconfigurable Intelligent Surfaces: From Surface Electromagnetics to Wireless Networks Optimization," in Proceedings of the IEEE, vol. 110, no. 9, pp. 1164-1209, Sept. 2022.
- [4] Ansarudin Farizah & Abd Rahman Tharek & Yamada Yoshihide & Rahman Nurul & Kamardin Kamilia. (2020). Multi Beam Dielectric Lens Antenna for 5G Base Station. Sensors. 20. 5849.
- [5] C. Huang et al., "Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends," in IEEE Wireless Communications, vol. 27, no. 5, pp. 118-125, October 2020, doi: 10.1109/MWC.001.1900534.
- [6] Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике. 1971.

Диаграммообразующие схемы на основе матрицы Батлера для малых космических аппаратов

А. А. Ерохин, Е. Р. Гафаров, А. М. Александрин, Ю. П. Саломатов,
Е. А. Стригова, С. В. Поленга, Р. О. Рязанцев
ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет»
E-mail aerokhin@sfu-kras.ru

Аннотация. Проведено исследование лучей четырехэлементной квадратной антенной решетки с амплитудно-фазовым распределением, формируемым матрицей Батлера, для покрытия зоны обслуживания 100° . Сформированы требования к ширине диаграммы направленности одиночного элемента и шагу антенной решетки. Проведено моделирование антенны для частного случая, показавшее хорошую сходимость результатов с математическим анализом. Установлено, что наиболее равномерное покрытие зоны обслуживания может быть обеспечено в том случае, когда ширина диаграммы одиночного элемента близка к ширине зоны покрытия.

Ключевые слова: антенная решетка, диаграммообразующая схема, матрица Батлера

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время актуальной задачей является разработка технологий по широкополосному доступу к сети интернет из любой точки мира [1]. Использование малых космических аппаратов позволяет достичь этого с относительно небольшой стоимостью одного аппарата [2]. При этом ключевым звеном такого спутника является антенная система [3], которая должна обладать высоким коэффициентом усиления (КУ) и возможностью формирования нескольких лучей для одновременного обслуживания сразу множества абонентов. Требования к высокому КУ антенной системы обусловлены малой потребляемой энергией спутника, т. к. для уменьшения его массы невозможно использование множества активных устройств, в т.ч. усилителей, а, как известно, повышение КУ антенной системы эквивалентно включению активного устройства (усилителя) в радиотракт. К тому же, для повышения помехоустойчивости необходимо использование антенн с круговой поляризацией в широком угловом секторе.

Для достижения высокого КУ антенная система должна иметь большую апертуру в несколько длин волн. Кроме того, т. к. исследование посвящено антеннам малых космических аппаратов, необходимо учитывать предельно допустимые массогабаритные характеристики антенной системы в целом. Таким образом, задача по разработке антенной системы для малых КА является сложной научно-технической задачей, которая включает в себя оптимизацию по несочетающимся критериям и требует комплексного подхода для выявления качественного решения.

В рамках настоящего исследования стоит задача по созданию многолучевой антенной системы круговой поляризации для покрытия зоны обслуживания с телесным углом в 100° с высоким коэффициентом усиления. Так как разрабатываемая антенная система применяется для малых космических аппаратов диаграммообразующая схема (ДОС) должна обладать относительно малыми габаритами.

Покрытие такой зоны обслуживания в 100° с одновременным обеспечением высокого КУ возможно за счет применения многолучевых антенных решеток (АР). Антенная система, в частности ее ДОС, должна формировать не менее четырех лучей. Для того чтобы антенная решетка смогла сформировать четыре линейно независимых (ортогональных) луча в ее составе должно быть не менее четырех элементов. При этом КУ такой системы должен быть не менее 10 дБ.

II. ВАРИАНТЫ ДОС

Таким образом, антенная решетка может быть выполнена в двух конфигурациях: линейной и квадратной. В качестве ДОС будем использовать матрицу Батлера [4].

A. Матрица Батлера для линейной АР

На рис. 1(а) показана схема четырехлучевой матрицы Батлера для линейной АР. Такая матрица Батлера состоит из четырех делителей мощности, одного пересечения линий и двух фазовращателей на 45° .

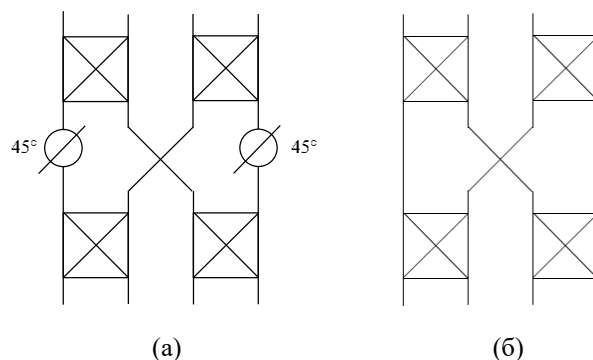


Рис. 1. Четырехлучевые матрицы Батлера: (а) – для линейной АР, (б) – для квадратной АР

B. Матрица Батлера для квадратной АР

В данном случае АР имеет квадратную форму. В связи с этим необходимо изменение структурной схемы ДОС в виде матрицы Батлера. Тогда, в структурной схеме отпадает необходимость в фазовращателях.

Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ-2023-0008).

Структурная схема показана на рис. 1(б). Как видно из рис. 1(б) матрица Батлера состоит из четырех делителей мощности и одного пересечения линий передачи.

III. ДОСТИЖИМЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ

По структурным схемам из предыдущего раздела были синтезированы и рассчитаны методом конечных разностей во временной области 3D модели микрополосковых матриц Батлера для линейной и квадратной АР. Далее, полученные амплитуды и фазы с выходов матриц Батлера были использованы при математическом моделировании АР различных конфигураций. Аппроксимация диаграммы направленности антенного элемента в математической модели:

$$f(\theta) = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right)^m,$$

где m – коэффициент, определяющий ширину диаграммы направленности элемента.

Кроме того, необходимо рассчитать коэффициент направленного действия АР, который определяется следующим выражением:

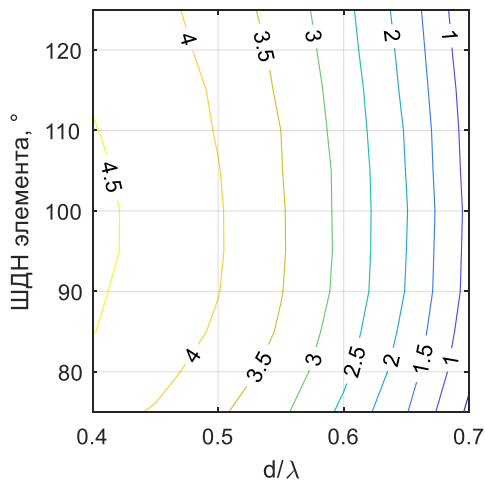


Рис. 2. Зависимость минимального КУ

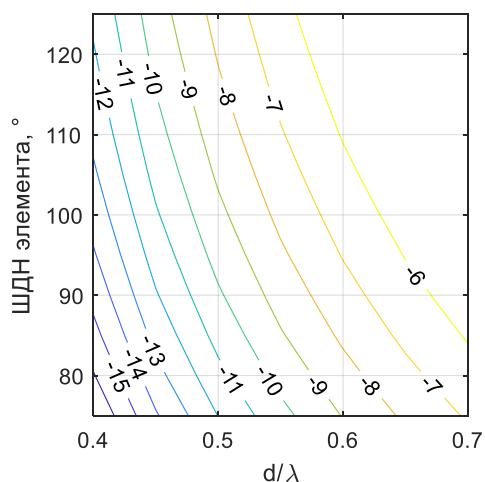


Рис. 4. Уровень боковых лепестков

Как видно из полученных результатов (рис. 2–4) квадратная АР имеет низкий уровень боковых лепестков в достаточно большом диапазоне d/λ и ширины ДН антенного элемента. Коэффициент усиления ожидаемо

$$DF = \frac{4\pi |F(\Omega_0)|^2}{\iint |F(\Omega)|^2 d\Omega},$$

где Ω_0 – направление максимального излучения, $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$, $F(\theta)$ – диаграмма направленности АР.

КУ антенной системы:

$$G = 10 \log_{10} (\eta DF)$$

где η – итоговый КПД антенной системы.

Таким образом, были построены зависимости максимума и минимума коэффициента усиления в пределах зоны обслуживания в зависимости от шага решетки (d/λ) и ширины диаграммы направленности (ШДН) одиночного антенного элемента в составе четырехэлементной квадратной антенной решетки. Полученные результаты показаны на рис. 2–4. Результаты моделирования для линейной АР могут быть найдены в работе [5]. При этом учитывались возможные потери в элементах решетки, матрице Батлера и кабелях, используемых для коммутации АР и ДОС.

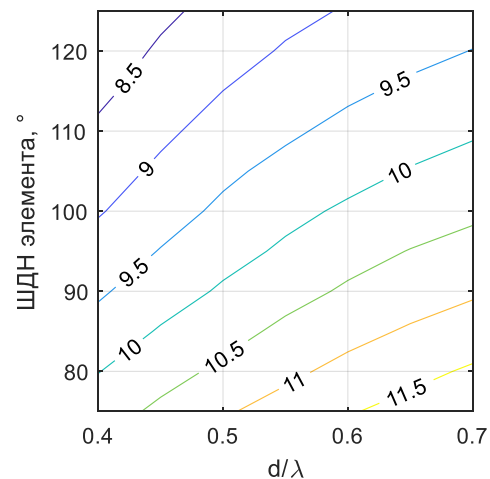


Рис. 3. Зависимость максимального КУ

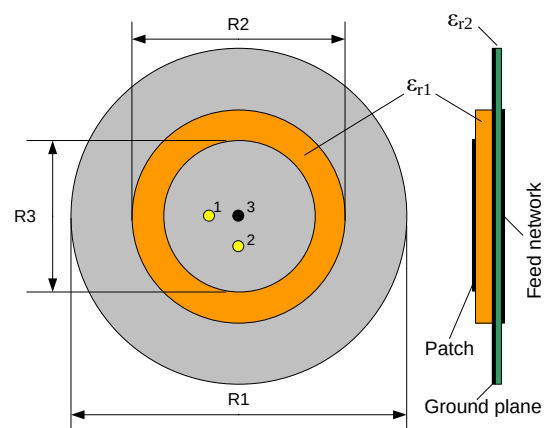


Рис. 5. Конфигурация антенного элемента

увеличивается с ростом нормированного расстояния между элементами и снижается при увеличении ширины ДН элемента АР. Минимальный КУ в зоне

обслуживания имеет удовлетворительный уровень при любом отношении d/λ и ширине ДН элемента.

IV. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

В данном разделе проведено исследование малогабаритных, низкопрофильных печатных антенн и антенной решетки на их основе. Выбор конфигурации антенн обусловлен их перспективным применением на малых космических аппаратах.

А. Элемент АР

Существует большое многообразие антенных элементов для малых космических аппаратов. Например, известны штыревые [6], спиральные [7], апертурные [8] и др. типы антенных элементов [3]. Так, применение штыревых антенн не позволяет получить круговую поляризацию. Спиральные антенны имеют большие продольные размеры, а апертурные антенны имеют значительную массу. Поэтому, в рамках настоящей работы, целесообразно рассмотреть микрополосковый тип антенных элементов [9].

Элемент антенной решетки представляет собой хорошо известную патч антенну круглой формы (рис. 5). Для получения круговой поляризации было организовано возбуждение двух низших ортогональных мод с фазовым смещением в 90° при помощи схемы возбуждения. Схема возбуждения представляет собой квадратурный делитель мощности, выполненный на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r2} = 3,55$. С обратной стороны подложки схемы питания расположена патч антенна. Диэлектрическая проницаемость подложки антенны $\epsilon_{r1} = 6,45$. Диаметр резонансной структуры патч элемента R3 соответствует половине длины волны на рабочей частоте. Диаметр экрана R1 соответствует длине волны. Посредством сквозных отверстий в подложках схемы питания и патча (1 и 2 на рис. 5) выполнено возбуждение антенны в квадратуре. В геометрическом центре патча реализовано короткое замыкание (3 на рис. 5) с экраном с целью предотвращения возбуждения высших мод колебаний,

свойственных реализациям на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью. Ширина ДН данного антенного элемента составляет 92° на центральной частоте.

В. Квадратная АР

На основе одного патч элемента была построена квадратная антенная решетка с шагом $d/\lambda = 0,55$. (рис. 6). Антенна расположена на общем квадратном экране со сторонами $1,25\lambda$. Ориентация элементов в решетке выбрана одинаковой. При этом, для повышения КЭ лучей возможна ориентация с поворотом в 90° для каждого последующего элемента. Данная конфигурация не рассмотрена ввиду необходимости, помимо поворота, задания различного фазового смещения для элементов АР. Возбуждение антенной решетки предполагается при помощи типовой матрицы Батлера с линейным фазовым распределением на ее выходах.

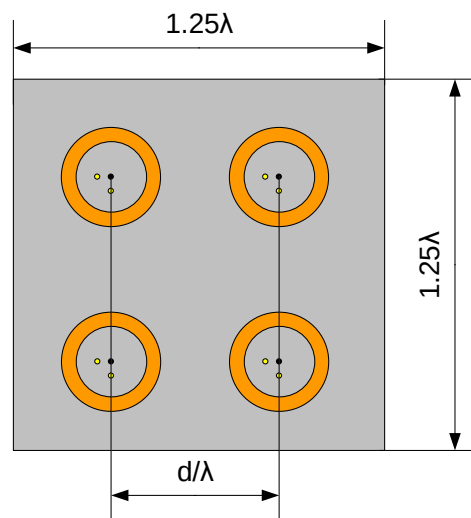


Рис. 6. Конфигурация антенной решетки

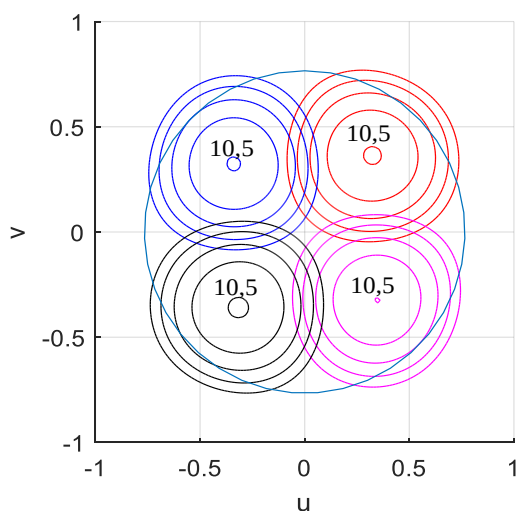


Рис. 7. Лучи, формируемые антенной системой

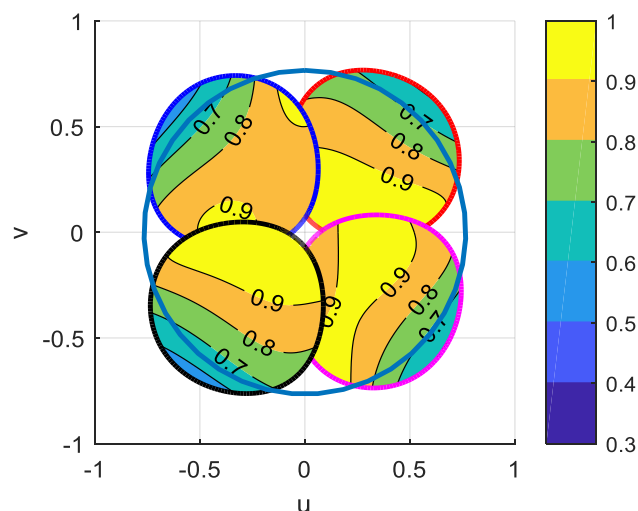


Рис. 8. Коэффициент эллиптичности каждого луча антенной системы

V. АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

На рис. 7 показаны лучи, формируемые при помощи антенной решетки в виде проекции в нормированных координатах u/v . Синей окружностью обозначена зона покрытия с телесным углом 100° . Лучи, формируемые антенной системой, нарисованы по уровню -4 дБ. Как

видно из рисунка коэффициент усиления в каждом луче одинаков и составляет 10,5 дБн, в отличие от линейной антенной решетки [5]. Минимальный коэффициент усиления на краю зоны обслуживания в точке с координатами $u = 0, v = 0,766 = \sin(50^\circ)$ составляет 2,8 дБн. Полученные значения коэффициента усиления в

зоне покрытия для $d/\lambda = 0,55$ и ШДН в 92° хорошо согласуются с проведенными расчетами, показанными на рис. 2–4.

Коэффициент эллиптичности в контуре каждого из лучей по уровню -4 дБ (рис. 8) имеет достаточно высокие значения. Однако при сканировании на «краях» лучей коэффициент эллиптичности снижается ввиду разности хода двух ортогональных компонент поля, образующих круговую поляризацию, и, таким образом, поляризация вырождается в линейную. Данный эффект заметен в лучах на периферии зоны покрытия, здесь КЭ не менее 0,6.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено исследование лучей четырехэлементной квадратной антенной решетки с амплитудно-фазовым распределением, сформированным матрицей Батлера для покрытия зоны обслуживания 100° . По предварительным расчетам сформированы требования к ширине диаграммы направленности одиночного элемента и шагу антенной решетки. Проведено моделирование антенны для частного случая проведенных расчетов, показана хорошая сходимость результатов математического анализа и электродинамического моделирования. Установлено, что наиболее равномерное покрытие зоны может быть обеспечено в том случае, когда ширина ДН одиночного элемента близка к ширине зоны покрытия, в данном случае 100° . При этом наблюдаются низкие значения УБЛ, высокие значения мин и макс КУ в зоне покрытия.

Рассмотренный печатный антенный элемент, благодаря низким массогабаритным показателям,

является перспективным для использования на малогабаритных космических аппаратах с целью построения многолучевых ДН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Казак П.Г., Шевцов В.А. Принципы построения энергоэффективной системы сотовой связи и беспроводного широкополосного доступа в Интернет для Арктики // Труды МАИ. 2021. №. 118.
- [2] Saeed N. et al. CubeSat communications: Recent advances and future challenges // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2020. T. 22. №. 3. С. 1839-1862.
- [3] Abulgaseem S., Tubbal F., Raad R., Theoharis P. I., Lu S., Antenna designs for CubeSats: A review //IEEE Access. 2021. T. 9. С. 45289-45324.
- [4] Ryazantsev R.O., Alexandrin A.M., Erokhin A.A., Gafarov E.R., Phased Array Beam Forming Networks // Technical Physics Letters. 2022. T. 48. No 24. С. 30-33.
- [5] Gafarov E. R., Erokhin A. A., Salomatov Y. P., E.A. Strigova, A.M. Aleksandrin, R.O. Ryazantsev The circular polarized antenna array for cube satellites // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), unpublished
- [6] Zhang X.6 Sun F., Zhang G., Hou L. Compact UHF/VHF monopole antennas for CubeSats applications // IEEE Access. 2020. T. 8. С. 133360-133366.
- [7] Gupta A., Chopra S. R. Designing and testing of quadrifilar helix antenna for NOAA weather satellite //2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN). IEEE, 2019. С. 785-790.
- [8] Gupta R.C., Sagi S.K, Raja K.P, Sharma N.K, Jyoti R. Shaped prime-focus reflector antenna for satellite communication //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. T. 16. С. 1945-1948.
- [9] Zeng J. et al. Single-fed triple-mode wideband circularly polarized microstrip antennas using characteristic mode analysis //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021. T. 70. №. 2. С. 846-855.

Numerical Investigation of Bore-Integrated Patch Antenna Array for 7 Tesla MRI

Svetlana S. Egorova

School of Physics and Engineering
ITMO University
Saint-Petersburg, Russia
svetlana.egorova@metalab.ifmo.ru

Egor Kretov

School of Physics and Engineering
ITMO University
Saint-Petersburg, Russia

Nikolai Lisachenko

School of Physics and Engineering
ITMO University
Saint-Petersburg, Russia

Stanislav B. Glybovski

School of Physics and Engineering
ITMO University
Saint-Petersburg, Russia

Georgiy A. Solomakha

School of Physics and Engineering
ITMO University
Saint-Petersburg, Russia

Abstract—In this work, we present a novel transmit radiofrequency eight-channel coil for 7 T magnetic resonance imaging (MRI) of the human body integrated into the radiofrequency (RF) shield of an MR-scanner based on patch antennas with improved performance. To reduce coupling between the antennas mounted inside the RF shield a special method of decoupling was used. Numerical simulations with a human voxel model placed inside the bore demonstrated more than 3.5 times higher transmit efficiency in the region of interest than the state-of-the-art bore-integrated stripline array. The results show the proposed array to be promising for prospective whole-body 7 T scanners.

Keywords—microstrip antenna, phased array antenna, MRI, numerical simulation, RF coil

I. INTRODUCTION

Magnetic resonance imaging is a widely known method of noninvasive imaging of the internal organs of the human body. Advantages compared to other noninvasive diagnostic methods include anatomically accurate images, the absence of ionizing radiation, and high contrast between adjacent tissues.

Ultra-high field (UHF) (static field strength higher than 7 T) imaging is extensively developing since higher fields allow increased signal-to-noise ratio (SNR) [1]. Because of its potential benefits, the first 7 T MRI has been recently approved for limited clinical usage for head and extremity imaging for the particular case of fixed circularly-polarized (CP) mode excitation of a transmit coil [1]. However, UHF MRI is still not clinically approved for cardiac and abdominal imaging because of the low efficiency of any volumetric transmit CP coils mounted on an RF-shield such as birdcages [2] and transverse electromagnetic (TEM) resonators [3]. So-called local transmit arrays comprising individually driven antenna elements placed directly on the human body combined with the RF-shimming procedure (excitation with optimized phases) could overcome this efficiency issue and obtain homogenous excitation in the desired region [4].

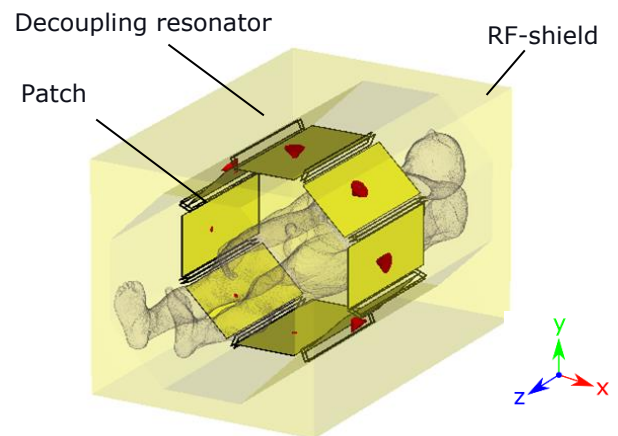


Fig. 1. Design of the proposed bore-integrated patch antenna array for 7 Tesla MRI

However, this design has several disadvantages, such as high and hardly predictable specific absorption rate (SAR) and low comfort of volunteers during *in-vivo* studies. This substantially limits the implementation of UHF body imaging in clinics. To overcome this problem in work [5], a bore-integrated array based on stripline resonators (i.e., dipole antennas located very close to the RF shield) was proposed. This design despite providing the possibility of RF-shimming still suffers from low efficiency (magnitude of so-called B_1^+ field circularly polarized RF-magnetic field) because of the low-radiation resistance of stripline resonators in close proximity to the RF-shield. In this work from the new paragraph, we present a design of a bore-integrated array for 7 T MRI based on the patch antennas, equipped with special inter-element decoupling resonators, which provide substantially increased RF-magnetic field in a region of interest (prostate) for the given transmit power as compared to the previous designs. By numerical simulations, the benefit is shown in the comparison with the stripline array.

II. PATCH ANTENNA FOR MRI

Patch antennas are widely used low-profile solution in the microwave range because their ability to work in close proximity to conductive surfaces. A typical patch antenna consists of two parts: an electric shield and a rectangular half-wave patch placed above the shield. Patch usually have a length equal to about half-wavelength within the dielectric

This work was supported by the Russian Science Foundation (Project 21-19-00707).

(substrate) material (air in our case). Feeding is usually organized using a microstrip or coaxial line, and the feeding point is placed near the center of the patch, shifted along non-radiating slots to the point where the measured input impedance at the resonant frequency is the same as the characteristic impedance of the feeding line. TM_{10} eigenmode excites two linear magnetic currents at the radiating edges. These magnetic currents act similarly to two in-phase slot antennas. Single patch antennas have already been presented for the MRI application as CP forward-view antennas for the head [6] and for visualization of small animals [7]. To our knowledge, bore-integrated patch antenna arrays were not demonstrated previously.

III. BORE-INTEGRATED ARRAY DESIGN AND SIMULATION

The design of the proposed bore-integrated patch array consists of an octagonal-shaped bore with a 680-mm diameter of the circumscribed circle, similar to the diameter of RF-shield 7 T MRI commercial scanners, and eight patch antennas with the 30-mm-thick air substrate mounted on the bore in the circumference as shown in Fig. 1.

Closely located antennas when the length of the radiating slots is comparable to $\lambda/2$ are well decoupled (S_{12} below -12 dB for the used substrate thickness). However, it is necessary to reduce their transverse size in order to fit the eight-channel configuration in the bore environment. This led to a significant increase (obtained in simulation $S_{12} \approx -3$ dB) in coupling between neighboring antennas, associated a drop of B_1^+ in the conductive object.

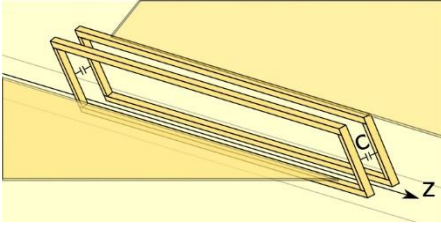


Fig. 2. Decoupling magnetic resonator inserted between non-radiating slots of adjacent patch antennas

Passive magnetic resonators (Fig. 2) were inserted between non-radiating slots of the patch antennas to reduce the inter-element coupling. The passive magnetic resonator consists of two rectangular loops connected with two capacitors required to tune its resonant frequency. The decoupling mechanism is very similar to the resonant decoupling previously shown in UHF MRI [8]. It is based on tuning two eigenmodes (symmetric and antisymmetric) of coupled patches to the same frequency by adjusting the capacitors of the magnetic resonator, which is itself coupled to both patch antennas.

The total length of the patch is 460 mm, which makes it resonant at hydrogen Larmor frequency for 7 T (298 MHz) inside the bore environment. The width of each element was limited to 200 mm. Optimization of the resonator's parameters by the criterion of the coupling coefficient between neighboring antennas was performed. For solving this task, a simplified numerical model was created consisting only of two antennas, and a pelvis-shaped phantom with averaged dielectric properties of the human pelvis tissues ($\epsilon = 34$, $\sigma = 0.45$ S/m), as well as the inserted resonator.

During the optimization, we found that the position of the minimum of the coupling coefficient is equally affected by changing the capacitance and length of the loops, while the

amplitude of the minimum is affected by the longitudinal shift and the height of the loops. Thus, a method for adjusting the decoupling resonator to operate at the desired frequency was derived.

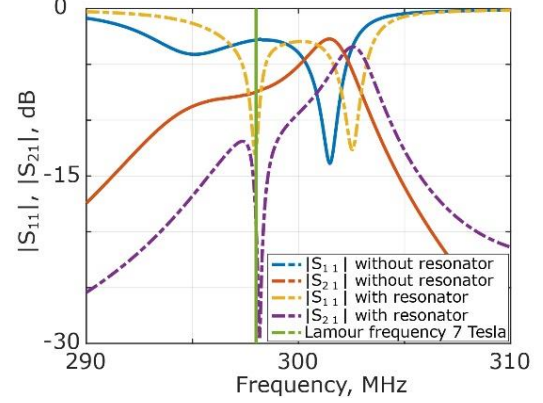


Fig. 3. Reflection and transmission coefficients at inputs of two adjacent patch antennas of the proposed array before and after adding the magnetic resonator

In the simulation, it is necessary to vary the length and height of the loops. After the whole system is tuned to the required frequency and having achieved the required level of the transmission coefficient, the entire eight-element array equipped with eight decoupling resonators can be analyzed. For fine tuning of the resonator in the real experiment, it is possible to adjust the capacitance C and longitudinal shift z of the resonator along the patch antenna elements. S-parameters vs. frequency for a pair of patch antennas with a resonator inserted in between are presented in Fig. 3.

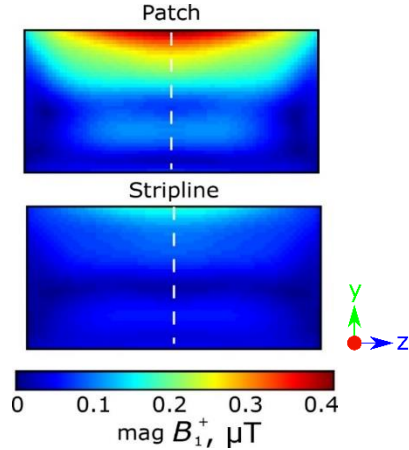


Fig. 4. Radiofrequency magnetic field distribution created by patch and stripline antennas inside the central sagittal plane of a homogeneous human body model

To confirm that a patch antenna, when mounted on the bore, produces a higher magnitude of the RF magnetic field than a stripline, two models consisting of two individual antennas were created. Both antennas were positioned on the bore faced to a pelvis-shaped phantom, tuned, and matched at 298 MHz. Fig. 4 shows the distribution of the B_1^+ field in the central sagittal plane. From the presented result, it can be concluded that the use of a patch antenna instead of a stripline allows for increasing the radiofrequency field inside the sample at least twice up to a 7-cm depth inside the phantom.

For the numerical simulation of the setup, the finite integration method implemented in CST Microwave Studio 2021 was used. An additional serial capacitor was added to the patch input to compensate inductance of the feeding pin.

Fine-tuning of a matching circuit and the capacitor in the decoupling resonator was performed in the Schematic module of CST MWS.

IV. SIMULATION OF BORE-INTEGRATED ARRAY WITH HUMAN-BODY MODEL

We used the bore-integrated stripline array as a reference coil array [4]. In the numerical schematic co-simulation, both arrays were tuned and matched, which was taken into account for calculating of the magnetic field level in the human model placed in the center of the bore. The worst S_{11} obtained for antenna elements for both arrays was -15.0 dB. The worst decoupling obtained between inputs of the simulated antennas was -10.2 dB. Both arrays were excited in the fixed CP mode (45 degrees phase lag between adjacent elements) and RF-shimming mode. The latter mode was defined by the phase-only optimization method of the excitation vector. Both arrays were simulated in the presence of multi-tissue human model Duke.

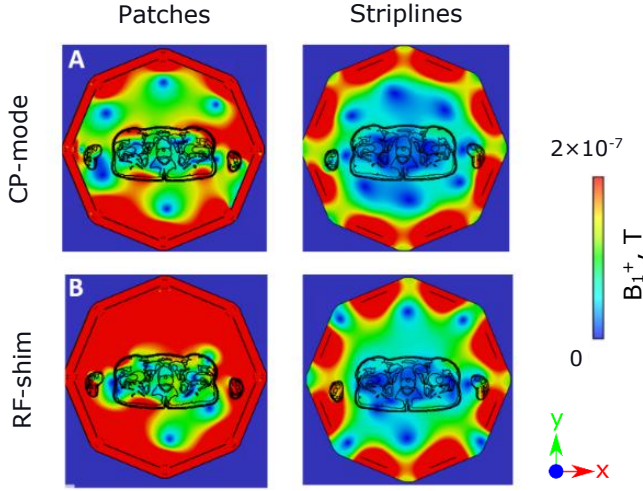


Fig. 5. B_1^+ distribution in the voxel model in the axial plane

The B_1^+ magnitude in the region of interest (prostate) created by the patch antenna array is 2.44 times higher in CP-mode and 3.81 times higher in the RF-shimming mode than for the stripline array at the same input power of 1 W. The distribution of the RF magnetic field magnitude created by both coils in the transversal slice of the voxel model through the prostate is shown in Fig. 5 (a) for the CP-mode and Fig. 5 (b) for the RF-shimming one. The measured local maximum SAR averaged over the 10g tissue was 0.231 W/kg for the patch array and 0.184 W/kg for the stripline array in the case of CP-mode, and 0.321 W/kg for the patch array, 0.086 W/kg in the case of RF-shimming mode. Also, for the CP-mode and RF-shimming, SAR-efficiency was calculated. This parameter allows us to estimate the magnitude of radiofrequency field B_1^+ that can be created at

the same SAR level by different radiofrequency coils. The difference in SAR efficiency of the two studied coils in the RF-shimming case was almost four times in favor of the proposed coil. The exact values for the coil based on patch-antenna are 1.208×10^{-7} T/sqrt(W/kg), and for the stripline-based coil – 0.317×10^{-7} T/sqrt(W/kg). In CP mode difference in SAR efficiency is smaller but still significant. When using this excitation method, the difference in SAR efficiency is more than two times: in the case of striplines, it was 0.762×10^{-7} T/sqrt(W/kg), and in the case of patch antennas, it was 1.660×10^{-7} T/sqrt(W/kg).

V. CONCLUSION

In this paper, we have demonstrated a novel radiofrequency bore-integrated array coil for whole-body 7 T MRI based on patch antennas. The proposed coil was compared with the state-of-the-art stripline coil array by numerical simulations in the presence of a homogeneous phantom (conducting object) and a detailed human-body model. Adding magnetic resonators between non-radiating slots of adjacent patch antennas reduces the coupling coefficient from -5 dB to -10.2 dB. Numerical simulation with the voxel model demonstrates a 2.44-fold and 3.81-fold increase in the B_1^+ in the region of interest compared to the stripline array depending on the excitation method (CP-mode and RF-shimming, accordingly). Such a result allows us to promote the proposed design to be promising for further experimental investigation including its integration into a research 7 T scanner and testing on healthy volunteers.

REFERENCES

- [1] Hayes C.E. et al. An efficient, highly homogeneous radiofrequency coil for whole-body NMR imaging at 1.5 T. *Journal of Magnetic Resonance* (1969). 1985. vol. 63. no. 3. pp. 622-628.
- [2] Ladd M.E. et al. Pros and cons of ultra-high-field MRI/MRS for human application. *Progress in nuclear magnetic resonance spectroscopy*. 2018. vol. 109. pp. 1-50.
- [3] Vaughan J.T. et al. Whole - body imaging at 7T: preliminary results. *Magnetic Resonance in Medicine: An Official Journal of the International Society for Magnetic Resonance in Medicine*. 2009. vol. 61. no. 1. pp. 244-248.
- [4] Orzada S. et al. A flexible 8-channel transmit/receive body coil for 7 T human imaging. *Proc Intl Soc Mag Reson Med*. 2009. vol. 17. pp. 2999.
- [5] Orzada S. et al. Analysis of an integrated 8-channel Tx/Rx body array for use as a body coil in 7-Tesla MRI. *Frontiers in Physics*. 2017. vol. 5. pp. 17.
- [6] Hoffmann J. et al. Human brain imaging at 9.4 T using a tunable patch antenna for transmission. *Magnetic Resonance in Medicine*. 2013. vol. 69. no. 5. pp. 1494-1500.
- [7] Shajan G. et al. Rat brain MRI at 16.4 T using a capacitively tunable patch antenna in combination with a receive array. *NMR in Biomedicine*. 2012. vol. 25. no. 10. pp. 1170-1176.
- [8] N.I. Avdievich, J.W. Pan, and H.P. Hetherington, "Resonant inductive decoupling (RID) for transceiver arrays to compensate for both reactive and resistive components of the mutual impedance," *NMR in Biomedicine*. 2013. vol. 26, no. 11, pp. 1547–155

Подавление лепестка квантования в бинарных антенных решетках с большим порядком разбиения

Д. А. Вабищевич¹, А. Д. Саянский¹, А. А. Белов²

¹Университет ИТМО

²Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

E-mail d.vabishchevich@metalab.ifmo.ru

Аннотация. В этой работе исследуется эффективность подавления лепестка квантования в бинарных отражательных антенных решетках, имеющих модульную конструкцию. Рассматривается решетка, разделённая на 4, 16 и 64 модули части (1, 2 и 3 порядка разбиения, соответственно), половины из которых сдвигаются вдоль направления перпендикулярного её плоскости на $1/8$ длины волны. Приводятся результаты для случая падения плоской волны по нормали к плоскости решётки и углах отражения 30 и 45 градусов от нормали. А также случая наклонного падения под углом 15 градусов и угле отражения -30 градусов. Показано, что при увеличении порядка разбиения решётки до 3-го амплитуду лепестка квантования удаётся уменьшить не более, чем на 17% по сравнению с 1-ым порядком.

Ключевые слова: перестраиваемые отражательные антенные решётки; варакторные диоды; подавление лепестка квантования

I. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

В поколениях связи до 4G включительно используются частоты до 3ГГц [1]. В новых поколениях связи 5G и 6G для увеличения скорости передачи информации [2] начинают использовать частоты выше 24GHz [3]. Однако, на этих частотах выше 24GHz ухудшается прохождения через препятствия электромагнитных волн [4]. Это ведёт к возникновению областей с недостаточным уровнем сигнала для обеспечения связи. Одна из активно исследуемых в мире концепций решения данной проблемы – это организация путей распространения сигнала в обход препятствий через пассивную отражательную антенную решётку [5, 6] с управляемой диаграммой рассеяния, как показано на рис. 1. В англоязычной литературе отражательные решётки для данной концепции принято называть RIS (RIS – Reconfigurable Intelligent Surfaces, что дословно переводится, как реконфигурируемые интеллектуальные поверхности). Управление диаграммой рассеяния RIS позволяет максимизировать отражённое от них поле в направлении области с недостаточным уровнем сигнала, тем самым обеспечивая связь. Для того, применение данной концепции было дешевле, чем добавление дополнительного источника сигнала необходимо, чтобы конструкция и разработка RIS были как можно проще и дешевле соответственно.

Типичная схема построения RIS представляет из себя набор отражательных элементов, в каждый из которых может быть установлен управляющий элемент:

варакторный диод, pin диод, сегнетоэлектрический конденсатор или микроэлектромеханическая система. Управление характеристиками таких устройств позволяет изменять фазовое распределение поля вблизи апертуры RIS. Что позволяет максимизировать поле в дальней зоне в необходимом направлении.

Первый шаг для упрощения схемы управления RIS делается выбором разрядности фазового распределения в пользу наименьшего возможного бинарного [7, 8]. Однако в бинарных RIS в диаграмме рассеяния возникают дополнительные боковые лепестки, называемые лепестками квантования [8]. Лепестки квантования могут быть такими же по уровню, как и основной лепесток и являться помехой для приёмников, которым данный сигнал не предназначен, поэтому их необходимо подавлять.

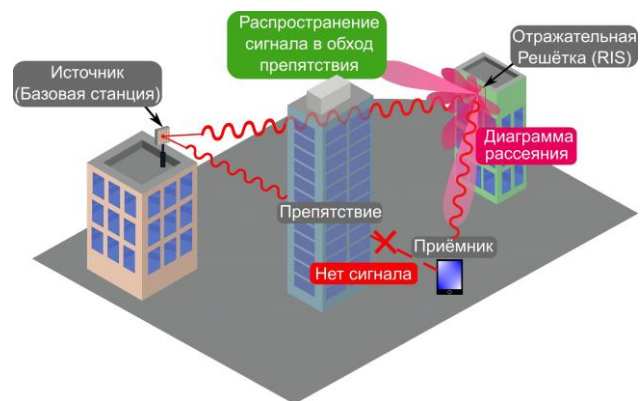


Рис. 1. Концепция применения отражательной антенной решётки

В литературе известны 3 метода подавления лепестков квантования в антенных решетках. Это добавление случайной фазовой задержки к каждому отражающему элементу с помощью линии задержки [9], а также метод нарушения периодичности расположения элементов [10]. Их использование позволяет подавлять лепестки квантования более, чем на 10 дБ. Недостатком этих методов является усложнение конструкции и проектирования RIS. В [11] был предложен метод, не приводящий к усложнению конструкции и проектирования. Было предложено, разделить апертуру RIS на 4 равные части и сдвинуть 2 из них перпендикулярно апертуре на $1/8$ длины волны. Показано, что это приводит к уменьшению уровня лепестка квантования на 5 дБ. Однако возникает вопрос, возможно ли добиться большего подавления лепестка квантования при разбиении RIS на большее число частей?

II. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Рассмотрим влияние порядка разбиения на уровень лепестка квантования на идеализированной модели бинарной RIS. Под идеализированной моделью понимается набор отражательных элементов с диаграммой рассеяния каждого элемента в виде элемента Гюйгенса $f(\theta, \varphi) = (1 + \cos(\theta))/2$, как показано на рис. 2. Под углами θ_{inc} , φ_{inc} к апертуре RIS падает плоская волна, которая задаёт начальное фазовое распределение.

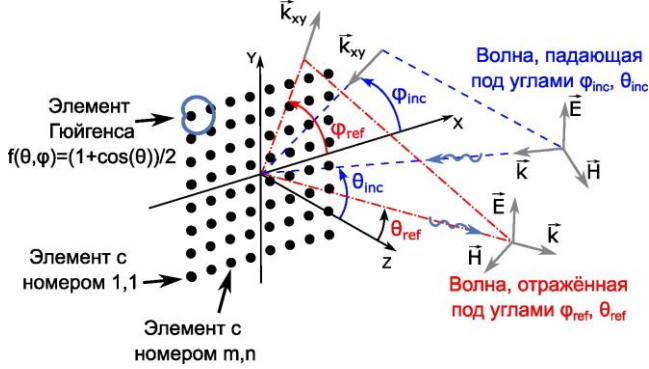


Рис. 2. Схема разбиения отрагательной антенной решётки

Чтобы направить отраженный основной луч в необходимом направлении, определяемом углами θ_{ref} и φ_{ref} , согласно алгоритму, описанному в [8], каждому элементу присваивается одно из двух состояний, характеризующихся фазой коэффициента отражения. По сформированному дискретному фазовому распределению коэффициента отражения по апертуре RIS рассчитывается диаграмма рассеяния с использованием теоремы перемножения [9].

В данной работе рассматривается бинарный RIS с размещением элементов в квадратной сетке с шагом половины длины волны, размером $N \times N$ ($N=32$) элементов. Рассматриваемый RIS возможно разделить на 4^p равных частей квадратного профиля, где p – порядок разбиения. Половина из них сдвигается на расстояние равное $\text{Shift} = 1/8$ длины волны, как было предложено в [11], в шахматном порядке вдоль направления оси Z, перпендикулярно исходной плоскости RIS, как показано на рис. 3.

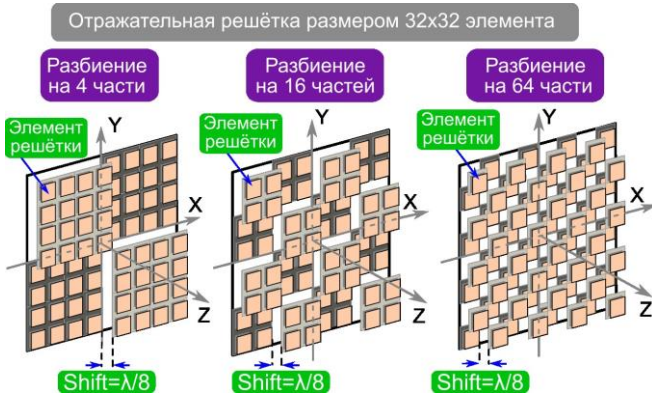


Рис. 3. Схема разбиения отрагательной антенной решётки (RIS)

Рассмотрим поведение диаграммы рассеяния для бинарной RIS, распределения состояний отражательных элементов которой оптимизировано для максимизации уровня поля в направлении $\varphi_{\text{ref}}=0$ и $\theta_{\text{ref}}=30$ градусов. Разделение RIS на 4 части (порядок разбиения $p=1$) в этом случае приводит к уменьшению амплитуды

лепестка квантования до -5.4 дБ относительно несдвинутых панелей RIS (исходной RIS). При разбиении RIS на 16 частей (порядок разбиения $p=2$) и 64 части (порядок разбиения $p=3$) в обоих случаях амплитуда лепестка квантования понижается до -7 дБ относительно исходной RIS. При этом КНД в направлении основного лепестка, равный 31.1 дБ не меняется при увеличении разбиения RIS, как показано на рис. 4.

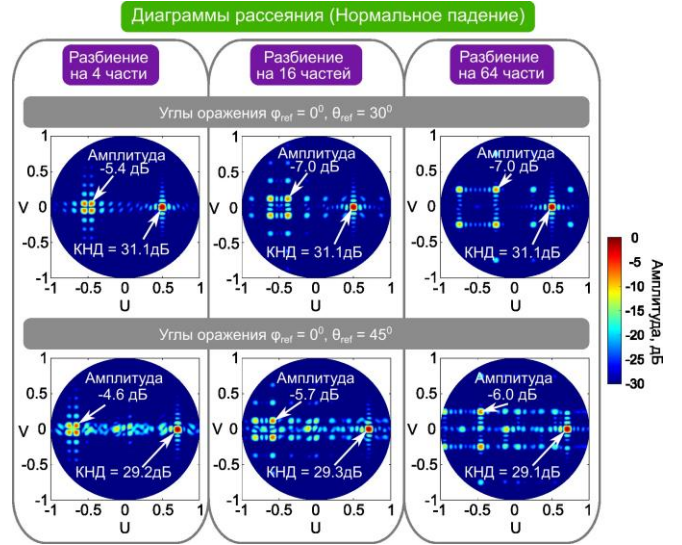


Рис. 4. Диаграммы рассеяния отрагательной антенной решётки для нормального падения плоской волны на решётку ($u = \cos(\varphi)\sin(\theta)$, $v = \sin(\varphi)\sin(\theta)$ – обобщённые координаты)

Для RIS, состояния отражательных элементов которой оптимизированы для максимизации уровня поля в направлениях $\varphi_{\text{ref}}=0$ и $\theta_{\text{ref}}=45$ градусов, характер поведения диаграммы рассеяния схож со случаем $\varphi_{\text{ref}}=0$ и $\theta_{\text{ref}}=30$ градусов. Уровень лепестка квантования понижается при переходе от 1-го ко 2-му и 3-му порядку разбиения до -4.6, -5.7, и -6.0 дБ, соответственно. КНД в направлении основного лепестка при увеличении порядка разбиения меняется в пределах 0.8 дБ, как показано на рис. 4.

Рассмотрим падение плоской волны под углом к RIS. Ограничимся случаем, когда основной лепесток оказывается больше по уровню, чем лепесток квантования. Примером такого случая может служить плоская волна, падающая под углами $\varphi_{\text{inc}}=0$ и $\theta_{\text{inc}}=15$ градусов и установка состояний отражательных элементов таких, чтобы максимизировать уровень поля в направлении $\varphi_{\text{ref}}=0$ и $\theta_{\text{ref}}=-30$ градусов. На рис. 5. Показаны диаграммы рассеяния для данного случая. При несдвинутых панелях лепесток квантования на 0.6 дБ выше по уровню, чем основной лепесток. Как и в рассмотренных предыдущих случаях, уровень лепестка квантования понижается при переходе от 1-го ко 2-му и 3-му порядку разбиения. В данном случае его уровень составляет -4.8, -6.0, и -6.0 дБ, соответственно. КНД в направлении основного лепестка при увеличении порядка разбиения меняется в пределах 0.7 дБ.

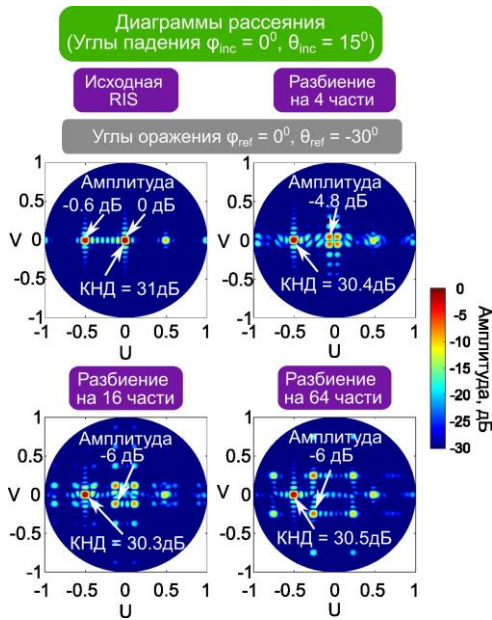


Рис. 5. Диаграммы рассеяния отражательной антенной решётки для наклонного падения плоской волны на решётку ($u = \cos(\varphi)\sin(\theta)$, $v = \sin(\varphi)\sin(\theta)$ – обобщённые координаты)

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена бинарная отражательная антенная решётка, разделённая на 4, 16 и 64 модуля (1, 2 и 3 порядка разбиения, соответственно), половины из которых сдвигаются вдоль направления перпендикулярного её плоскости на $1/8$ длины волны. Показано, что увеличение порядка разбиения с 1-го по 3-ий уменьшает в амплитуду лепестка квантования не более, чем на 17 %. К примеру, амплитуда лепестка квантования для нормального падения и угла отражения 30 градусов при 1 порядке разбиения составляет -5.4 дБ, а при 3 порядке -7 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Mishra A.R. Fundamentals of network planning and optimisation 2G/3G/4G: evolution to 5G. John Wiley & Sons, 2018.
- [2] Кириллов В.В. Реконфигурируемые диаграммообразующие системы для беспроводных средств связи: дис. ...канд.техн.наук / СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2023.
- [3] Sun S. et al. MIMO for millimeter-wave wireless communications: Beamforming, spatial multiplexing, or both? // IEEE Communications Magazine. 2014. T. 52. №. 12. C. 110-121.
- [4] Samimi M.K., Rappaport T.S. Ultra-wideband statistical channel model for non line of sight millimeter-wave urban channels //2014 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2014. C. 3483-3489.
- [5] Wells J. Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless // IEEE microwave magazine. 2009. T. 10. №. 3. C. 104-112.
- [6] Okogbaa F.C. et al. Design and application of intelligent reflecting surface (IRS) for beyond 5G wireless networks: a review // Sensors. 2022. T. 22. №. 7. C. 2436.
- [7] Kudathanthirige D., Gunasinghe D., Amarasuriya G. Performance analysis of intelligent reflective surfaces for wireless communication // ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2020. C. 1-6.
- [8] Sayanskiy A. et al. A 2D-programmable and Scalable Reconfigurable Intelligent Surface Remotely Controlled via Digital Infrared Code // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022.
- [9] Mitigating quantization lobes in mmWave low-bit reconfigurable reflective surfaces / Bharath G Kashyap, Panagiotis C Theofanopoulos, Yiran Cui, Georgios C Trichopoulos // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2020. Vol. 1. Pp. 604–614.
- [10] Vigano M.C. et al. Spatial density tapered sunflower antenna array // 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation. IEEE, 2009. C. 778-782.
- [11] Sayanskiy A., Belov A. An effective method to reduce quantization lobes in 1-bit intelligent reflective surfaces // 2022 Sixteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials). IEEE, 2022. C. X-394-X-396.
- [12] Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design. John wiley & sons, 2016.

Прототип восьмиэлементной антенной решетки для систем связи V2I

Т. Э. Сайфуллин¹, Е. П. Грахова², А. А. Ишмияров³, Д. А. Летавин⁴

¹⁻³ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий» (УУНУТ)

⁴ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого президента России Б.Н. Ельцина»

¹saifullin.talgat00@mail.ru, ²grakhova.ep@ugatu.su, ³ishmiyarov.aa@ugatu.su, ⁴d.a.letavin@urfu.ru

Аннотация. В статье представлены результаты разработки элементарного излучателя и составленной на его основе линейной восьмиэлементной антенной решетки для приложений интеллектуальных транспортных систем, а конкретно технологии Vehicle-to-Infrastructure. На основе имитационной модели микрополоскового патч-излучателя, разработанной в программной среде CST Studio Suite и верифицированной в Ansys HFSS, были изготовлены прототипы излучателей. В качестве подложки использовался материал Arlon AD 255C. Далее из прототипов излучателей была собрана линейная восьмиэлементная антенная решетка, габаритные размеры которой составили 303,3 x 45,5 мм. Резонанс разработанного прототипа антенной решетки находится на частоте 5875 МГц, а ширина рабочей полосы составляет 275 МГц. Изготовленные прототипы были экспериментально исследованы в безэховой камере. Результаты измерения диаграммы направленности антенной решетки показали, что ширина главного лепестка составляет 8 градусов по уровню -3 дБ. Уровень боковых лепестков составляет -10 дБ.

Ключевые слова: V2X; V2I; ИТС; микрополосковая патч-антенна; антенная решетка

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день одной из самых существенных проблем транспортного сектора является растущее число погибших и пострадавших в дорожно-транспортных происшествиях. Интеллектуальные транспортные сети (ИТС) и семейство технологий V2X (Vehicle-to-Everything) созданы с целью повысить безопасность на дорогах и способны стать основой для реализации усовершенствованной системы помощи водителю и системы автономного управления для транспортных средств [1]. V2X – технологии связи, позволяющие транспортным средствам взаимодействовать со всеми участниками дорожного движения и «подключенными» объектами дорожной инфраструктуры. В настоящее время разработаны сценарии взаимодействия между транспортными средствами (V2V), автомобилями и пешеходами (V2P), автомобилями и сетями (V2N), автомобилями и инфраструктурой (V2I), например, интеллектуальными блоками на рамочных дорожных конструкциях и светофорами.

В связи с тем, что технологии связи семейства V2X напрямую связаны с безопасностью человека, к ним предъявляются повышенные требования: высокая надежность соединения, высокая скорость передачи данных, сверхмалая задержка, поддержка большой плотности подключенных устройств. Одной из ключевых технологий, в перспективе способной

реализовывать большинство выдвигаемых требований, является управления лучом диаграммы направленности антенн.

Для реализации концепции «подключенного автомобиля» и внедрения технологий V2X на территории РФ Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ) был определен частотный диапазон, выделенный под тематические устройства на транспорте, – 5725–5875 МГц [2]. При этом, для реализации надежных, высокоскоростных и управляемых каналов связи должны быть разработаны и внедрены антенные устройства как для установки непосредственно в автомобилях, так и для размещения на интеллектуальных радиоузлах, расположенных вдоль трасс на объектах дорожной инфраструктуры.

В ходе работы был проведен анализ существующих разработок и научно-технической литературы в области проектирования микрополосковых излучателей и антенных устройств для систем V2X [3–12]. Многие работы сосредоточены на проектировании антенных устройств для диапазонов 58–60 ГГц, 65–68 ГГц, 72–77 ГГц [5, 6], а также для другого популярного V2X диапазона – 28 ГГц [11–12], что делает данные решения неприменимыми на транспортных средствах в РФ. Некоторые работы представляют одиночные излучатели V2X с различными конечными приложениями [9, 10]. Также продемонстрирован перечень исследований, представляющих разработку ФАР для V2X [3, 4], однако, акцент в исследованиях сделан скорее на мультидиапазонных свойствах устройства, нежели чем на гибкость управления лучом решеток.

В данной работе представлена разработка антенной решетки (АР) для систем связи V2I. Для кругового сканирования технология предполагает установку на объекте инфраструктуры трех – четырех АР, подключенных к радиоузлу, который на основе интеллектуальных алгоритмов осуществляет управление лучом диаграммы направленности и переключением между секторами. В качестве целевых параметров АР выступают выделенный ГКРЧ РФ рабочий диапазон частот; ширина главного лепестка диаграммы направленности (ДН), которая должна была быть достаточно узкой ($\leq 9^\circ$) для наиболее точного слежения за автомобилем, движущегося с максимальной разрешенной скоростью в зоне обслуживания; уровень боковых лепестков (УБЛ), не превышающий -10 дБ. Для реализации АР были сформулированы требования к её элементарному излучателю. Размер АР не должен превышать габаритов стандартных объектов дорожной инфраструктуры, что накладывает ограничения на размер излучателя. ДН излучателя должна быть максимально ненаправленной, с большой шириной главного лепестка для минимизации УБЛ.

Исследование выполнено в рамках гранта Российского научного фонда (соглашение № 21–79–10407).

II. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

Разработка имитационной модели излучателя осуществлялась в среде моделирования CST Studio Suite с дальнейшей верификацией результатов в среде Ansys HFSS. Для проектирования была выбрана микрополосковая технология, так как она позволяет реализовать низкопрофильные малогабаритные антенны, а также наилучшим образом подходит для СВЧ диапазона. В ходе работы был проведен ряд предварительных циклов моделирования, целью которых был выбор оптимальной формы излучающего элемента. В результате наилучшие характеристики показал излучатель в форме половины правильного шестиугольника, разрезанного вдоль своей главной диагонали. Излучатель согласован на сопротивление 50 Ом. Питание излучающего элемента осуществляется с помощью микрополоскового фидера шириной 1,01 мм. После оптимизации методом роя частиц, габаритные размеры излучателя составили 48,11 x 45,54 мм. В качестве подложки был выбран материал Arlon AD 255C толщиной 1,524 мм и с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,55$. Толщина медного слоя металлизации составила 0,035 мм.

Согласно полученным результатам имитационного моделирования в пакете CST, а далее верифицированным в пакете Ansys HFSS, рабочая полоса излучателя составила 182 МГц (от 5725 до 5875 МГц) с резонансом на частоте 5850 МГц и глубиной – минус 27 дБ. ДН излучателя в горизонтальной плоскости имеет ширину главного максимума 128° по уровню -3 дБ, а усиление его составило 4,1 дБи. Более подробно результаты имитационного моделирования представлены в статье [13].

Таким образом, полученные результаты имитационного моделирования элементарного излучателя для формирования АР полностью удовлетворяют поставленным требованиям с точки зрения коэффициента усиления, габаритных размеров и ширины главного лепестка.

III. ПРОТОТИП МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ И АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

На основе разработанной имитационной модели были изготовлены прототипы излучателя в форме половины шестиугольника на производственных мощностях компании ООО «Резонит» (рис. 1). В качестве финишного покрытия применено иммерсионное серебро. Для экспериментального исследования характеристик изготовленные образцы излучателя были оснащены разъемами типа SMA.

С помощью спектроанализатора Fieldfox N9917A были измерены обратные потери (S_{11}) и коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) (рис. 2–3). Результаты измерения показали хорошую корреляцию с имитационным моделированием. Согласно полученным результатам, рабочая полоса излучателя составляет 275 МГц (от 5688 до 5963 МГц) с резонансом на частоте 5820 МГц.

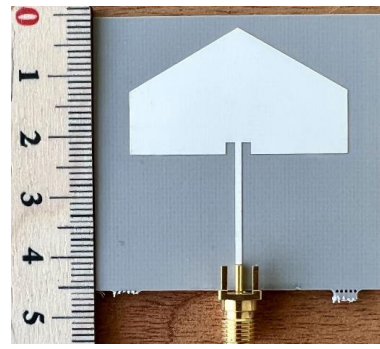


Рис. 1. Прототип излучателя в форме половины шестиугольника

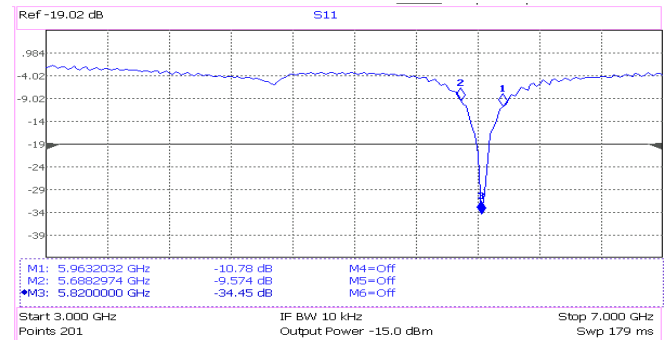


Рис. 2. Обратные потери (S_{11}) прототипа излучателя в форме половины шестиугольника

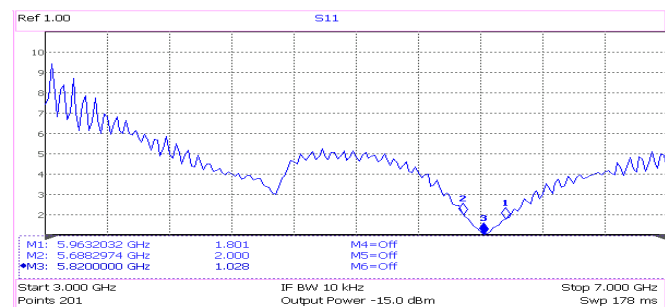


Рис. 3. КСВН прототипа излучателя в форме половины шестиугольника

Для изготовленного прототипа излучателя в форме половины шестиугольника было предварительно проведено измерение ДН в безэховой камере на базе ФГАОВ ВО «УрФУ имени первого Президента России Б. Н. Ельцина». Результаты измерения ДН излучателя для горизонтальной поляризации (плоскость E) представлены на рис. 4, а для вертикальной поляризации (плоскость H) – на рис. 5.

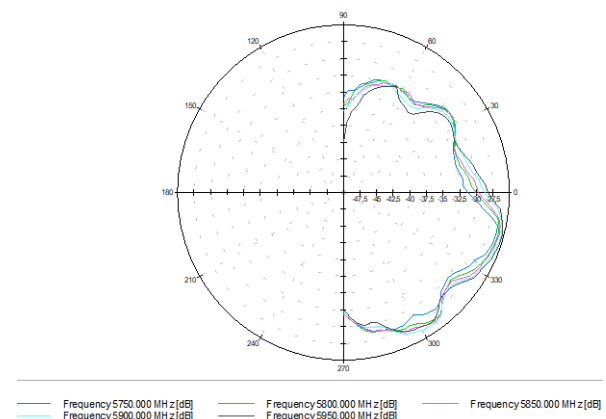


Рис. 4. ДН излучателя в форме половины шестиугольника для горизонтальной поляризации (плоскость E)

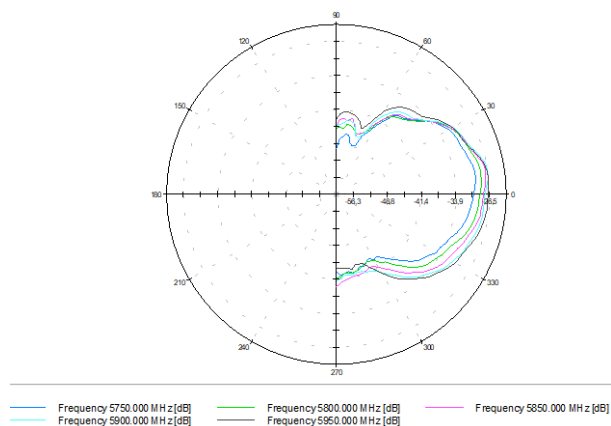


Рис. 5. ДН излучателя в форме половины шестиугольника для вертикальной поляризации (плоскость H)

В горизонтальной плоскости излучатель имеет один выраженный лепесток, что согласуется с результатами имитационного моделирования, ширина его на центральной частоте рабочего диапазона составляет порядка 90 градусов по уровню -3 дБ.

Далее для верификации работоспособности в составе решетки был собран тестовый прототип линейной АР, состоящий из восьми излучателей в форме половины шестиугольника. Габариты АР составляют 303,3 x 45,5 мм, внешний вид представлен на рис. 6. Излучатели закреплены на алюминиевой направляющей с шагом 37 мм и оснащены разъемами типа SMA.



Рис. 6. Тестовый образец линейной АР из излучателей типа половины шестиугольника

С помощью спектроанализатора Fieldfox N9917A были измерены обратные потери для каждого излучателя в составе решетки. Результаты измерения для 4-го порта АР представлен на рис. 7. Изготовленный прототип АР усреднено имеет резонанс глубиной минус 32 дБ на частоте 5875 МГц и ширину рабочей полосы по уровню минус 10 дБ равную 275 МГц. Рабочий диапазон антенны содержит в себе диапазон, выделенный под телематические устройства на транспорте.

Также на базе УрФУ в безэховой камере была измерена ДН прототипа восьмизлементной АР. Для этого был создан макет диаграммообразующей схемы (ДОС), структурная схема которого представлена на рис. 8. Макет включает один делитель 1x2 Mini-Circuits ZN2PD2-60-S+, два делителя 1x4 COM Power Splitter PD-2/6-4S, два усилителя Mini-Circuits ZX60-6013E-S+ с коэффициентом усиления 12,1 дБ на частоте 6 ГГц. Результат измерения коэффициента передачи собранного макета ДОС с помощью Fieldfox N9917A на примере выходного порта №1 первого делителя 1x4 представлен на рис. 9. Среднее значение потерь, вносимых макетом ДОС, составляет 6,76 дБ на центральной частоте рабочего диапазона.

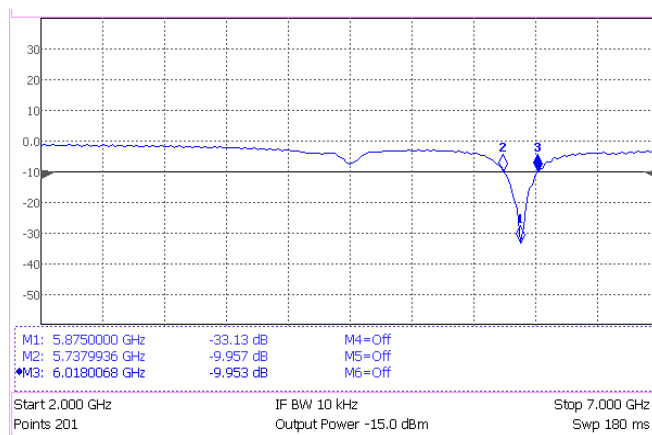


Рис. 7. Обратные потери (S_{11}) тестового прототипа АР; порт №4

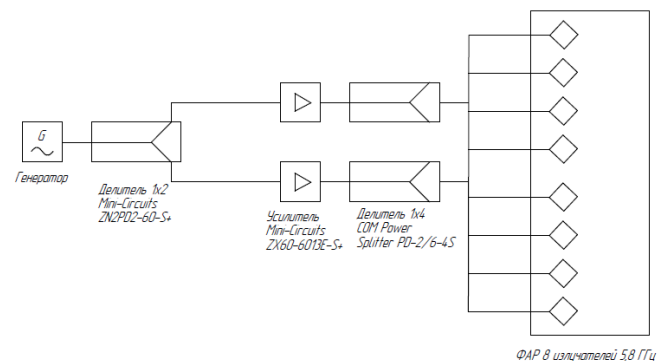


Рис. 8. Структурная схема макета ДОС для тестирования образца АР из излучателей «типа половины шестиугольника» в безэховой камере

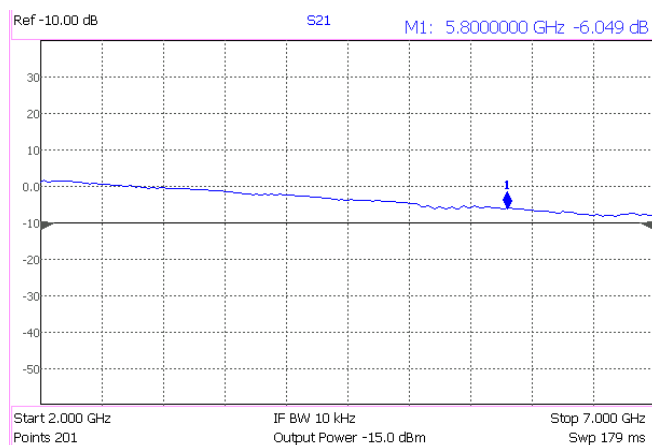


Рис. 9. Коэффициент передачи макета ДОС для измерения тестового образца АР для выходного порта #1 первого делителя 1x4

Измеренная ДН прототипа восьмизлементной АР в горизонтальной плоскости представлена на рис. 10, в вертикальной плоскости – на рис. 11. В горизонтальной плоскости диаграмма направленности имеет характерный максимум, направленный по нормали от АР, ширина главного лепестка составляет 8 градусов по уровню минус 3 дБ. Уровень боковых лепестков составляет минус 10 дБ.

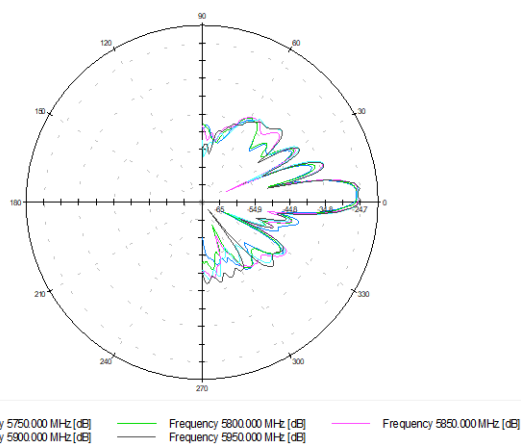


Рис. 10. ДН прототипа АР (излучатель в форме половины шестиугольника) в горизонтальной плоскости

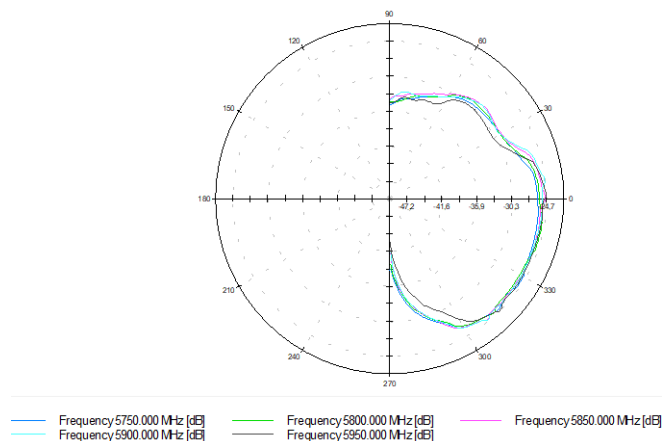


Рис. 11. ДН прототипа АР (излучатель в форме половины шестиугольника) в вертикальной плоскости

Следующим шагом в разработке АР для технологии V2I является демонстрация возможности управления лучом ДН. Для этого будут разработаны схемы фазирования АР, а также интеллектуальный алгоритм управления радиолучом в зависимости от положения транспортного средства в зоне обслуживания радиоузла. Для реализации кругового обзора также будут рассмотрены конфигурации АР с увеличенным количеством излучателей для реализации секторов сканирования 90 и 120 градусов с сохранением ширины главного максимума. Также в качестве дальнейших работ над прототипом, будет осуществлена оптимизация формы излучателей для расширения рабочей полосы устройства и возможного уменьшения его габаритных размеров.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлены результаты проектирования микрополоскового патч-излучателя и составленной на его основе линейной восьмиеlementной антенной решетки, для приложений интеллектуальных транспортных систем и семейства технологий Vehicle-to-Infrastructure (V2I). Была разработана имитационная модель излучателя в форме половины шестиугольника в программной среде CST Studio Suite и Ansys HFSS. На основе разработанной модели были изготовлены прототипы излучателей на подложке Arlon AD 255C. Согласно полученным результатам, рабочая полоса

излучателя составляет 275 МГц с резонансом на частоте 5820 МГц. Далее из излучателей была собрана линейная восьмиеlementная антенная решетка, габаритные размеры которой составили 303,3 x 45,5 мм. Обратные потери антенной решетки усреднено имеют резонанс на частоте 5875 МГц и ширину рабочей полосы 275 МГц. Результаты измерения диаграммы направленности антенной решетки в безэховой камере показали, что на выходе решетки формируется излучение с выраженным максимумом, ширина главного лепестка составляет 8 градусов по уровню -3 дБ. Уровень боковых лепестков незначителен и составляет -10 дБ. Рабочий диапазон антенны содержит в себе диапазон, выделенный в РФ под телематические устройства на транспорте. Таким образом, полученные результаты разработки антенных устройств для приложений интеллектуальных транспортных систем удовлетворяют поставленным в работе задачам и могут быть использованы для реализации высокоскоростных и надежных каналов связи между транспортным средством и базовой станцией в системах V2I.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сектор стандартизации электросвязи МСЭ-Т X. 1372. Серия X: Сети передачи данных, взаимосвязь открытых систем и безопасность. Издание 1.0, 26.03.2020 года. <http://handle.itu.int/11.1002/1000/14091>.
- [2] Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации от 18 сентября 2019 года №1203-47.
- [3] M. Ko, H. Lee, and J. Choi, "Planar LTE/sub-6 GHz 5G MIMO antenna integrated with mmWave 5G beamforming phased array antennas for V2X applications," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 11, 2020, doi: 10.1049/iet-map.2019.0849.
- [4] D.K. Rongas, A.S. Paraskevopoulos, L.D. Marantis, and A.G. Kanatas, "An integrated shark-fin reconfigurable antenna for V2X communications," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 100, 2020, doi: 10.2528/PIERC19112005.
- [5] D. Duraj, M. Rzymowski, K. Nyka, and L. Kulas, "ESPAR Antenna for V2X Applications in 802.11p Frequency Band," 2019.
- [6] P. Roy, R.K. Vishwakarma, A. Jain, and R. Singh, "Multiband millimeter wave antenna array for 5G communication," 2016. doi: 10.1109/ICETEESES.2016.7581361.
- [7] J.W. Kim, S. Kim, H. Cho, B.K. Ahn, J.W. Kim, and J.W. Yu, "Wide-angle scanning phased-array system using arc-shorted half elliptical elements," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2021, doi: 10.1080/09205071.2021.1962739.
- [8] M. Kamranishfaq *et al.*, "Compact Wide-Angle Scanning Multibeam Antenna Array for V2X Communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3100349.
- [9] C. Chen, H. Gan, H. L. Peng, C. Peng, G.H.Xu, and J.F. Mao, "High Performance V2X Antennas Designed in Integrated Shark-fin Environment," 2020. doi: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386534.
- [10] J. Kulkarni, C.Y.D. Sim, and V. Deshpande, "Low-Profile, Compact, Two Port MIMO Antenna Conforming Wi-Fi-5/Wi-Fi-6/V2X/DSRC/INSAT-C for Wireless Industrial Applications," 2020. doi: 10.1109/INDICON49873.2020.9342514.
- [11] A. Nasr, K. Sarabandi, and M. Takla, "Multi-beam Dual-Polarized Windshield Antenna with Wide Elevation Coverage for 5G V2X Applications," 2020. doi: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9329767.
- [12] S. Hasturkoglu and S. Lindenmeier, "An Automotive Antenna Set at 26.5 GHz for 5G-Mobile Communication," 2018. doi: 10.1109/ICMIM.2018.8443487.
- [13] A.A. Ishmiyarov, *et al.* "Microstrip Emitter Design for Application in V2X Beamsteering Systems," 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), 2022, pp. 279-284, doi: 10.1109/EDM55285.2022.9855024.

повышения надежности за счет использования отдельных линий связи или применения специальных интерфейсов.

Установка, внешний вид которой показан на рис. 2, состоит из шестиканальной фазированной антенной решетки, опорно-поворотного устройства (ОПУ), персональный компьютера (ПК), вспомогательной антенны и векторного анализатора цепей ARINST VNA-DL 1-8800 MHz [7].



Рис. 2. Измерительная установка

Векторный анализатор цепей измеряет коэффициент передачи между антенной решеткой и вспомогательной антенной. Все данные передается на ПК для обработки алгоритмом. ОПУ предназначено для крепления, позиционирования и снятия диаграмм направленности антенной решетки. Вспомогательная антенна установлена на штатив и находится на расстоянии 4.5 метров от антенной решетки.

Генетический алгоритм [8] основан на естественной генетике, и потому он представляет решение оптимизационных задач как хромосомы с бинарными аллелями. Бинарный генетический алгоритм естественным образом подходит для оптимизационных задач, чья область состоит из n -мерного двоичного поискового пространства, либо для задач, чьи области дискретны.

Если возможно представить решение в виде битовой последовательности, то генетический алгоритм мог бы решить эту задачу. Каждое возможное решение называется «Особью» или «Кандидатским решением», группа особей называется генетико-алгоритмической «Популяцией». Генетический алгоритм может иметь много особей, десятки или сотни. Две особи могут спариваться, как спариваются особи в биологических популяциях с целью скреститься, поделить свою генетическую информацию со своими детьми. Для определения точки скрещивания выбирается случайное число от 1 до $n-1$, где n длина последовательности. Две особи обмениваются всеми аллелями и из двух родителей создаются два ребенка, где каждый ребенок получает часть генетической информации от каждого родителя. Дети продолжают эволюционный процесс. Это событие называется одним генетико-алгоритмическим поколением.

Как и в биологии, часть детей имеет низкую приспособленность, и имеют высокую вероятность умереть, а другая часть – высокую приспособленность, выживают и скрещиваются с другими. Этот процесс продолжается до тех пор, пока генетический алгоритм не найдет решение оптимизационной задачи. Решение о том, какие особи спариваются для рождения детей, основано на приспособленности особей.

Мутации в природе редки, для генетического алгоритма скорость мутации подбирается в зависимости от задач. Независимо от частоты мутации, она имеет важное значение, и позволяет развивать новые потенциальные решения задачи. Если какая-либо информация отсутствует, мутация обеспечивает возможность введения ее в популяцию. Это важно тем, что генетические алгоритмы имеют такие небольшие популяции, что инбридинг может стать проблемой и ввести в эволюционный тупик. Если вероятность мутации слишком высока, то алгоритм превращается в случайный поиск.

Реализация генетического алгоритма применительно к антенным решеткам взята из книги [9]. В код были внесены некоторые изменения, касающиеся масштаба углов и целевой функции.

Каждая популяция будет иметь вид:

$$S_k = \{S_{k1}, S_{k2}, \dots, S_{kN}\},$$

где $k = 1 \dots n$; S_{kN} – код управления для одного фазовращателя или аттенюатора; n – численность популяции; N – длина цепочки, равная количеству аттенюаторов и фазовращателей.

Алгоритм может оперировать только кодами управления антенной решеткой и не имеет информации об амплитудно-фазовом распределении.

Для данной задачи, целевая функция была изменена на функцию максимизации коэффициента усиления AP и имеет вид:

$$f = -F(S_k),$$

где F – коэффициент усиления AP, пропорциональный коэффициенту передачи, получаемому при помощи векторного анализатора цепей.

Значение вероятности мутации было подобрано таким образом, чтобы исключить слишком высокую мутацию и обеспечить сходимость алгоритма.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

Результатом работы генетического алгоритма является код управления для аттенюаторов и фазовращателей следующего вида:

00 089 00 087 01 214 00 229 00 095 00 086

где нечетные позиции (коды аттенюаторов), могут принимать значения от 0 до 63, четные позиции (коды фазовращателей), могут принимать значения от 0 до 255, в соответствии с разрядностью микросхем.

При этом на 101 итерацию было затрачено 42 минуты, каждая итерация включает в себя популяцию из 100 особей. В алгоритме было 10100 переключений режимов работы антенной решетки. Если перебирать все возможные состояния, то понадобится $2 \cdot 10^{25}$ итераций.

На рис. 3 представлен результат сходимости алгоритма. Синим цветом отображены лучшие значения за итерацию, красным – среднее по популяции. По оси ординат отмечена оценка, в данном случае это коэффициент передачи, получаемый векторным анализатором цепей. Первая итерация не входит в рассматриваемый диапазон т.к. является предварительной выборкой из случайных значений (кодов управления) для получения начальных «особей».

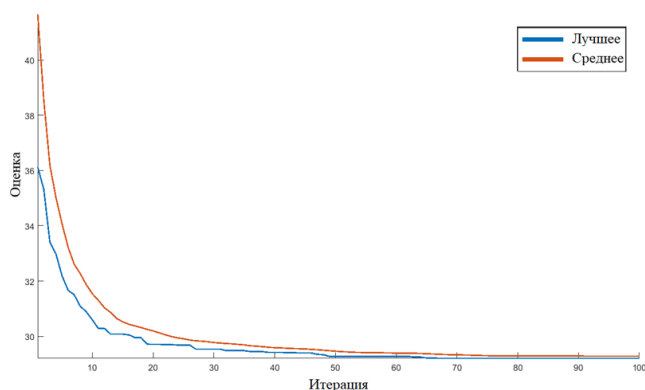


Рис. 3. Сходимость алгоритма

На рис. 4 представлена ДН АР после калибровки.

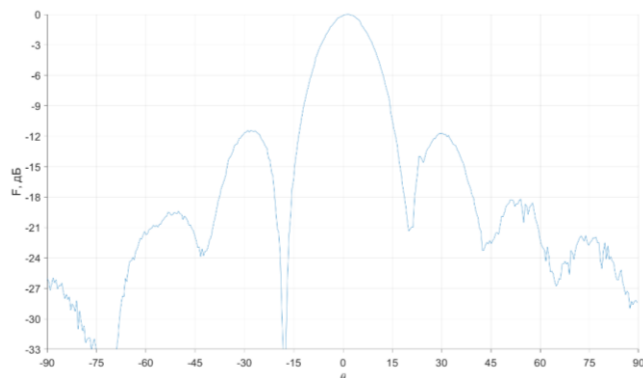


Рис. 4. ДН АР после калибровки

Каждый запуск алгоритма настройки приводит к похожим, но разным результатам. Что присуще всем эволюционным алгоритмам.

В ходе экспериментов, вместо сумматора на два направления и векторного анализатора цепей, применялся двухканальный цифровой приёмник USRP B210. Результаты получались аналогичными, но время выполнения увеличивалось из-за особенностей синхронизации алгоритма и буфера данных цифрового приёмника. Кроме того, из-за нелинейности каналов приёмника, его пришлось бы калибровать для получения правильных уровней ДН.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведённые результаты получены при условии, что предварительные измерения каналов АР не проводились. Электрические длины не выравнивались. При этом результат получается сравнительно быстро. Скорость работы алгоритма настройки определяется, в основном, скоростью получения данных измерительным прибором и скоростью переключения модулей АР.

В работе рассмотрена настройка АР по максимуму коэффициента передачи на приём. Аналогичным образом может быть проведена настройка в режиме передачи.

Для формирования ДН специальной формы возможно применение нескольких десятков вспомогательных антенн, подключённых к фидерному тракту с переключателем.

Использование полностью цифровых АР подразумевает нахождение соответствующих весовых коэффициентов или задержек для диаграммоформирования и применения методов сверхразрешения. В данном случае время работы представленного алгоритма настройки сократится, поскольку не будет необходимости в физическом изменении состояния решётки.

В ряде случаев использование других методов весьма затруднено. Например, при изменении характеристик каналов решётки при эксплуатации или нахождении кодов управления конформной антенной решёткой с учётом влияния окружающих конструкций и антенн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Коротецкий Е.В. Методы калибровки фазированных антенных решеток / Е.В. Коротецкий, А.М. Шитиков, В.В. Денисенко // Радиотехника. 2013. № 5. С. 095-104.
- [2] Верба Г.А., Коротецкий Е.В., Шитиков А.М. Особенности калибровки антенных решеток в условиях переотражения контрольного сигнала // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 4. С. 34-44. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202104-05>
- [3] Применение матрицы взаимных связей при настройке ФАР / А.Н. Жегалов, С.В. Кузьмин, А.Н. Морозов, М.И. Ривкин, И.И. Силуянов // V Всерос. науч.-техн. конф. "Радиолокация и радиосвязь", Москва, 21-25 нояб. 2011 г. / ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2011. С. 216-220.
- [4] Шубников В.В., Ривкин М.И. Методика экспресс-анализа РТХ ФАР в эксплуатационных условиях // Вестник воздушно-космической обороны. 2018. Т. 20, № 4, С. 105-108.
- [5] PE44820 – Цифровой 8-битный фазовращатель. URL: <https://psemi.com/pdf/datasheets/pe44820ds.pdf> (дата обращения: 01.06.2023).
- [6] PE4302 – Цифровой 6-битный аттенуатор. URL: http://west-l.com/uploads/tdpdf/yqperegrine_hf-switch-pe4302_en.pdf (дата обращения: 01.06.2023).
- [7] ARINST VNA-DL. URL: <http://arinst.ru/download-apk.php> (дата обращения: 26.06.2023).
- [8] Саймон Д. Алгоритмы эволюционной оптимизации : практическое руководство / пер. с англ. А.В. Логунова. Москва: ДМК Пресс, 2020. 1002 с. ISBN 978-5-97060-707-7.
- [9] Brown A. D. Electronically Scanned Arrays MATLAB Modeling and Simulation, Boca Raton, NW: CRC Press, 2012. 229 p.

Источник мощных сверхширокополосных импульсов с гибридной антенной и управляемой поляризацией излучения

Е. В. Балзовский, Ю. И. Буянов, А. М. Ефремов, В. И. Кошелев, Э. С. Некрасов

ИСЭ СО РАН

Томск, Россия

bev@lhfe.hcei.tsc.ru

Аннотация. Представлены результаты исследования источника сверхширокополосных импульсов, состоящего из газоразрядного генератора монополярных импульсов, четырех формирователей биполярных импульсов длительностью 0,5 нс и гибридной антенны - решетки комбинированных антенн 2х2 в фокусе офсетного рефлектора. При изменении давления в разрядниках формирователей биполярных импульсов происходит управление временем появления импульсов в пределах 150 пс при амплитуде 65–70 кВ в тракте 50 Ом. Синхронное возбуждение взаимно-перпендикулярных антенных элементов позволяет получать линейную поляризацию излучения с произведением пиковой напряженности поля на расстояние $E_p R = 400$ кВ. Временной сдвиг на 1/4 длительности импульса обеспечивает вращение вектора напряженности электрического поля в плоскости фронта волны с отношением малой и большой оси описанного эллипса до 0,75 и $E_p R = 280$ кВ. Приведены результаты измерений временной формы излученных импульсов.

Ключевые слова: СШП излучение, биполярный импульс, антенная решетка, параболический рефлектор

I. ВВЕДЕНИЕ

Исследование и разработка мощных источников сверхширокополосного (СШП) излучения является актуальным направлением развития физики и техники электромагнитных излучателей. В мощных источниках СШП излучения используется прямое преобразование энергии высоковольтных электрических импульсов в энергию электромагнитных импульсов с помощью антенных систем. Излученное поле представляет собой один или несколько периодов колебаний вектора напряженности электрического поля E с произведением пиковой напряженности поля на расстояние $E_p R = 100$ –1000 кВ. Интересны импульсы, полоса частот спектра которых занимает более двух октав.

Создание источников излучения с новыми характеристиками расширяет возможности их применения для решения различных прикладных задач. Основной областью применения мощных СШП импульсов являются исследования воздействия сильных электромагнитных полей на различные объекты и среды, в том числе биологические; исследования по электромагнитной совместимости электронных систем в

условиях преднамеренных помех и радиолокация с высоким пространственным разрешением, которое обусловлено короткой длительностью СШП импульсов.

Развитие методов управления характеристиками мощных импульсов электромагнитного излучения идет по пути создания источников с изменяемым максимумом спектра [1], регулируемым значением E_p [2]. В то же время эффективность воздействия СШП импульса зависит от положения E относительно объекта. Известно применение одиночных спиральных антенн [3–4] и синхронных антенных решеток для излучения импульсов с циркулярной поляризацией [5]. Применение в исследованиях СШП источника с изменяемым видом поляризации излучения позволит получить более полную информацию об исследуемых объектах и средах. Следовательно, возможность управления поляризацией излучения является важным фактором развития мощных СШП систем.

Когда на вход антенны с линейной поляризацией подается короткий импульс напряжения, колебания E излученного поля происходят в одной плоскости. По аналогии с узкополосным случаем, поляризацию импульсного поля называют линейной. Если имеется две линейно-поляризованные антенны, повернутые на 90 градусов относительно друг друга и возбуждаемые одинаковыми импульсами напряжения, то в зависимости от временной задержки τ между импульсами поляризационная структура излученных импульсов будет различаться. При $\tau = 0$ поляризация E останется линейной (с наклоном на 45 градусов). При τ , примерно равной четверти периода колебания, в плоскости фронта волны годограф E опишет замкнутую кривую, которую можно вписать в эллипс и оперировать понятиями коэффициента эллиптичности k и угла наклона β большой оси эллипса относительно выбранной системы координат. Такую поляризацию СШП импульса в [6] предложено называть алинейной. С помощью изменения τ появляется возможность управления поляризацией излучения мощных источников СШП импульсов.

II. КОНСТРУКЦИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСОВ

Известны мощные СШП источники на основе электрических диполей и параболического [7] и цилиндрического [8] отражателей, обладающих узкой диаграммой направленности. Однако в прямофокусном рефлекторе диполь с разрядником занимает значительную часть апертуры отражателя и оказывает существенное влияние на характеристики мощного излучения. Естественным решением здесь является вынос антенны из апертуры отражателя. Применительно

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект 20-08-00529, в части изготовления элементов источника, а также в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по теме № FWRM-2021-0002 в части проведения измерений в безэховой камере.

к мощным источникам СШП излучения, по-видимому, впервые эта задача была рассмотрена в [9], где предложено использовать офсетный отражатель (цилиндрическая вырезка из параболического отражателя) и ТЕМ антенну. Также известен мощный источник СШП излучения [10] с ТЕМ антенной, земляная пластина которой была механически соединена с нижней кромкой отражателя, а ее верхний лепесток закрывал существенную часть апертуры отражателя. Этот недостаток был устранен в разработанном нами ранее мощном источнике СШП излучения [11] на основе офсетного отражателя и одиночной комбинированной антенны (КА). Фокус офсетного отражателя находился ниже его кромки, а комбинированная антенна-облучатель находилась вне апертуры отражателя.

Основой предлагаемого источника является гибридная антенная система, состоящая из решетки антенн 2x2, находящейся в области фокуса офсетного рефлектора. Антенны возбуждаются биполярными импульсами напряжения длительностью 0,5 нс с управляемым временным сдвигом. Внешний вид генераторной части приведен на рис. 1. Четырехканальный генератор биполярных импульсов состоит из генератора 1 высоковольтных монополярных импульсов СИНУС-160, промежуточной ступени обострения 2 и четырехканального формирователя биполярных импульсов 3. От генератора СИНУС-160 за время 3 нс заряжается промежуточная накопительная линия, и при напряжении около 470 кВ срабатывает обостряющий разрядник, подавая импульс зарядки на четыре идентичные формирующие линии F_1 - F_4 , построенные по схеме с одним разрядником [2]. При срабатывании разрядников, на выходах F_1 - F_4 появляются биполярные импульсы с фиксированной длительностью 0,5 нс, которая определяется длиной линий. Время срабатывания разрядников зависит от автоматически регулируемого давления газа в каждой из четырех камер и может меняться в пределах 150 пс. Частота следования импульсов до 100 Гц. По фидерным линиям 4 импульсы поступают на антенную систему, смонтированную в экранированной безэховой камере 5.

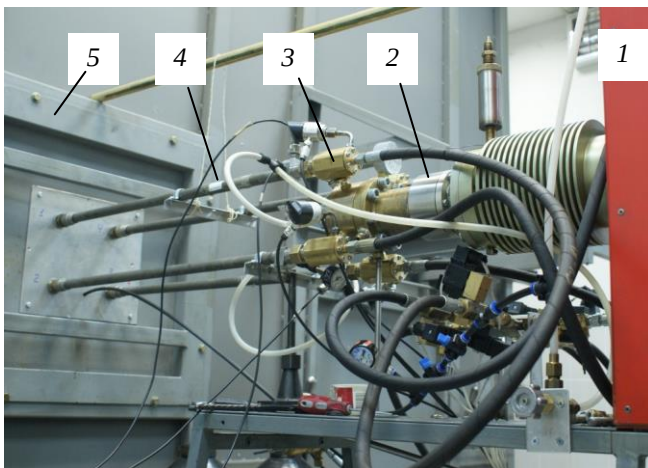


Рис. 1. Конструкция источника. 1 – генератор высоковольтных импульсов СИНУС-160; 2 – промежуточная ступень обострения; 3 – четырехканальный формирователь биполярных импульсов; 4 – фидерные линии, 5 – экранированная БЭК

Конструкция гибридной антенны показана на рис. 2. Она состоит из офсетного отражателя 1, представляющего собой вырезку из параболоида вращения. Высота рефлектора 1,6 м, ширина 1,4 м. В области фокуса отражателя расположена решетка-

облучатель 2x2 КА, расположенная в диэлектрическом контейнере 2. Диэлектрический контейнер используется при высоковольтных измерениях для заполнения объема вокруг антенн элегазом для исключения вероятности электрического пробоя. Элементы решетки-облучателя подключены к генератору кордельными коаксиальными кабелями 3 марки РК50-17-51С длиной до 4 м, заполненными элегазом.

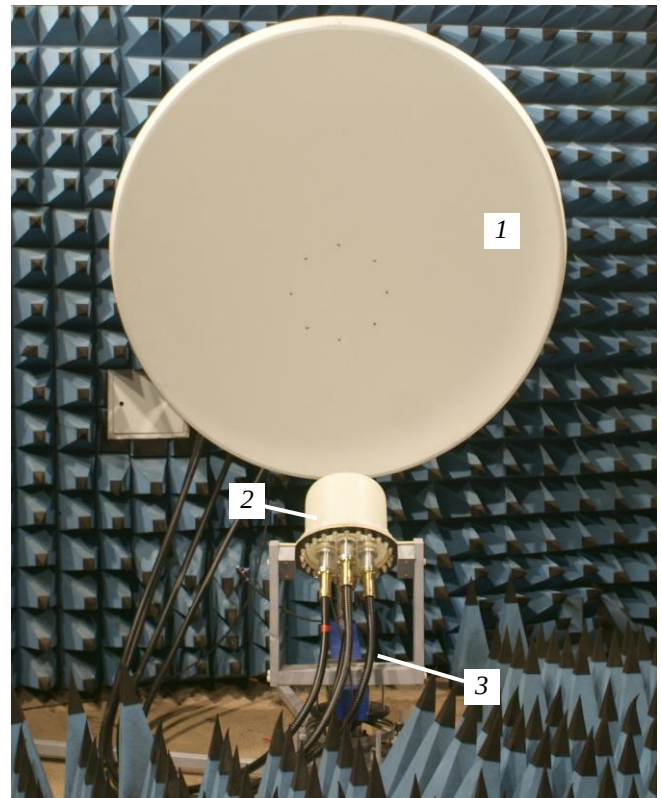


Рис. 2. Конструкция гибридной антенны. 1 – антенная решетка в диэлектрическом контейнере; 2 – офсетный отражатель; 3 – коаксиальные кабели

Антенная решетка-облучатель гибридной антенны со снятым диэлектрическим контейнером приведена на рис. 3а. Четыре антенны закреплены на диэлектрическом основании. Центры антенн расположены на окружности с диаметром 125 мм. Излучение антенн линейно поляризовано в направлении главного максимума диаграммы направленности. Плоскость поляризации излучения каждой антенны можно изменять, механически поворачивая антенну. Вариант расположения антенн в решетке для получения линейной поляризации приведен на рис. 3б. В данной работе использовалось положение антенн, соответствующее рис. 3в.

В качестве элементов решетки использованы разработанные комбинированные антенны КА с поперечными размерами 65×60 мм [12]. Полоса согласования антенн в составе решетки по уровню -7,5 дБ (примерно соответствует уровню КСВН = 2,5) занимает диапазон частот от 0,94 до 6,45 ГГц, в то время как спектр биполярного импульса длительностью 0,5 нс занимает диапазон от 1 до 4 ГГц.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ИСТОЧНИКА

Осциллограммы биполярных импульсов напряжения на выходах формирователей приведены на рис. 4. Применен осциллограф реального времени с полосой

пропускания 6 ГГц. В качестве опорного сигнала для запуска осциллографа использовался выходной импульс канала F_1 при постоянном давлении 50 атм.

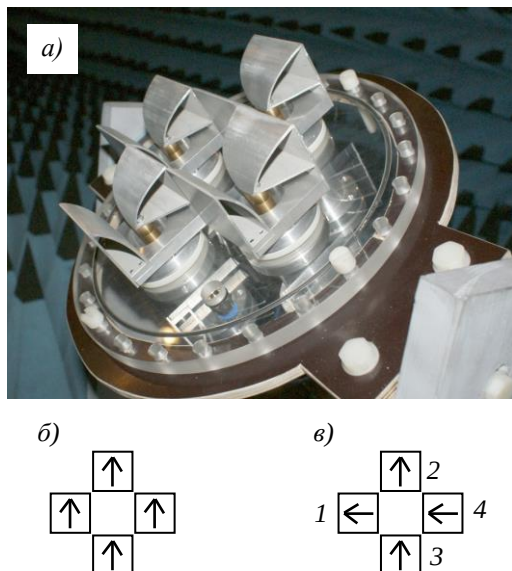


Рис. 3. Решетка-облучатель гибридной антенны (а) и варианты расположения антенн для линейной поляризации (б) и поляризации, отличной от линейной (в)

Осциллограммы 1, 2 и 3 в каналах F_2 – F_4 получены при давлениях 40, 45 и 50 атм, соответственно. Амплитуды импульсов достигли 65 кВ. Среднеквадратичный разброс амплитуд биполярных импульсов относительно средней для всех каналов F_1 – F_4 составил не более 2,5 %. Стабильность выходных импульсов между каналами оценивалась измерением разброса временного интервала t_1 от переднего фронта импульса канала F_1 до точки нулевого перехода другого канала. Для всех каналов среднеквадратичное отклонение разброса времени t_1 не превышало 10–15 пс.

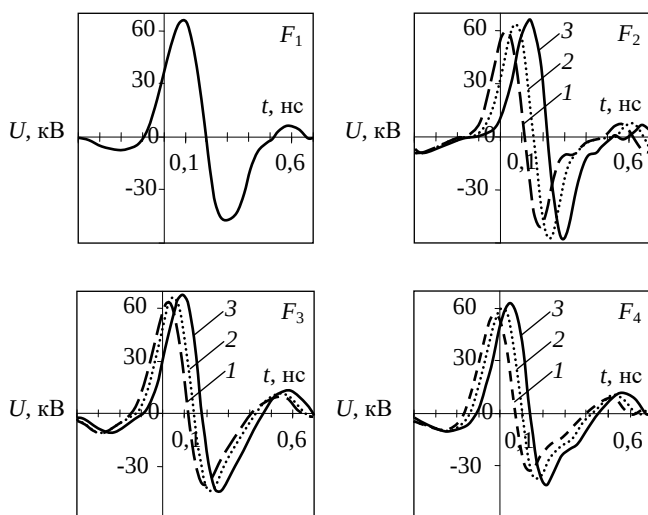


Рис. 4. Осциллограммы выходных биполярных импульсов напряжений в каналах F_1 – F_4 при давлениях: в канале F_1 – 50 атм, в каналах F_2 – F_4 – 40 (1), 45 (2) и 50 (3) атм

По измеренным задержкам импульсов в каналах F_2 , F_3 и F_4 высоковольтного генератора относительно канала F_1 , определены длины отрезков коаксиальных кабелей такие, чтобы антенные элементы №1-4 решетки возбуждались одновременно с различием не более 20 пс.

Измерения временной формы излученного E проведены в экранированной безэховой камере на

расстоянии 4,5 м от точки фокуса офсетного рефлектора. Для измерения ортогональных компонент E использовалась методика, заключающаяся в последовательной регистрации поля вертикальной поляризации, а затем, при механическом повороте приемной антенн, – горизонтальной поляризации. Для синхронизации измерений в двух поляризациях использован канал с присоединенной вспомогательной антенной, по которому осуществлялся запуск осциллографа.

Основной регистрационный тракт состоит из приемной TEM-антенны, высоковольтного аттенуатора Aeroflex/Weinschel 33-15-34 (15 дБ, 8,5 ГГц), аттенуаторов НПФ «Микран» 6, 10 и 20 дБ (полоса до 18 ГГц), коаксиального кабеля 1,5 м со сплошной фторопластовой изоляцией и 1,8 м коаксиального кабеля со вспененной полиэтиленовой изоляцией. Запись осциллограмм проводилась осциллографом Keysight MR608A с полосой пропускания 6,3 ГГц. Для компенсации дисперсионных характеристики коаксиальных кабелей измерительного тракта в полосе частот 1–4 ГГц применялась методика восстановления формы и амплитуды импульса напряженности электрического поля по результатам измерения напряжения на выходе регистрационного тракта.

Приемная TEM-антенна имеет прямоугольную земляную пластину размером 1,2x0,5 м и треугольную сигнальную пластину с высотой раскрытия 8 см. Эта СШП антенна в приемном режиме имеет действующую длину $l_d = 3,84$ см (отношение напряжения на выходе антенны $V(t)$ к напряженности поля падающего поля $E(t)$) на частоте, соответствующей максимуму спектра излучения. Временная форма напряжения на выходе TEM-антенны пропорциональна временной форме напряженности электрического поля падающей волны. Временная форма импульса напряженности электрического поля $E(t)$, падающего на TEM-антенну, рассчитывалась как отношение $V(t)$ к l_d . Расчет $E_p \cdot R$ на расстояние производился согласно выражению: $V_p R / l_d$, где V_p – пиковое значение напряжения на выходе TEM-антенны, R – расстояние от фокальной плоскости зеркальной антенны вдоль фокальной оси до раскрытия приемной TEM-антенны.

Временная зависимость компонент E вертикальной и горизонтальной поляризации, выраженная в единицах эффективного потенциала, приведена на рис. 5. С учетом расстояния между антеннами $R = 4,5$ м произведение $E_p \cdot R = 288$ кВ для поля горизонтальной поляризации $E_p \cdot R = 315$ кВ для вертикальной поляризации и при частоте повторения импульсов 100 Гц. Различие вызвано тем, что офсетный рефлектор имеет в вертикальном направлении больший размер (1,6 м) и коэффициент направления действия, чем в горизонтальном направлении (1,4 м).

На рис. 6 приведен годограф E при дополнительной задержке 1 нс между вертикальным и горизонтальным каналами. Поле представляет собой два последовательных импульса на ортогональных поляризациях. В области, между импульсами, где существуют обе компоненты поля, наблюдается сложное вращательное поведение конца вектора напряженности электрического поля. Область отличной от линейной поляризации не превышает значения 0,1 от максимума (по мощности).

На рис. 7 показаны годографы излученного гибридной антенной поля при синхронном изменении давления в двух каналах генератора. В оставшихся двух каналах давление постоянно и составляло 50 атм.

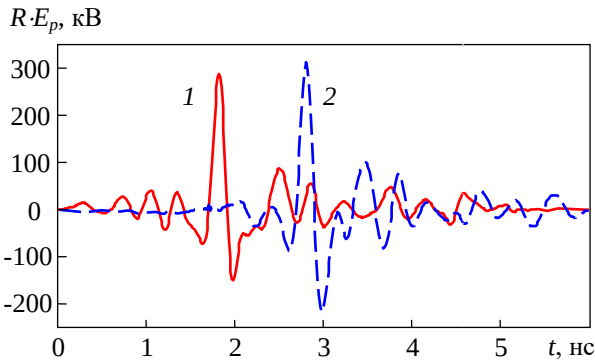


Рис. 5. Импульсы электрического поля горизонтальной (кривая 1) и вертикальной (кривая 2) поляризации

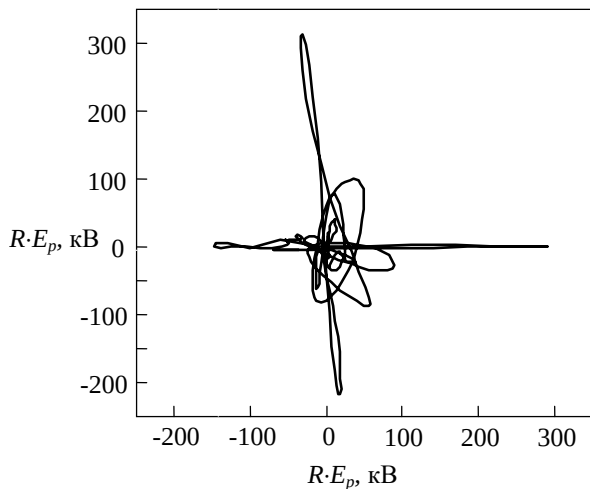


Рис. 6. Годограф E при задержке 1 нс между вертикальным и горизонтальным каналами

При давлении 50 атм (кривая 1) задержка импульсов между двумя парами антенн мала и поляризация близка к линейной. При дальнейшем уменьшении давления в двух каналах генератора временная задержка увеличивается, что приводит к изменению годографа и увеличению k излученного поля. Отметим также, что с уменьшением давления уменьшается амплитуда импульсов напряжения. Оценка коэффициента эллиптичности проведена по среднеквадратичному отклонению компонент поля E_y и E_x . При давлении 50 атм $k = 0,14$; при 45 атм (кривая 2) $k = 0,16$; при 40 атм (кривая 3) $k = 0,23$; при 35 атм $k = 0,33$; при 30 атм $k = 0,74$. Произведение $R \cdot E_p$ при этом изменяется от 330 до 255 кВ.

По результатам расчетов максимальное значение k достигается при задержке импульсов между двумя парами антенн 120 пс. На рис. 8 показан годограф излученного гибридной антенной поля при возбуждении высоковольтными биполярными импульсами и задержке между импульсами с ортогональными поляризациями 120 пс. Давление во всех каналах генератора было 50 атм, а временная задержка задавалась длиной отрезков коаксиального кабеля. Коэффициент эллиптичности составил 0,74. В этом случае $k = 0,74$, а значение $R \cdot E_p$ достигало 290 кВ.

При отсутствии задержки между каналами, то есть синхронном возбуждении антенн горизонтальной и вертикальной поляризации, годограф E представлял собой линию, наклоненную под углом 45 градусов к вертикали (рис. 9), при этом произведение $R \cdot E_p = 405$ кВ.

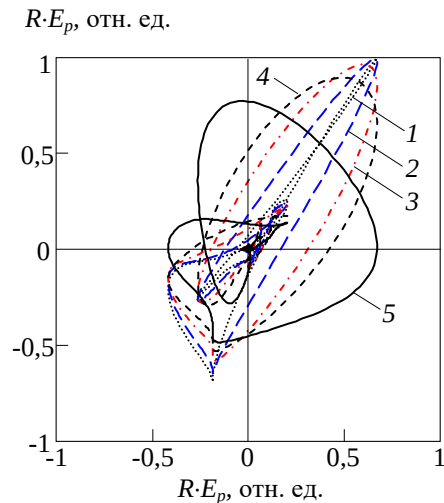


Рис. 7. Изменение годографа излученного поля при различном давлении в разрядниках двух каналов генератора: 50 (1); 45 (2); 40 (3); 35 (4); 30 атм (5)

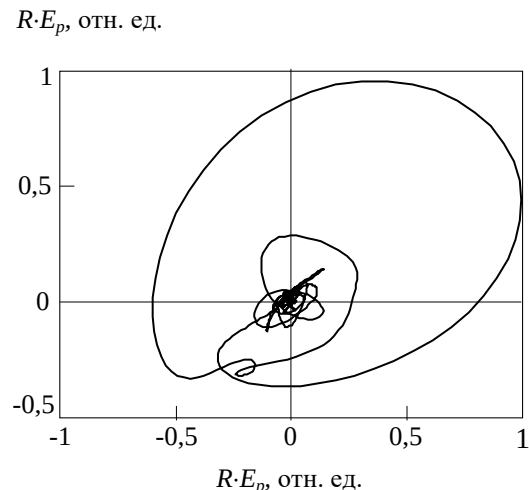


Рис. 8. Годограф поля при задержке 120 пс между импульсами излучения с ортогональными поляризациями

Проведены измерения стабильности временной формы импульсов и амплитуды импульсов. Источник периодически включался на 20 минут непрерывной работы с перерывом на охлаждение 1 час. При частоте повторения импульсов 100 Гц на протяжении 20 мин среднее значение пиковой напряженности поля падает не более чем на 18 %. При этом основное падение наблюдается в течение первых 5–7 мин, что соответствует времени установления многоканального режима работы разрядников генератора.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Создан мощный источник сверхширокополосного излучения субнаносекундной длительности на основе гибридной антенны, реализован режим излучения эллиптической поляризации. При временной задержке 110–130 пс между парами высоковольтных биполярных импульсов напряжения, регулируемой за счет изменения давления в газовых разрядниках четырехканального

формирователя, получены импульсы излучения с эллиптической поляризацией поля с произведением пиковой напряженности поля на расстояние 255–290 кВ и коэффициентом эллиптичности до 0,75.

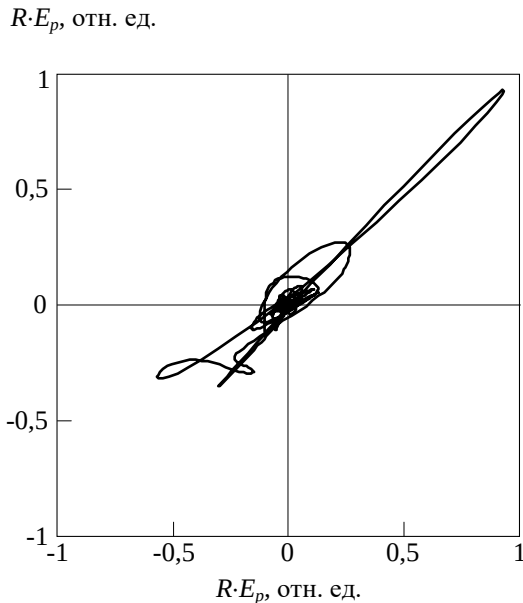


Рис. 9. Годограф поля при нулевой задержке между импульсами излучения с ортогональными поляризациями

При отсутствии временной задержки между биполярными импульсами получены импульсы СШП излучения с линейной поляризацией под углом примерно 45 градусов и произведением пиковой напряженности поля на расстояние 405 кВ. Ресурсные испытания источника показали, что при непрерывной работе в течение 20 минут, при частоте повторения импульсов 100 Гц, среднее значение пиковой напряженности поля падает не более чем на 18 %.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Авторы выражают благодарность Томскому региональному центру коллективного пользования Томского научного центра Сибирского отделения Российской академии наук за предоставленные приборы WaveMaster 830Zi (LeCroy) and N5227A (Agilent Technologies).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Ефремов А.М., Кошелев В.И., Плиско В.В. Синтез электромагнитных импульсов с разной частотной полосой в свободном пространстве // Радиотехника и электроника. 2020. Т 65. № 5. С. 442-456. DOI: 10.31857/S0033849420050046.
- [2] Ефремов А.М., Кошелев В.И., Плиско В.В., Севостьянов Е.А. Мощный источник сверхширокополосных импульсов синтезированного излучения // Приборы и техника эксперимента. 2019. № 1. С. 36. DOI: 10.1134/S003281621806006X.
- [3] Morton D., Banister J., DaSilva T., Livine J., Naff T., Smith I., Sze H., Warren T., Giri D. V., Mora C., Pavlinko J., Schleher J., Baum C. E. HTM, WBTS, a transportable high-power wide-band microwave source // IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference. 2010. Vol. 1, P. 186-189. DOI: 10.1109/IPMHVC.2010.5958325.
- [4] Андреев Ю.А., Ефремов А.М., Зоркальцева М.Ю., Кошелев В.И., Петкун А.А. Излучение мощных сверхширокополосных импульсов с эллиптической поляризацией конической спиральной антенной // Приборы и техника эксперимента. 2018. № 1. С. 60-67. DOI: 10.7868/S0032816218010111.
- [5] Andreev Y., Koshelev V., Smirnov S., Characteristics of an Ultrawideband 8x8 Array of Cylindrical Helical Antennas // 2018 20th International Symposium on High-Current Electronics (ISHCE), Tomsk, Russia. 2018. P. 66-69. DOI: 10.1109/ISHCE.2018.8521217.
- [6] Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Векторная приемная антенна для измерения поляризационной структуры сверхширокополосных электромагнитных импульсов // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 8. С. 938-947.
- [7] Ryu J., Lee J., Chin H., Yeom J.-H., Kim H.-T., Kwon H.-O., Han S.H., and Choi J.S. A high directive paraboloidal reflector antenna for high far voltage in an ultra wideband source system // IEEE Transactions on Plasma Science. 2013. Vol. 41. No. 8. P. 2283-2290. DOI: 10.1109/TPS.2013.2272472
- [8] Фортов В.Е., Исаенков Ю.И., Михайлов В.М., Нестеров Е.В., Осташев В.Е., Семенов Ю.В., Строганов В.А. Компактный излучатель мощных электромагнитных импульсов // Радиотехника и электроника, 2013, Т. 58, № 11, с. 1102-1106. DOI: 10.7868/S0033849413110041
- [9] Лисицын В.П. Параболическая антенна для излучения СШП импульсов на основе «спутниковой тарелки» // Антенны, 2006, № 2 (105), с. 42-44.
- [10] Балдыгин В.А., Бабенко С.А., Бусыгина Л.А., Григорьев И.Н., Лисицын В.П., Мосин И.В., Мысин И.А., Никифоров М.Г., Котляров С.И. Излучатели мощных СШП электромагнитных импульсов // Сборник докладов 2 Всероссийской научной конференции-семинара СШП сигналы в радиолокации, связи и акустике, Муром, Россия, 4-7 июля 2006 г. С. 126-129.
- [11] Balzovsky E., Buyanov Yu., Gubanov V., Efremov A., Koshelev V., Nekrasov E., Stepchenko A. A high-power source of ultrawideband radiation with reflector antenna // Proceedings 20th International Symposium on High-Current Electronics, Tomsk, Russia, September 16-22, 2018. P. 61-65. DOI: 10.1109/ISHCE.2018.8521226
- [12] Balzovsky E., Buyanov Yu., Koshelev V., Nekrasov E. Compact combined antenna for high-power ultrawideband radiation sources with subnanosecond pulse duration // Microwave and Optical Technology Letters. 2021. V. 63. No. 11. P. 2866-2869. DOI: 10.1002/mop.32994.

Перспективы применения нейронных сетей в задачах проектирования и обработки сигналов в адаптивных антенных решетках

С. Ю. Пашаев, А. А. Комаров

Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва

PashaevSY@mpei.ru, KomarovAlA@mpei.ru

Аннотация. Адаптивная антенная решетка (АР) способна изменять вид диаграммы направленности (ДН) в зависимости от помеховой обстановки. Например, при приходе сильной помехи с одного из направлений, адаптивная АР создаёт глубокий провал ДН в этом направлении. Провал формируется путём подбора весовых коэффициентов (токов) АР. Базовыми частями адаптивной АР являются диаграммообразующая схема и адаптивный процессор. Адаптивный процессор по заранее заданным алгоритмам видоизменяет ДН АР под текущую сигнальную обстановку. Одним из наиболее распространенных алгоритмов адаптации являются метод наименьших квадратов и вариации градиентного спуска. Однако, сейчас для обработки сигналов все более активно применяют искусственные нейронные сети. В последние несколько лет в зарубежной научной литературе наметилась тенденция по применению нейронных сетей в адаптивных АР. Поэтому в данной работе представлен взгляд российских исследователей на перспективы применения нейронных сетей в адаптивных АР.

Ключевые слова: нейронные сети; глубокое обучение; адаптивная антенная решетка; диаграмма направленности; отношение мощности сигнала к шуму; коэффициент корреляции

I. ВВЕДЕНИЕ

Базовыми частями адаптивной АР являются диаграммообразующая схема и адаптивный процессор. Адаптивный процессор по заранее заданным алгоритмам видоизменяет ДН АР под текущую сигнальную обстановку. С советских времен 1960-х годов активно исследуются алгоритмы обработки сигналов в АР [1]. Под адаптивностью подразумевается способность АР, изменять вид ДН в зависимости от помеховой обстановки. На рис. 1 изображена схема адаптивной АР, состоящей из n элементов [2].

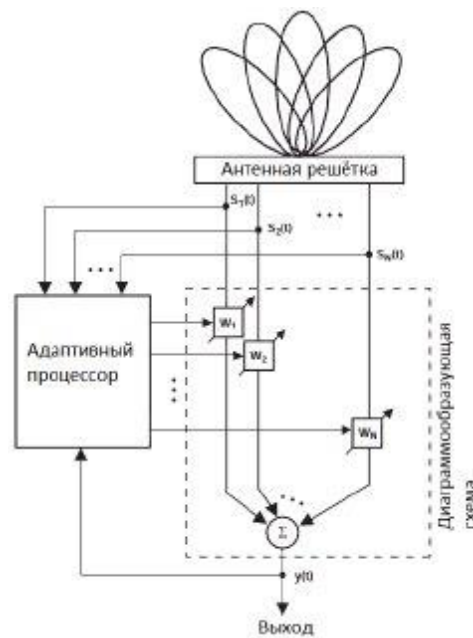


Рис. 1. Структурная схема адаптивной АР из n элементов

Одним из наиболее распространенных алгоритмов адаптации являются метод наименьших квадратов и вариации градиентного спуска.

Однако, сейчас для обработки сигналов все более активно применяют искусственные нейронные сети. В последние несколько лет в зарубежной научной литературе наметилась тенденция по применению нейронных сетей в адаптивных АР [3].

В работе [3] представлен подробный обзор возможностей применения искусственного интеллекта для разработки адаптивных АР. По мнению авторов работы [3] можно выделить несколько направлений, в которых применение ИИ является перспективным:

- адаптивное формирование нулей ДН в заданных направлениях;
- определение направления источника излучения;
- связь с несколькими абонентами одновременно;
- оперативное изменение амплитудно-фазового распределения при отказе некоторых элементов АР с целью сохранения характеристик.

Также применение ИИ перспективно для синтеза разреженных АР.

II. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В АДАПТИВНЫХ АР

Сначала рассмотрим стандартный подход к обработке сигналов в адаптивных АР [4]. Одной из основных задач адаптивных АР является динамическое подавление помех за счёт формирования провалов в ДН адаптивной АР в направлении прихода помех. Существует много критериев оптимальности и одним из самых распространённых является критерий, при котором максимизируется отношение сигнала к сумме помехи и шума на выходе АР (ОСПШ). В таком случае под сигналом удобно понимать то, что поступает на вход АР с направления, где находится максимум ДН, а под помехой – всё остальное. В АР всегда есть собственные шумы, но они не определяются направлением прихода сигналов.

Получим необходимые математические выражения, которые описывают работу АР. Будем описывать угол прихода полезного сигнала вектором-столбцом $\mathbf{s}$

$$\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_n)^T,$$

который описывает приём сигнала АР от единственного внешнего источника. Вектор $\mathbf{S}$ зависит от направления приёма сигнала, длины волны и геометрии АР. Выходная мощность полезного сигнала определяется выражением:

$$p_s = 0,5|\mathbf{w}^H \mathbf{s}|^2, \quad (1)$$

где $\mathbf{W}^H = (w_1^*, \dots, w_n^*)$ – вектор-строка весовых коэффициентов адаптивной АР, которые нужно вычислить.

Помехи и шумы, которые принимает АР, формируют суммарный выходной помеховый сигнал [1]

$$y = \sum_{i=1}^n w_i^* x_i = \mathbf{w}^H \mathbf{x}. \quad (2)$$

В таком случае средняя помеховая мощность равна

$$p_{in} = 0,5\overline{|y|^2} = 0,5\overline{y y^*} = 0,5\mathbf{w}^H \overline{\mathbf{x} \mathbf{x}^H} \mathbf{w} \quad (3)$$

где черта – статическое усреднение, которое не применяется к неслучайному вектору $\mathbf{w}$. Обозначим:

$$\hat{\mathbf{r}} = 0,5\mathbf{x} \mathbf{x}^H, \quad (4)$$

и запишем выражение (3) как:

$$p_{in} = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{r}} \mathbf{w}. \quad (5)$$

Тогда для выражения ОСПШ получим следующее соотношение [4]

$$q = \frac{p_s}{p_{in}} = \frac{0,5|\mathbf{w}^H \mathbf{s}|^2}{\mathbf{w}^H \hat{\mathbf{r}} \mathbf{w}}, \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{R}}$ – корреляционная матрица входных воздействий, поступающих на АР. Она обладает эрмитовыми свойствами и является положительно определенной. В случае распределения помех и шумов по нормальному закону эта матрица описывают все необходимые данные в АР.

Итак, наша цель состоит в определении оптимального вектора $\mathbf{w}_{opt}$, при котором величина Q из (6) принимает своё максимальное значение. Способ вычисления вектора $\mathbf{w}_{opt}$ подробно описан в [4] и многих других руководствах по адаптивным АР. Поэтому перейдём

сразу к результату. Оптимальный вектор $\mathbf{w}_{opt}$ определяется из выражения

$$\mathbf{w}_{opt} = \hat{\mathbf{r}}^{-1} \mathbf{s}, \quad (8)$$

где $\hat{\mathbf{r}}^{-1}$ – обращённая корреляционная матрица входных сигналов АР.

Проведём анализ оптимального решения (8). Из выражения (8) явно следует, что, во-первых, необходимо каким-то образом определить корреляционную матрицу входных воздействий $\hat{\mathbf{r}}$, причём сами входные воздействия неизвестны, т.е. приходится конструировать некоторую оценку корреляционной матрицы за интервал времени наблюдения T .

Во-вторых, необходимо вычислять матрицу, обратную к корреляционной. Данный процесс является, во-первых, численно не устойчивым, во-вторых, требует существенного количества вычислительных мощностей, что означает увеличение затрат аппаратных ресурсов блока обработки в адаптивных АР.

С целью преодоления указанных недостатков авторами предлагается применение нейронных сетей для вычисления оптимального весового вектора. Основные вычислительные затраты здесь будут проходить на этапе обучения нейронной сети по тестовым выборкам. В рабочем режиме нейронная сеть просто будет вычислять необходимый весовой вектор для соответствующей помеховой обстановки. Таким образом, предложенный вариант избавляет нас от необходимости вычислять как корреляционную матрицу, так и обратную к ней.

III. МЕТОДИКА ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ СИНТЕЗА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Рассмотрим круговую плоскую решетку радиусом $r=3$ м (рис. 2) с центральной длиной волны $\lambda=1$ м. Элементы решётки расположены на прямоугольной сетке с шагом $d=0,5$ м, т.е. $d=\lambda/2$.

Сверточные нейронные сети, предназначены для работы с изображениями, т.е. двумерными массивами данных. На первом этапе исследования нами было предложено использовать хорошо зарекомендовавшую себя архитектуру сверточных нейронных сетей. Поэтому для определения весовых коэффициентов адаптивной АР, на вход нейронной сети будем подавать не саму желаемую ДН, а картинки сечений ДН в разных плоскостях. Такой шаг позволяет нам с минимальными изменениями использовать сверточную нейронную сеть.

Апертура АР выглядит так, как показано ниже. Решётка находится в плоскости YOZ, а её широкая сторона выровнена с осью X.

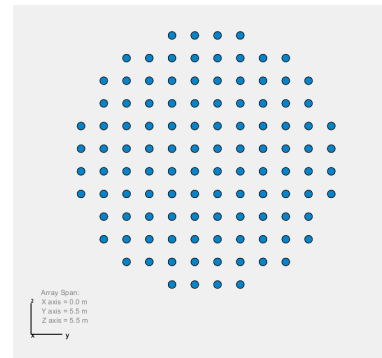


Рис. 2. Круглая плоскостная решетка 112 элементов

Рассмотрим самый простой вариант, когда главный лепесток АР расположен при 0 градусов по азимуту и углу места 0.

ДН также должна удовлетворять следующим ограничениям:

- максимум КНД;
- подавление помех на 30 дБ ниже основного уровня;
- сохранение уровни боковых лепестков в пределах -20 и 20 градусов по азимуту или по углу места на 17 дБ ниже основного лепестка.

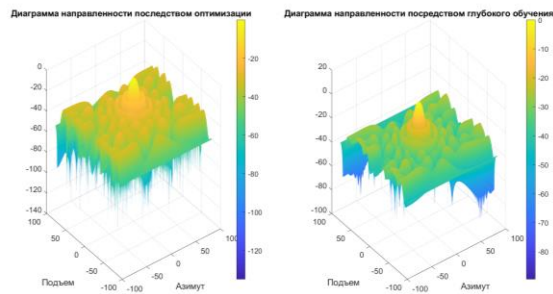


Рис. 3. Диаграмма направленности путем последовательной оптимизации и посредством глубокого обучения

Для оценки результатов, полученных с помощью нейронной сети, сравним её результаты со стандартной процедурой синтеза ДН. На рис. 4 приведены сечения ДН АР в азимутальной и угломестной плоскостях, полученные стандартной процедурой синтеза и с применением нейронной сети.

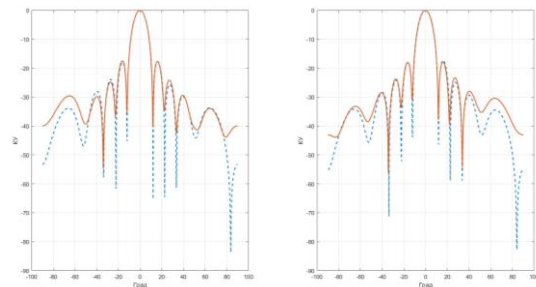


Рис. 4. Сравнение ДН АР, полученные стандартной процедурой синтеза и с применением свёрточной нейронной сети

Из рис. 4 видно, что результаты очень близки.

На рис. 5 представлена архитектура получившейся свёрточной нейронной сети.

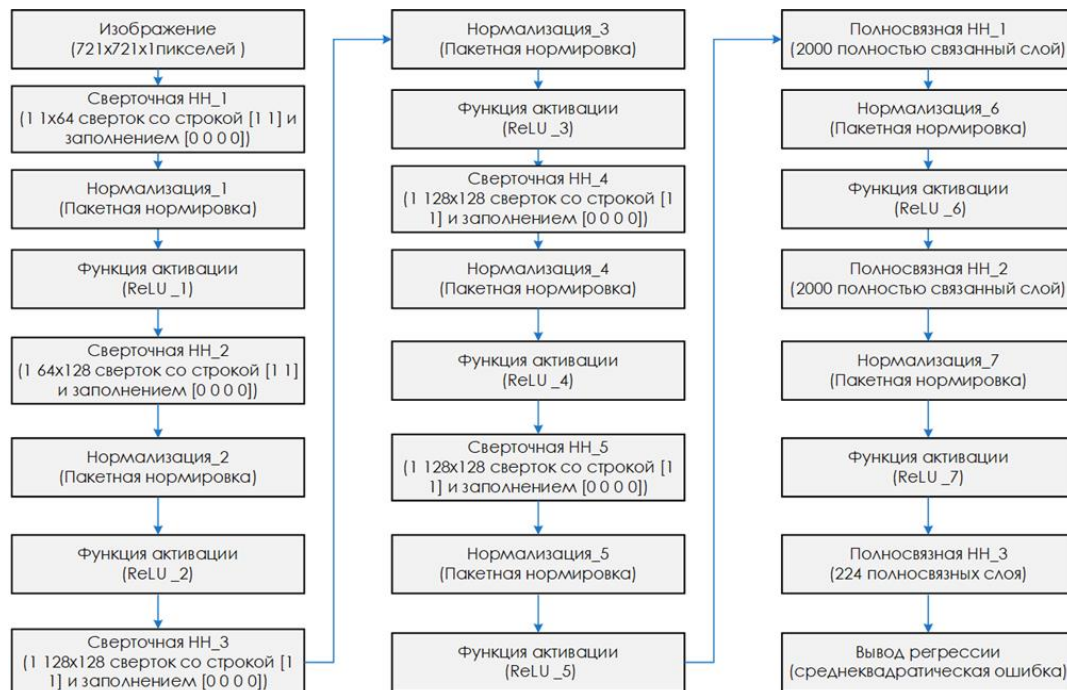


Рис. 5. Архитектура свёрточной нейронной сети, используемой при синтезе ДН

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе предложено применение нейронной сети в процессе обработки сигналов в адаптивных антенных решетках. Данный подход переносит основные затраты с не посредственной реализации на процесс обучения нейронной сети. При этом нейронную сеть можно обучать параллельно с конструированием антенной решетки по имитационным моделям помеховой обстановки, которая предлагается работа антенной решетки.

Для решения поставленной задачи выглядит перспективным применение сверточных нейронных сетей и также рекуррентных нейронных сетей, которые нашли широкое применение в обработки видео, изображения, естественного языка и т.п. Фирмами Intel и Xilinx уже разработаны ПЛИС, оптимизированные под реализацию нейронных сетей, что дает существенное преимущество в применении в адаптивных антенных решетках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] B. Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths and B.B. Goode, "Adaptive antenna systems," in Proceedings of the IEEE, vol. 55, no. 12, pp. 2143-2159, Dec. 1967, doi: 10.1109/PROC.1967.6092.
- [2] M.D. Peek and P.J. Antsaklis, "Parameter learning for performance adaptation in large space structures," Proceedings. IEEE International Symposium on Intelligent Control 1989, Albany, NY, USA, 1989, pp. 589-594, doi: 10.1109/ISIC.1989.238637.
- [3] F. Zardi, P. Nayeri, P. Rocca and R. Haupt, "Artificial Intelligence for Adaptive and Reconfigurable Antenna Arrays: A Review," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 63, no. 3, pp. 28-38, June 2021, doi: 10.1109/MAP.2020.3036097
- [4] Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
- [5] Constantine A. Balanis, Panayiotys I. Ioannides, " Introduction ti smart antennas" 2007 by Morgan & Claypool DOI: 10.2200/S00079ED1V01Y200612ANT005

Исследование эффективности корреляционных методов оценки направления прихода сигналов в адаптивной антенной решётке

О. С. Литвинов, А. Н. Забелин, К. М. Королева, В. В. Сиваков

МГТУ им. Н. Э. Баумана

oleglitv@bmstu.ru, vsevolod.s99@gmail.com

Аннотация. Для обеспечения высокого уровня помехозащищённости современных систем радиолокации, навигации и беспроводной связи необходима информация об углах прихода нежелательных помех. Оценка углов источников радионизлучения возможна с помощью адаптивных антенных решёток, использующих алгоритмы пеленгации и разрешения сигналов. Целью работы является комплексное сравнение характеристик эффективности для корреляционных методов оценки направления прихода сигналов. В статье приведены результаты численного моделирования для методов максимальной энтропии (MEM), минимума тепловых шумов (TNA), классификации множественных сигналов (MUSIC) и разложения по сингулярным векторам (SVD).

Ключевые слова: адаптивные антенные решётки; пеленгация; разрешение сигналов; корреляционные методы; пространственный спектр

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время радиотехнические системы с использованием адаптивных антенных решёток (ААР) являются предметом интенсивных исследований, так как позволяют улучшить эффективность приема полезных сигналов в условиях воздействия нежелательных помех [1–5]. Для эффективной работы алгоритмов адаптивного формирования диаграммы направленности (ДН) ААР необходима информация об углах прихода помех или о форме их сигналов. В данной работе рассматриваются методы оценки углов принимаемых сигналов.

В существующих публикациях приведены математические модели и краткие обзоры корреляционных и спектральных методов пеленгации и сверхразрешения, таких как: метод MUSIC, метод Кейпона, метод ESPIT и т.д. [6–8] При этом наблюдается недостаток работ с детальным сравнением данных алгоритмов в одинаковых условиях, а также с указанием ограничений применения для них.

Целью работы является комплексное сравнение характеристик эффективности для корреляционных методов оценки направления прихода сигналов в ААР. Для рассмотрения выбраны алгоритмы на основе методов максимальной энтропии (MEM), тепловых шумов (TNA), классификации множественных сигналов (MUSIC) и разложения по сингулярным векторам (SVD). Проводится численное моделирование пеленгационных характеристик и ширины пиков для каждого из методов при наличии одного или нескольких точечных источников излучения. Кроме того, проводится оценка устойчивости методов к изменению ОСШ, калибровке АР и амплитудно-фазовым ошибкам.

Исследование актуально для практического применения методов оценки направления в системах радиолокации, навигации и беспроводной связи.

II. МОДЕЛЬ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Адаптивная антенная решётка – антенная система, параметры которой автоматически меняются так, чтобы обеспечить наилучшее качество приёма полезного сигнала на фоне изменяющихся внешних воздействий [1]. Структурная схема ААР приведена на рис. 1.

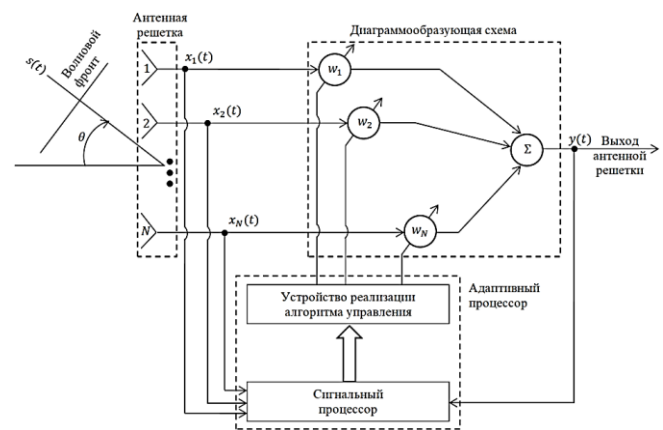


Рис. 1. Структурная схема ААР

При отсутствии помехи весовые коэффициенты (ВК) ААР обеспечивают получение желаемой ДН, а при наличии – подавление помехи путём формирования в её направлении нуля ДН.

В работе рассматривается линейная эквидистантная АР из N элементов, на которую воздействуют узкополосные сигналы и помехи, имеющие плоский волновой фронт. Сигнал на входе ААР можно представить в комплексном виде:

$$x(t) = \sum_{n=1}^N a(t) \cdot \exp\left(i \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot (n-1)\right) \quad (1)$$

где $a(t)$ – комплексная огибающая амплитуды, d – шаг решётки, λ – длина волны, θ – угол прихода сигнала.

Выходной сигнал ААР имеет следующий вид [2]:

$$y = W^H X \quad (2)$$

где H – знак эрмитовой сопряженности, W – весовой вектор.

III. ОЦЕНКА НАПРАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

Пеленгация – определение направления на какой-либо объект через пеленг. В данной работе пеленгом является угол между направлением на источник сигнала (помехи) и плоскостью антенной решётки. Данный угол определяется путём поиска пикового значения функции пространственного спектра $P(\theta)$ антенной решётки [3].

Разрешением сигналов называют возможность раздельно обнаруживать и измерять параметры различных сигналов. Более подробно процесс разрешения сигналов описан в [4, 5]. Рассмотрим далее корреляционные методы оценки угла прихода сигнала.

Метод максимальной энтропии (англ. MEM – maximum entropy method) основан на поиске максимума информационной энтропии, которая выражается формулой: $H = \int \ln P(f) df$ [9]. Для метода функция пространственного спектра описывается следующим выражением:

$$P_{MEM}(\theta) = \frac{1}{|S^H(\theta) M^{-1} u_1|^2} \quad (3)$$

где M – корреляционная матрица входных сигналов АР, S – управляющий вектор, u_1 – первый столбец единичной матрицы.

Данный метод применяется к анализу временных рядов. Он подходит преимущественно для линейных эквидистантных АР с равномерным амплитудным распределением.

Метод теплового шума (англ. TNA – thermal noise algorithm) основан на критерии отношения мощности сигнала к средней суммарной мощности внешней помехи и собственного шума (ОСШП) на выходе АР. В качестве функции, которая обеспечивает угловое разрешение в данном методе, рассматривается величина, обратная мощности собственного шума [10]:

$$P_{TNA}(\theta) = \frac{1}{S^H(\theta) M^{-2} S(\theta)} \quad (4)$$

Метод устойчив к погрешностям приёмных каналов и применим к АР любой конфигурации, в том числе к нерегулярным. Число обучающих выборок должно превышать размерность АР по крайней мере в 2 раза.

Принцип метода классификации множественных сигналов (англ. MUSIC – Multi-Signal Classification) заключается в идентификации подпространства сигнала и шума с помощью спектрального разложения ковариационной матрицы принятого сигнала [11]. После этого рассчитывается пространственный спектр, на основе которого определяются углы направления на источник сигнала. Пеленгационная характеристика в данном случае описывается следующим выражением:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{S^H(\theta) E_n E_n^H S(\theta)} \quad (5)$$

где E_n – матрица собственных векторов подпространства шума.

Метод MUSIC применим к АР любой конфигурации, при этом наиболее эффективен, когда количество элементов АР и значение ОСШ стремятся к бесконечности. Недостатками метода являются низкая эффективность в условиях близкого расположения источников сигналов и при неопределённости параметров математической модели. Кроме того, для метода необходима предварительная оценка размерности шумового и сигнального подпространств.

Метод разложения по сингулярным векторам (англ. SVD – singular value decomposition) использует операцию сингулярного разложения прямоугольной матрицы [12]. Прямоугольную матрицу A размерностью $n \times m$ можно представить в виде $A = U \Sigma V^H$. В этом разложении $\Sigma = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k\}$ – диагональная матрица ненулевых собственных чисел λ_i матрицы HH^H или матрицы $H^H H$, матрица размером $m \times k$ $U = \{U_1, U_2, \dots, U_k\}$ состоит из собственных векторов матрицы HH^H , а матрица $V = \{V_1, V_2, \dots, V_k\}$, имеющая размерность $n \times k$, составлена из собственных векторов матрицы $H^H H$.

Векторы U_i и V_i образуют ортонормированные векторные системы и связаны между собой соотношениями: $U_i = \lambda_i^{-1/2} H V_i$ и $V_i = \lambda_i^{-1/2} H^H U_i$. Ненулевые собственные числа матриц HH^H и $H^H H$ совпадают между собой. Однако матрица HH^H имеет размерность $n \times n$, а размерность матрицы $H^H H$ равна $m \times m$. Поэтому в случае $m > n$ использовать матрицу HH^H удобнее, а при $m < n$ более простой является матрица $H^H H$. Поэтому, можно записать:

$$\begin{aligned} A &= \sum_{i=1}^n \lambda_i U_i V_i^H, \quad n < m \\ A &= \sum_{i=1}^m \lambda_i U_i V_i^H, \quad n > m \end{aligned} \quad (6)$$

Сингулярное разложение матрицы показывает её геометрическую структуру и позволяет наглядно представить имеющиеся данные. Оно удобно для практического применения, в особенности для АР малых размеров. Метод имеет вычислительные трудности при реализации для больших матриц. При помощи метода SVD возможно устранение эффектов возмущения шумового подпространства [13].

Для сравнения приведённых методов далее проводится численное моделирование характеристик пеленгации и разрешения сигналов.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В работе была выбрана линейная эквидистантная АР с расстоянием между элементами равным половине длины волны $d = \lambda/2$ и состоящая из $N=8$ изотропных антенных элементов. Собственный шум каждого элемента представляет собой гауссовский случайный шум. Предполагается, что источники сигналов и помех некоррелированные, а АР не вносит амплитудные и фазовые искажения. Для сравнения алгоритмов была разработана программа в среде Matlab.

На рис. 2 приведены графики пеленгационной характеристики при наличии нескольких сигналов равной мощности. Пики функции $P(\theta)$ указывают на три источника излучения, расположенные под углами $\theta = -45^\circ, 20^\circ, 50^\circ$. Можно заметить, что для разных методов пики различаются по высоте и угловой координате, что говорит о наличии систематических ошибок.

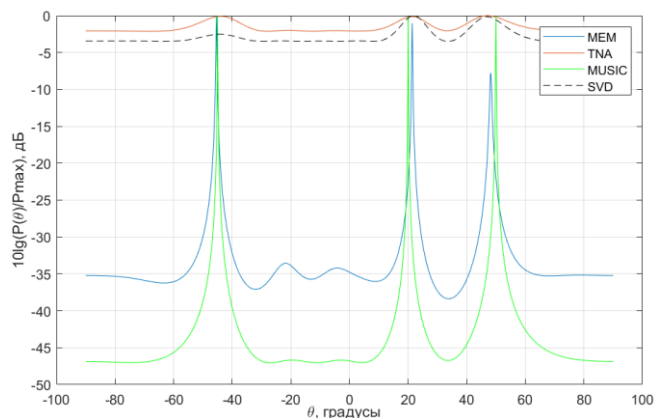


Рис. 2. Пеленгационная характеристика АР для различных методов в случае трех источников излучения при ОСШ=10

Методы MUSIC и MEM имеют острую форму пиков, однако они наиболее вычислительно затратны. Метод MUSIC обеспечивает наилучший коэффициент усиления. Наиболее выраженные побочные пики наблюдаются для метода MEM. Методы TNA и SVD обеспечивают более гладкую форму пиков. Значения коэффициента усиления оказываются близки для каждой из пары методов.

На рис. 3 показаны графики пеленгационной характеристики при приеме одного сигнала. Видно, что зависимости, рассчитанные при помощи методов MUSIC и SVD, идентичны и имеют наилучшую форму.

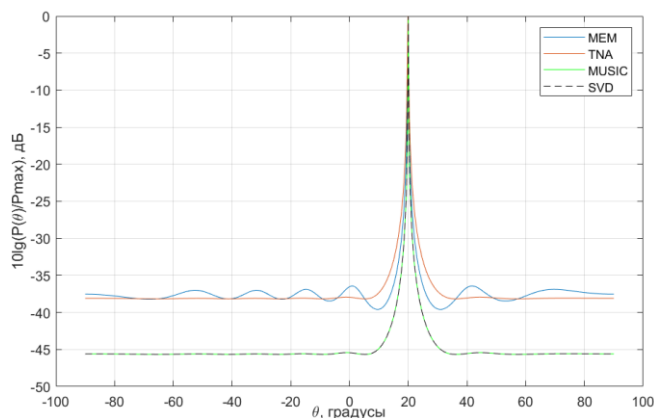


Рис. 3. Пеленгационная характеристика АР для различных методов в случае приёма одного сигнала с направления $\theta=20^\circ$

На рис. 4 показана зависимость ширины пика от углового положения при приёме одного сигнала. Ширина пиков оценивается по уровню половины мощности от максимального значения.

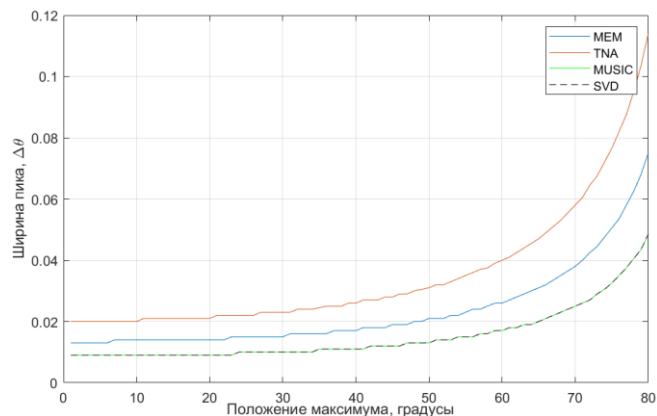


Рис. 4. График ширины пика функции $P(\theta)$ при ОСШ=10

От ширины пика зависит величина погрешности пеленга. Самым грубым из всех рассматриваемых методов является метод TNA, а наиболее высокую точность имеют методы MUSIC и SVD. Заметим, что для MUSIC и SVD зависимости практически идентичны, поскольку при расчетах рассматривается один сигнал.

В табл. 1 приведены результаты оценки ширины пиков для одного сигнала при различных значениях ОСШ. При уменьшении ОСШ наблюдается расширение пика для всех рассматриваемых методов.

ТАБЛИЦА I. ШИРИНА ПИКОВ ПРОСТРАНСТВЕННОГО СПЕКТРА

ОСШ	Методы пеленгации			
	MEM, °	TNA, °	MUSIC, °	SVD, °
0,1	0,08	0,1	0,03	0,03
5	0,026	0,039	0,015	0,015
10	0,013	0,020	0,009	0,009

Из табл. 1 можно видеть, что метод TNA демонстрирует стремительное расширение пика при уменьшении ОСШ, что показывает его высокую чувствительность к данному параметру. Методы MUSIC и SVD более устойчивы к изменениям ОСШ.

На рис. 5 показана зависимость высоты пиков пеленгационной характеристики (мощности) от погрешностей расположения элементов в плоскости АР.

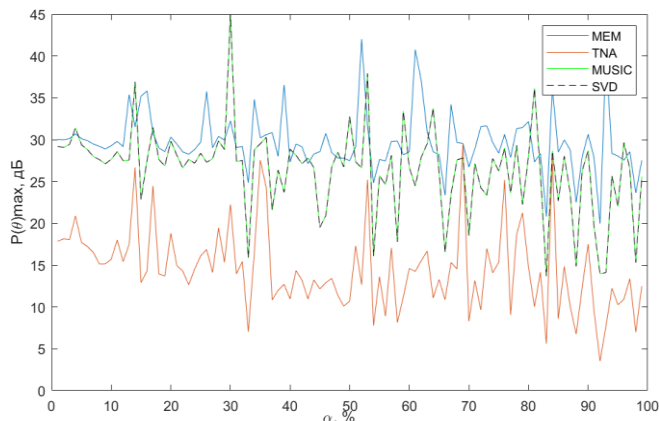


Рис. 5. График высоты пиков функции $P(\theta)$ в зависимости от погрешностей расположения элементов в плоскости АР

Отклонения элементов распределены по нормальному закону со среднеквадратичным отклонением (СКО) равным $\sigma=ad$, где d – расстояние между элементами, параметр a выражен в процентах. Видно, что при увеличении параметра a сильнее всего изменяется высота пика в методах MUSIC и SVD.

На рис. 6 показана погрешность определения угловых координат, которая зависит от параметра a . При значениях параметра a в пределах от 0 до 15% влияние ошибки оказывается не столь значительным, по сравнению с большими значениями данного параметра. Высокую погрешность определения угловых координат имеют методы MUSIC и SVD.

На рис. 7 показано разрешение близких источников сигналов. Для разрешения рассматривались два сигнала с одинаковой мощностью при ОСШ=10. Первый сигнал предполагался опорным, а второй вспомогательным. Вспомогательный сигнал приближался к опорному с расстояния 45° до того момента, пока значение минимума между пиками не превысит уровень половинной мощности (-3 дБ).

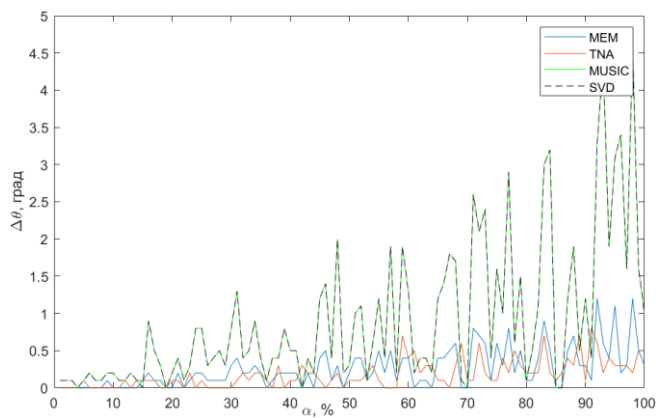


Рис. 6. Погрешность определения угловых координат, зависящая от параметра α

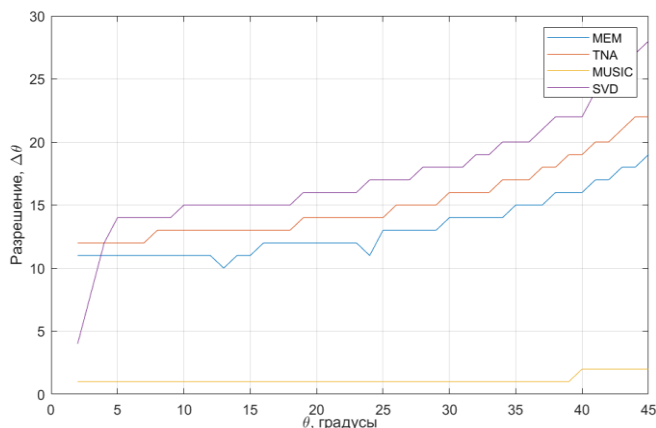


Рис. 7. Разрешение близких источников сигналов

Разрешающая способность напрямую связана с шириной пика. Видно, что наилучшая разрешающая способность достигается методом MUSIC. До $3,8^\circ$ разрешение метода SVD лучше значений методов MEM и TNA. После 4° разрешение метода SVD ухудшается и становится хуже, чем у всех представленных методов. Разрешение метода MEM лучше, чем у метода тепловых шумов, и хуже, чем у метода MUSIC.

В табл. 2 представлены некоторые разрешения сигналов при различных углах. При расположении опорного сигнала в 0° разрешение ухудшается в ряду методов MUSIC-SVD-MEM-TNA, а при расположении в 30° в ряду MUSIC-MEM-TNA-SVD.

ТАБЛИЦА II. РАЗРЕШЕНИЕ СИГНАЛОВ ПО УГЛУ

Угол опорного сигнала, $^\circ$	Методы пеленгации			
	MEM, $^\circ$	TNA, $^\circ$	MUSIC, $^\circ$	SVD, $^\circ$
0	11	12	1	4
15	11	13	1	15
30	14	16	1	18
45	19	22	2	28

На рисунке 8 показан график изменения систематической ошибки определения расположения источников сигналов при изменении положения вспомогательного сигнала. Вспомогательный сигнал находится на расстоянии -45° от опорного (значительно превышает рэлеевскую разрешающую способность) и является стационарным. Опорный сигнал перемещается в диапазоне от 0° до 45° , в то время как вспомогательный оказывает на него влияние.

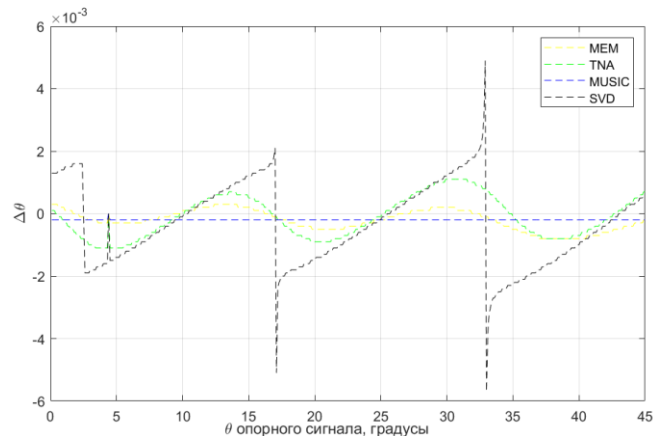


Рис. 8. Ошибка оценки расположения источника сигнала

Можно видеть, что наиболее точную оценку даёт метод MUSIC, методы MEM и TNA обладают средней разрешающей способностью, а метод SVD показывает худший результат.

Проведём моделирование второго случая, при котором опорный сигнал является стационарным и расположен в 0° , а вспомогательный сигнал приближается к нему с расстояния 45° .

На рис. 9 представлена зависимость ошибок определения максимумов. Для каждого из методов сначала наблюдается характерное увеличение, которое не превышает разрешающую способность. После выхода за диапазон разрешения наблюдаются менее выраженные пики.

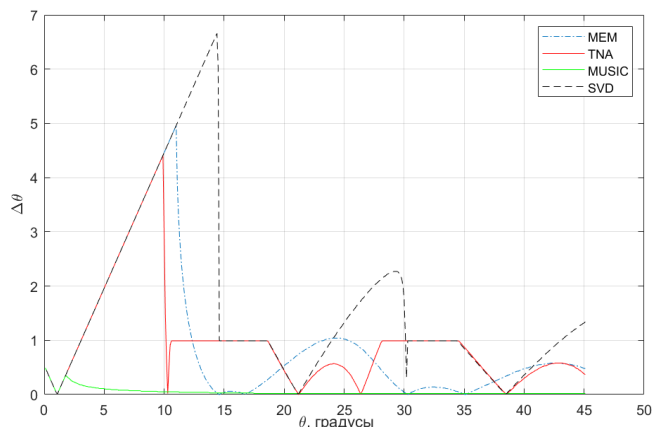


Рис. 9. Ошибка оценки максимумов функции опорного сигнала

В данном случае также наилучшие результаты достигаются методом MUSIC, а метод SVD показывает менее точные результаты по сравнению с другими методами.

В табл. 3 приведены значения СКО погрешностей для угловой координаты и высоты пиков, которые подтверждают выводы по рис. 8 и 9.

ТАБЛИЦА III. СКО ПОГРЕШНОСТЕЙ

СКО	Методы пеленгации			
	MEM	TNA	MUSIC	SVD
Для ошибки угла сигнала	$3,21 \cdot 10^{-4}$	$6,48 \cdot 10^{-4}$	$9,43 \cdot 10^{-6}$	$1,33 \cdot 10^{-3}$
Для ошибки мощности	1,158	0,898	0,0639	1,612

В результате моделирования можно определить достоинства и недостатки описанных методов.

Метод максимальной энтропии (МЕМ) обеспечивает высокую эффективность пеленгации в случае нескольких сигналов, однако уступает методу MUSIC при пеленгации одного сигнала. Метод является вычислительно затратным.

Метод теплового шума TNA показал минимальную эффективность при решении задач пеленгации как одного, так и нескольких сигналов, а также при разрешении сигналов. Метод чувствителен к изменению ОСШ. Достоинством метода является вычислительная эффективность.

Метод классификации множественных сигналов (MUSIC) обеспечивает наилучшую точность пеленгации при приёме нескольких сигналов равной мощности и наилучшее разрешение сигналов. Метод относительно устойчив к изменениям ОСШ. К недостаткам метода можно отнести высокую чувствительность к точности калибровки АР и амплитудно-фазовым ошибкам, а также большие вычислительные затраты на получение результата.

Метод разложения по сингулярным векторам (SVD) обеспечивает низкую эффективность пеленгации и разрешения нескольких сигналов, при этом высокую эффективность пеленгации одного источника излучения. Метод относительно устойчив к изменениям ОСШ, однако чувствителен к точности калибровки АР и амплитудно-фазовым ошибкам.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье проведен комплексный анализ эффективности применения корреляционных методов пеленгации и разрешения сигналов в ААР. Были рассмотрены методы максимальной энтропии (МЕМ), минимума тепловых шумов (TNA), классификации множественных сигналов (MUSIC) и разложения по сингулярным векторам (SVD).

Из полученных результатов следует, что метод MUSIC наиболее эффективен и универсален в сравнении с другими методами по большинству показателей. Также установлено, что все представленные алгоритмы имеют систематические ошибки по измеряемым параметрам угла и мощности при разрешении источников сигналов. Их можно объяснить наличием пространственно-некоррелированных фоновых шумов.

В данной работе были рассмотрены методы последовательной пеленгации источников излучения. Для дальнейшего исследования представляет интерес проведение комплексного анализа эффективности также для методов параллельной пеленгации (ROOT-MUSIC, ESPRIT, метода Писаренко и т. д.), позволяющих увеличить темп обзора пространства в радиотехнических системах различного назначения. Кроме того, значительный интерес представляют методы пеленгации и сверхразрешения, на основе нейронных сетей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки /пер. с англ. М.: Мир, 1986. 448 с.
- [2] Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
- [3] Баланис К.А., Иоанидес П.И. Введение в смарт-антенны. М.: Техносфера, 2012. С. 84-104.
- [4] Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. С. 61-90.
- [5] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Нижний Новгород: ННГУ, 2007. С. 27-77.
- [6] Чистяков В.А., Куприц В.Ю. Сверхразрешение в антенных решетках // Решетневские чтения. 2016. Т. 1, №. 20. С. 310-312.
- [7] Чудопалов И.В. Сравнительный анализ методов сверхразрешения в антенных решетках // Т-Comm Телекоммуникации и Транспорт. 2008. №. 6. С. 41-43.
- [8] Krishnaveni V., Kesavamurthy T., Aparna B. Beamforming for direction-of-arrival (DOA) estimation-a survey // International Journal of Computer Applications. 2013. Т. 61. №. 11. Pp. 4-11.
- [9] Burg J.P. Maximum entropy spectral analysis: Ph.D. thesis. Stanford, CA.: Stanford University, 1975.
- [10] Barabell A.J., Capon J., DeLong D.F., Senne K.D., Johnson J.R. Performance comparison of superresolution array processing algorithms. Revised. Massachusetts, MIT, 1984.
- [11] Banuprakash.R, H.Ganapathy Hebbar, Sowmya.M, Swetha.M, Evaluation of MUSIC algorithm for DOA estimation in Smart antenna // International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology, vol. 3, Issue 5, pp. 185- 188, 2016.
- [12] Qu Y., Zhang J. SVD-based method for DOA estimation in the presence of mutual coupling // IEEE science and technology, p. 1633-1636.
- [13] Tufts D., Kumaresan R. Singular value decomposition and improved frequency estimation using linear prediction // IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Process., vol. ASSP-30, no. 4, pp. 671-675, 1982.

Алгоритм формирования лучей фазированной антенной решетки миллиметрового радара с пространственно-селективным излучением ортогональных сигналов

А. В. Мякинчиков, Р. С. Фадеев, А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, С. А. Шабалин

Новосибирский государственный технический университет

redvillage@mail.ru, fr_201190@mail.ru, kuzin_andrey@nntu.ru, s_kuznetsov@nntu.ru, shabalin.semyon@yandex.ru

Аннотация. Применение технологии multiple-input multiple-output (MIMO) при построении антенн для радиолокационных систем обеспечивает возможность снизить число физических каналов при сохранении разрешающей способности по угловым координатам. Именно это определяет популярность применения MIMO решеток в малогабаритных радарх гражданского применения, поскольку их стоимость является ключевым фактором на рынке. Применение MIMO структур сопровождается наличием ряда проблем. Одна из ключевых проблем – разделение ортогональных сигналов в виртуальных каналах. При использовании временного или частотного разделения имеют место потери в дальности или разрешающей способности по дальности соответственно. Кодовое разделение позволяет излучать ортогональные сигналы одновременно и сохранить полосу частот, но ведет к неоднозначности в отношении частоты Доплера. При применении последовательностей Уолша и Фурье в двумерном спектре сигнала вдоль размерности частоты Доплера отраженного от объекта формируются побочные максимумы, равные по амплитуде основному. Это связано с модуляцией суммарного сигнала «чужой» для каждого канала последовательностью. Данная работа посвящена рассмотрению подхода, обеспечивающего решение обозначенной проблемы при сохранении энергетических показателей радара и разрешающей способности по дальности. Подход основан на излучении ортогональных сигналов в разных лучах диаграммы направленности с последующей пространственной селекцией приемной антенной решеткой. Приведено описание алгоритмов формирования и обработки сигналов, результаты математического моделирования.

Ключевые слова: антенная решетка; multi-input multi-output; кодовое разделение сигналов; последовательность Уолша; диаграмма направленности; неоднозначность по частоте Доплера; миллиметровый диапазон

1. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ MIMO ПРИ ПОСТРОЕНИИ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Одним из популярных в настоящее время направлений в области исследований и разработок антенных решеток является создание антенных решеток миллиметрового диапазона длин волн для применения в радиолокационных системах транспортных систем. В частности, автомобильные радары, в большинстве случаев строятся на основе антенных решеток, работающих в соответствии с технологией multiple-input multiple-output (MIMO) [1, 2]. Основным преимуществом этой технологии по сравнению с классическими антенными решетками является возможность значительного уменьшения числа физических

передающих и приемных каналов при сохранении разрешающей способности по угловым координатам [1–3]. Это достигается тем, что передающая или приемная решетка проектируется разреженной, то есть расстояние между фазовыми центрами кратно превышает половину длины волны. Платой за упрощение конструкции является наличие энергетических потерь. Эти потери могут быть сведены к минимуму, если в качестве элементов решетки используются так называемые подрешетки [4, 5], но их использование сужает сектор обзора вследствие сужения диаграммы направленности подрешетки по сравнению с одиночным слабонаправленным элементом. Использование MIMO решеток в радиолокаторе предполагает излучение N_s ортогональных сигналов, которые могут быть разделены в приемных каналах решетки для последующей совместной когерентной обработки [1, 2].

Разделение ортогональных сигналов возможно любым из известных методов – временным, частотным или кодовым. Временное разделение сигналов (TD) считается наиболее простым с точки зрения реализации [6]. При этом разные передающие антенны излучают сигнал по очереди, и, следовательно, сигналы в виртуальных каналах формируются последовательно во времени. При этом на обзор зоны обнаружения, предусматривающий когерентное сложение сигналов из всех виртуальных каналов, тратится в N_s раз больше времени, чем при одновременном излучении всех сигналов. Это приводит к пропорциональным потерям в отношении сигнал-шум и к потерям в дальности обнаружения целей. Кроме того, при наблюдении движущихся целей между последовательно формируемыми виртуальными каналами возникает дополнительный фазовый сдвиг, вызванный доплеровским сдвигом частоты и перемещением цели за время обзора. Для устранения влияния этих эффектов на качество формирования диаграммы направленности (ДН) MIMO решетки применяются специальные методы компенсации [7].

Частотное разделение является неэффективным по той причине, что при использовании непрерывных FMCW сигналов с частотной модуляцией разделение общей полосы частот между отдельными каналами приводит к ухудшению разрешающей способности по временной задержке (по дальности). Если формирование нескольких каналов реализуется за счет дополнительного расширения полосы частот, возникает проблема согласования антенны во всей полосе. Кроме того, максимальная полоса частот ограничена

диапазоном, выделенным для того или иного класса радаров, например, 76...77 ГГц для автомобильных радаров. В связи с упомянутыми особенностями применение FDM MIMO упоминается в литературе применительно к радарам крайне редко.

Наиболее популярным методом разделения ортогональных сигналов является кодовое разделение сигналов (CD). Для реализации этого способа используются различные типы ортогональных последовательностей. Наиболее распространенными являются последовательности Уолша [8], Фурье [9, 10], а также псевдослучайные последовательности [11]. При использовании последовательностей Уолша в каждом канале приема в двумерном спектре сигнала, отраженного от объекта, формируются максимумы, количество которых соответствует количеству используемых ортогональных последовательностей, причем эти максимумы формируются как при использовании декодера последовательности в каждом виртуальном канале MIMO решетки, так и при отсутствии декодера [12]. Эти максимумы распределяются через равные интервалы вдоль размерности частоты Доплера. Такая особенность объясняется тем, что при умножении суммы сигналов, модулированных по фазе последовательностями Уолша, на одну из этих последовательностей, один из сигналов демодулируется, а остальные получают дополнительную фазовую модуляцию. Уровень дополнительных максимумов соответствует уровню основного максимума, в результате чего возникает неопределенность в отношении частоты Доплера [13]. На рис. 1 показан вид двумерного спектра $S(n, k)$ при использовании кодов Уолша после применения декодера, который получен при использовании двумерного дискретного преобразования Фурье отсчетов сигнала, соответствующих последовательности из 256 периодов повторения по 256 отсчетов в каждом. Индексы n и k на рис. 1 соответствуют номеру отсчета дискретного спектра по размерностям дальности и частоты Доплера соответственно. Спектр получен для случая использования четырех ортогональных сигналов.

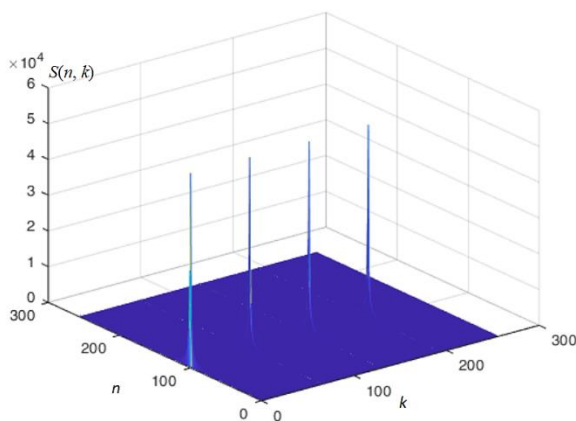


Рис. 1. Двумерный спектр в приемном канале при использовании кодов Уолша в MIMO радаре с четырьмя передатчиками

Наличие дополнительных максимумов в двумерном спектре сигнала приводит к ухудшению надежности (робастности) алгоритма оценивания скорости цели, что выражается в появлении существенной вероятности перепутывания отметок по размерности доплеровской частоты, что, в свою очередь, ведет к аномальным ошибкам измерения скорости и появлению ложных

целей. Существуют способы разрешения неопределенности в отношении выбора спектрального максимума, соответствующего реальной скорости движения цели, основанные на логическом анализе взаимного расположения максимумов. Наиболее эффективные алгоритмы известны для случая применения кодов Фурье [14]. Коды с числом позиций, которое определяется числом передающих каналов, для краткости ниже будем называть «короткие коды», в отличие от кодов, построенных на базе псевдослучайных последовательностей (ПСП).

Использование ПСП позволяет избежать появления побочных максимумов с тем же уровнем, что основной, но появляются боковые лепестки, уровень которых определяется некогерентным сложением N код. последовательностей, что соответствует приблизительно $(N_{\text{код}} / N_{\text{посл}})^{0.5}$, где $N_{\text{посл}}$ – длина последовательности, соответствующая числу периодов перестройки частоты в пачке. Например, если обрабатывается пачка из 256 периодов и излучается 4 квази-ортогональных сигнала, то уровень боковых лепестков составляет примерно 0,125 относительно основного максимума. Такой уровень боковых лепестков достаточно высок, что препятствует обнаружению слабых целей.

В работах [15–17] рассмотрены различные методы расчета последовательностей с улучшенными автокорреляционными и взаимно-корреляционными свойствами, обеспечивающих минимальный уровень боковых лепестков двумерного спектра по размерности частоты Доплера. Минимально достижимым уровнем боковых лепестков АКФ оптимальной последовательности является значение $(1/N_{\text{посл}})$, что при сложении $N_{\text{код}}$ последовательностей дает возрастание уровня в $N_{\text{код}}^{0.5}$ раза.

Проблема неоднозначного измерения частоты Доплера в MIMO радаре с «короткими кодами» отчасти решается за счет пространственной фильтрации при приеме сигнала и формировании лучей виртуальной решетки. Процедура цифрового формирования лучей ДН заключается в суммировании отсчетов, сформированных в виртуальных каналах, с предварительным умножением их на комплексные весовые коэффициенты, значения которых определяются наклоном фазового фронта, соответствующего направлению прихода сигнала, который оптимально накапливается в одном из лучей ДН. При этом когерентно складываются те максимумы двумерного БПФ, которые в каждом из каналов соответствуют истинному значению частоты Доплера. Эти «собственные» максимумы после декодирования сигналов в пространственных каналах имеют взаимный фазовый сдвиг, соответствующий расположению одного из передатчиков относительно приемных каналов. Остальные максимумы, соответствующие другим передатчикам, при ненулевом отклонении фазового фронта от положения, параллельного линии расположения виртуальных элементов, складываются с фазами, «не вписывающимися» в линейный закон распределения фаз по апертуре (по виртуальным каналам). Геометрическая иллюстрация для случая антенны с двумя передающими каналами и четырьмя приемными показана на рис. 2, где обозначено: П1, П2 – передающие антенны (элементы антенной решетки); Пр1...Пр4 – приемные антенны; ВПр1...ВПр8 – виртуальные приемные антенны. Кружками показаны точки, лежащие в плоскости фазового фронта. Пространственные отсчеты, соответствующие этому

фазовому фронту, когерентно складываются в пространственном фильтре (луче) при приеме сигнала каждого из передатчиков всеми приемными элементами. Крестиками показаны точки, соответствующие опережающему или отстающему фронту при облучении объекта передатчиком, «чужим» для выбранной группы виртуальных элементов. Видно, что отсчеты, показанные крестиками, не будут складываться когерентно в луче, поскольку соответствующий им фазовый фронт имеет разрыв (скачок фазы) в середине апертуры виртуальной антенны.

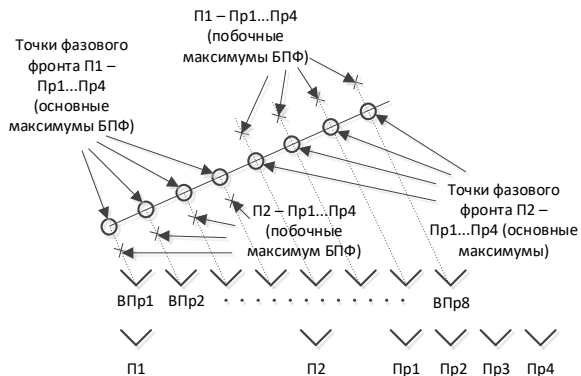


Рис. 2. Геометрическая иллюстрация пространственной селекции основного максимума двумерного спектра при формировании лучей

Для обеспечения однозначного измерения частоты Доплера необходимо, чтобы один из пиков на рис. 1 существенно превышал остальные по амплитуде. В этом случае можно использовать метод отбора по максимуму среди $N_{\text{код}}$ максимумов, равноотстоящих друг от друга в двумерном спектре по размерности частоты Доплера. Формирование такого максимума, как видно из рис. 2, происходит при условии, когда «чужие» сигналы в виртуальных каналах претерпевают описанный разрыв по фазе. Отметим, что при нормальном падении волны (азимут цели равен нулю) все сигналы складываются в фазе, поскольку точки, обозначенные крестиками, совпадают с теми, что обозначены кружками. В условиях наличия шума существует вероятность ошибочного решения, если выброс шума приведет к превышению над остальными ложного пика. Для снижения этой вероятности отношение амплитуды максимального пика $S_{\text{макс}}$ к амплитуде пика, наибольшего среди оставшихся $S_{\text{макс.поб.}}$, необходимо максимизировать. В этом случае целесообразно ввести в рассмотрение коэффициент $k_{\text{макс}} = S_{\text{макс}} / S_{\text{наиб.поб.}}$, который будем называть коэффициентом максимума.

На рис. 3 показана зависимость коэффициента максимума от направления на цель для МИМО антенной решетки с четырьмя передающими и восемью приемными каналами (4Т8R). График построен в предположении, что луч виртуальной АР каждый раз формируется в том направлении, где расположена цель. Зависимость имеет периодический характер. Из приведенного графика видно, что при расположении цели в направлении нормали к АР коэффициент максимума равен 1. Это показывает, что все максимумы в двумерном преобразовании Фурье отраженного сигнала при формировании луча имеют одинаковую амплитуду, поскольку сигналы, соответствующие каждой из пар передатчик-приемник при нахождении цели в дальней зоне антенны складываются в фазе. При

наиболее удачном соотношении фаз в каналах виртуальной решетки отношение основного максимума к наибольшему побочному максимуму чуть больше двух. Таким образом, использование отбора по максимуму двумерного спектра в луче для классической МИМО решетки не позволяет однозначно измерить частоту Доплера.

В данной работе анализируется эффективность пространственного кодирования в радаре с антенной решеткой [18], позволяющего обеспечить пространственное разделение ортогональных сигналов и их раздельный прием в лучах приемной антенной решетки, чем достигается однозначность при измерении частоты Доплера во всем диапазоне частот, который определяется величиной, обратной длительности периода перестройки частоты.

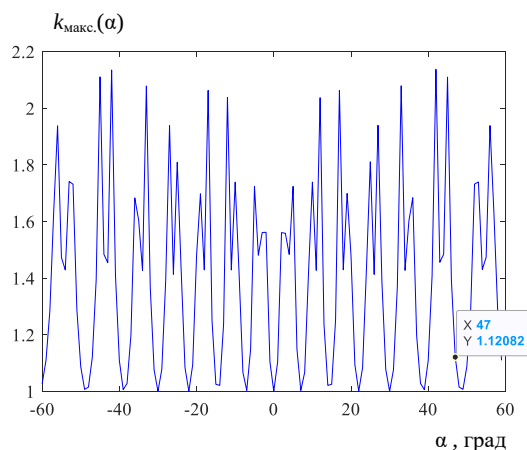


Рис. 3. Зависимость коэффициента максимума от направления на цель для МИМО решетки 4Т8R

II. СПОСОБ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим МИМО антенну, состоящую из $N_{\text{п}}$ передающих элементов и $N_{\text{пр}}$ приемных элементов. Расстояние между передающими элементами равно $N_{\text{пр}}d$, где d – расстояние между приемными элементами, выбираемое исходя из условия однозначности измерения азимута, для определенности в дальнейших расчетах будем полагать $d = \lambda/2$.

В работе [18] рассматривается метод пространственной обработки, при котором передающие каналы МИМО решетки излучают одновременно $N_{\text{сиг}}$ ортогональных сигналов, причем излучение каждого из них осуществляется в своем направлении. Для этого на каждый из элементов передающей решетки подается сумма ортогональных сигналов, умноженных на комплексные весовые множители, соответствующие направлению одного из формируемых на передачу лучей.

Ортогональные сигналы могут быть сформированы за счет фазовой манипуляции сигналов, соответствующих периодам перестройки частоты, по законам ортогональных последовательностей, например, последовательностей Уолша. Функциональная схема алгоритма формирования и приема сигналов, реализующая пространственное кодирование сигналов в лучах, показана на рис. 4.

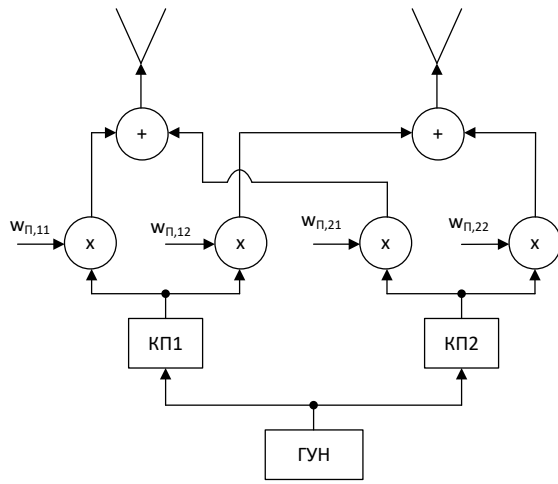


Рис. 4. Функциональная схема формирования и обработки сигналов в антенной решетке с пространственным кодированием для случая двух лучей

Весовые коэффициенты передающих каналов вычисляются по формуле:

$$\bar{w}_{п,i,n} = \exp(j2\pi n N_{пр} d \sin(\alpha_{л,i})), \quad (1)$$

где $\alpha_{л,i}$ – направление i -го луча. В двойном индексе весового коэффициента индекс n – номер элемента решетки, i – номер луча (направления).

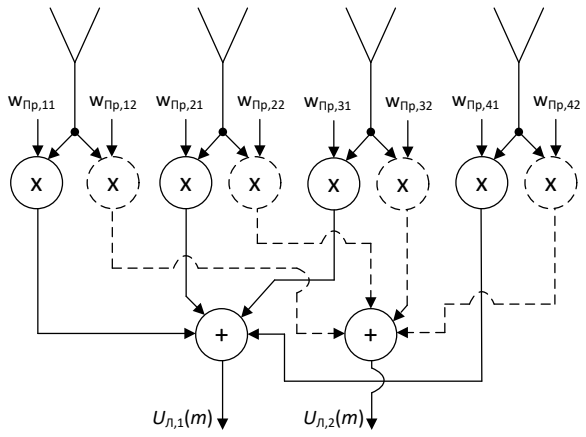
В приемных каналах отдельные сигналы, соответствующие виртуальным каналам, не выделяются, а происходит классическая пространственная обработка сигналов в каналах фазированной приемной АР согласно алгоритму скалярного произведения эрмитово сопряженного вектора-столбца весовых коэффициентов $\mathbf{w}^H$ на вектор-столбец сигналов в приемных каналах $\mathbf{U}_{пр}(m)$ в m -й момент времени:

$$\bar{U}_{п,i,n} = \mathbf{w}^H \mathbf{U}_{пр}(m) = \sum_{k=1}^{N_{rx}} \bar{w}_{пр,k,i} \bar{U}_{пр,k,j}(m), \quad (2)$$

где элементы вектора весовых коэффициентов приемных каналов вычисляются по формуле:

$$\bar{w}_{пр,n,j} = \exp(j2\pi n d \sin(\alpha_{л,i})). \quad (3)$$

Луч ДН приемной решетки формируется в направлении, соответствующем направлению луча передающей решетки, поэтому индексы n и i , как и для случая передающей решетки, являются номерами каналов и луча соответственно. В результате в i -м направлении формируется результирующая ДН приемо-передающей антенны, равная произведению ДН передающей и приемной решеток. Интерференционные максимумы ДН передающей антенны оказываются строго в нулях ДН приемной антенны, а результирующая ДН совпадает с ДН виртуальной приемной антенны, формируемой при использовании классического ММО подхода. Для обзора всего заданного сектора углов необходимо сформировать $N_{л.} = \Delta\alpha_{сект.}/\Delta\alpha_{л.}$ лучей результирующей ДН, где $\Delta\alpha_{сект.}$ – ширина сектора обзора, $\Delta\alpha_{л.}$ – ширина луча. На рис. 5а показаны лучи ДН передающей решетки (кривые 1 и 1', соответствующие двум периодам повторения интерференционных максимумов, основные направления которых составляют -6° , -2° , 2° , 6°); один из лучей ДН приемной антенны (кривая 2) и результирующие лучи ДН ММО (кривая 3). Для исключения значений коэффициента максимума, равного единице, в [18] предлагается использовать два набора лучей ДН ММО решетки, причем максимумы



лучей одного набора попадают в нули ДН другого набора. Это иллюстрируется графиками на рис. 5б, где лучи двух последовательно формируемых наборов показаны для наглядности с амплитудами, отличающимися в два раза.

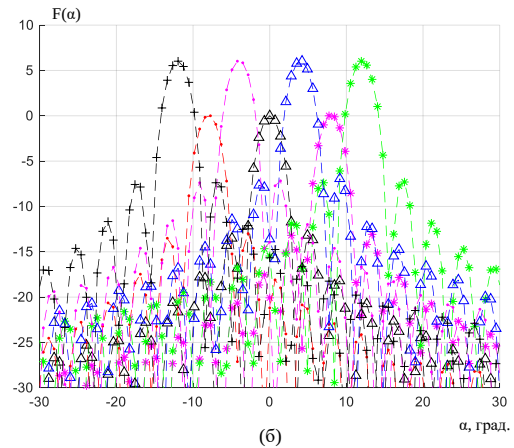
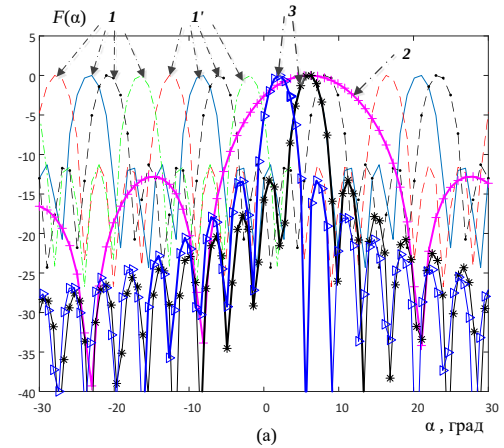


Рис. 5. Результирующие ДН лучей для четырех выбранных направлений: а) лучи в выбранных направлениях -6° , -2° , 2° , 6° ; б) два набора лучей с «пропусками» в каждом наборе

При использовании пространственного кодирования излучение сигнала, модулированного одной из последовательностей, происходит только в ограниченном секторе углов, соответствующем одному из лучей ДН передающей антенны. Благодаря этому в приемной АР при наблюдении сигнала, отраженного от

объекта, расположенного под некоторым углом, один из модулированных сигналов имеет максимальную амплитуду, а именно тот, который формируется в луче, наиболее близком по направлению к направлению на цель. Это иллюстрируется графиком двумерного спектра в луче, показанном на рис. 6. Из рис. 6 видно, что после декодирования сигнала, полученного при цифровом формировании приемного луча, при помощи соответствующей кодовой последовательности, мы получаем пик с максимальной амплитудой в положении, соответствующем истинному значению частоты Доплера. Выбирая из гребенки пиков на одной дальности, и расположенных равномерно по размерности частоты Доплера, максимальный по амплитуде пик, мы обеспечиваем однозначное измерение частоты Доплера.

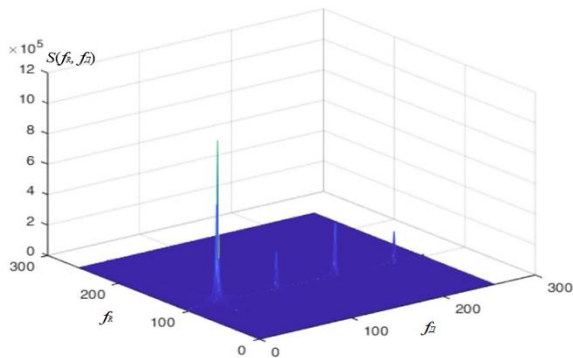


Рис. 6. Двумерный спектр сигнала по размерностям дальностной и доплеровской частоты в приемном луче

На рис. 7 показан график зависимости коэффициента максимума от направления на цель для ММО решетчатой, реализующей предлагаемый метод пространственной селекции. При построении графиков полагали, что передающая решетка формирует два набора лучей, как указано выше, а приемная позволяет формировать луч в любом направлении, где располагается цель. Цифрами 1 и 2 показаны кривые, соответствующие первому и второму набору лучей по-отдельности, а цифрой 3 – результирующий график, полученный путем выбора максимального значения между первым и вторым для каждого угла. Такой подход оправдан тем, что основной максимум двумерного спектра будет наблюдаться в лучах обоих наборов, и решение о выборе основного максимума принимается для того из них, где превышение над остальными максимумами происходит с большим коэффициентом.

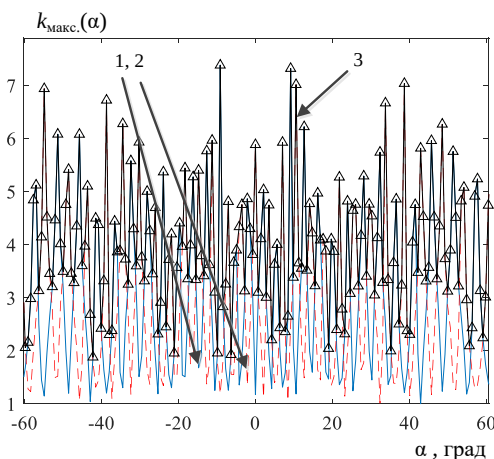


Рис. 7. Зависимость коэффициента максимума от направления на цель для ММО решетки 4Т8R

Из рис. 7 видно, что значения коэффициента максимума в каждом наборе лучей лежат в пределах от единицы (для равносигнальных направлений) до семи, в среднем около трех. При этом результирующий коэффициент составляет не менее двух, а его среднее значение около четырех. Если отношение сигнал-шум при обнаружении максимума составляет десять раз по напряжению (чуть меньше чем пороговый сигнал при обнаружении сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой), вероятность ошибочного выбора основного пика сопоставима с вероятностью ложной тревоги.

Дополнительным преимуществом предлагаемого подхода является экономия вычислительных ресурсов при цифровом формировании лучей ДН виртуальной решетки. При использовании классического подхода число комплексных умножений с накоплением для каждого из лучей равно произведению числа передающих антенн N_p на число приемных антенн $N_{пр}$, что, в свою очередь, соответствует числу виртуальных антенн $N_{вирт.}$: $N_{вирт.} = N_p N_{пр}$. При использовании рассматриваемого способа число весовых коэффициентов при формировании лучей определяется числом физических приемных каналов, то есть $N_{пр}$. Например, для распространенной на практике архитектуры 4Т8R ($N_p = 4$, $N_{пр} = 8$) получаем восемь операций комплексного умножения с накоплением вместо тридцати двух. Это обстоятельство позволяет снизить требования к цифровому вычислителю и, следовательно, его стоимость.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведен анализ способа пространственно-временного кодирования сигналов, базирующегося на одновременном излучении $N_{сиг.}$ ортогональных сигналов в радарх миллиметрового диапазона с ММО решеткой. Предлагаемый способ формирования и обработки сигналов позволяет обеспечить однозначное измерение частоты Доплера отраженного сигнала за счет отбора по максимуму основного пика двумерного преобразования Фурье при формировании луча результирующей ДН решетки. В качестве критерия эффективности введен коэффициент максимума, показывающий, во сколько раз основной пик превышает максимальный из побочных пиков двумерного преобразования Фурье. Показано, что при последовательном формировании двух взаимно смещенных наборов лучей ДН ММО решетки обеспечивается значение коэффициента максимума от двух до семи, что практически исключает перепутывание пиков при отношении сигнал-шум не менее 20 дБ.

Предложенный способ одновременного излучения ортогональных сигналов в заданных направлениях позволяеткратно снизить требования к вычислительной мощности системы цифровой обработки сигналов, поскольку при формировании лучей ДН производится весовое суммирование отсчетов, число которых определяется числом физических приемных каналов вместо числа виртуальных каналов для традиционной ММО решетки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Li, Jian. MIMO Radar Signal Processing. John Wiley & Sons, Inc. 2009.
- [2] B.J. Donnet and I.D. Longstaff, "MIMO Radar, Techniques and Opportunities," 2006 European Radar Conference, Manchester, UK, 2006, pp. 112-115, doi: 10.1109/EURAD.2006.280286.

- [3] A. Hassanien and S. A. Vorobyov, "Phased-MIMO Radar: A Tradeoff Between Phased-Array and MIMO Radars," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3137-3151, June 2010, doi: 10.1109/TSP.2010.2043976.
- [4] Beresnev P.O., Kurkin A.A., Kuzin A.A., Myakinkov A.V., Pelinovsky E.N., Ryndyk A.G., Shabalin S.A. Radar subsystems of autonomous mobile robotic systems for studying tsunamis in the coastal zone. Science of Tsunami Hazards, 2020, vol.39, issue 3, pp. 137-155.
- [5] A.A. Kuzin; A.V. Myakinkov; A.G. Ryndyk; S.A. Shabalin. Millimeter-wave phased antenna array for automotive radar // Proceedings International Radar Symposium, Ulm, Germany, 2019, Proceedings of 2019 20st International Radar Symposium (IRS), 26-28 June 2019, DOI: 10.23919/IRS.2019.8768182.
- [6] H. Sun, F. Brigue, M. Lesturgie. Analysis and comparison of MIMO radar waveforms // International Radar Conference, Lille, France, 2014, Proceeding of 2014 International Radar Conference, 13-17 October 2014, DOI: 10.1109/RADAR.2014.7060251.
- [7] J. Bechter, F. Roos and C. Waldschmidt, "Compensation of Motion-Induced Phase Errors in TDM MIMO Radars," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 1164-1166, Dec. 2017, DOI: 10.1109/LMWC.2017.2751301.
- [8] M. Kamruzzaman. Performance of relay assisted multiuser uplink MIMO wireless communication using Walsh Hadamard sequences // 2013 International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT), Khulna, Bangladesh, 2014, Proceeding of EICT, 13-15 February, DOI: 10.1109/EICT.2014.6777902.
- [9] Ермолаев В.Т., Семенов В.Ю., Флакман А.Г., Артюхин И.В., Шмонин О.А. Метод формирования виртуальных приемных каналов в автомобильном МИМО-радаре // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 7. С. 115–126. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202107-16>.
- [10] M. Alae-Kerahroodi, M. Modarres-Hashemi. Binary sequences set with small ISL for MIMO radar systems // 26th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Rome, Italy, Proceeding of EUSIPCO, 03-07 September 2018, DOI: 10.23919/EUSIPCO.2018.8553434.
- [11] E. Romanova, M. Khasanov, V. Karpov. MIMO radar lossy data flow decreasing technique with pseudo-random receivers duty cycle sequence // Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint-Petersburg, Russia, Proceeding of ElConRus, 25-28 January 2022, DOI: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755608.
- [12] Z. Zhang, X. Li. Optimization on the ambiguity properties of MIMO radar // IET International Radar Conference 2015, Hangzhou, 14-16 October 2015, DOI: 10.1049/cp.2015.1469.
- [13] W. Wan, S. Zhang, W. Wang. Resolving Doppler ambiguity of high-speed moving targets via FDA-MIMO radar // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, v. 19, 2021, DOI: 10.1109/LGRS.2021.3126425.
- [14] М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин. Технология МИМО: принципы и алгоритмы. Изд. Горячая линия-Телеком, С. 242. 2022.
- [15] J. Song, P. Babu and D. P. Palomar, "Sequence Set Design With Good Correlation Properties Via Majorization-Minimization," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 11, pp. 2866-2879, June1, 2016, doi: 10.1109/TSP.2016.2535312.
- [16] J. Song, P. Babu and D. P. Palomar, "Sequence Design to Minimize the Weighted Integrated and Peak Sidelobe Levels," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 8, pp. 2051-2064, April15, 2016, doi: 10.1109/TSP.2015.2510982.
- [17] H. He, P. Stoica and J. Li, "Designing Unimodular Sequence Sets With Good Correlations—Including an Application to MIMO Radar," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 11, pp. 4391-4405, Nov. 2009, doi: 10.1109/TSP.2009.2025108.
- [18] Мякинков А.В., Фадеев Р.С., Кузин А.А., Кузнецов С.Е., Шабалин С.А. Метод пространственно-временного кодирования сигналов в антенной решетке миллиметрового радара // Антенны. 2023. № 2. С. 22–31. DOI: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202302-03>

Features of Cylindric Adaptive Antenna Arrays

Victor I. Djigan

Department of Integrated Circuits Design Methodology
Institute for Design Problems in Microelectronics of RAS
Moscow, Russia
djigan@ippm.ru

Abstract—An adaptive antenna array based on the usage of the Linearly Constrained Recursive Least Squares algorithm for the weights calculation is considered in this paper. The array has a cylindrical shape. It has been demonstrated that the steering vector used in the formulation of the linear constraints has to take into consideration the radiation patterns of the array antennas. It is because the antennas are usually not omnidirectional ones and they are steered towards the different fixed directions according to their placement over the array surface. Due to the same reason the number of the interference signals, which a cylindrical adaptive antenna array is able to suppress, is much less than the number of the weights of the array. The cylindric array efficiency and the confirmation of the above-mentioned features is demonstrated by means of the simulation.

Keywords—cylindric antenna array; adaptive antenna array; Recursive Least Squares (RLS); Linear Constraints (LC); radiation pattern

I. INTRODUCTION

The antenna arrays [1, 2] are often used in modern radio systems (radar, communication, navigation, control etc.). They serve as directional antennas, they do not require mechanical steering, they improve output Signal-to-Noise Ratio (SNR) and they are able to reshape Radiation Pattern (RP) during the operation. The last feature is the key property which the Adaptive Antenna Arrays (AAA) is based on [3, 4]. This property is ensured by the proper weights which scale the array channel signals prior to their combination (beamforming). The weights, which are calculated using the AAA channel, the output and the desired signal samples, ensure the low levels of the RP in the directions of the interference source locations providing the attenuation of the interference signals at the AAA output.

The algorithms of the AAA weight calculation are called the adaptive ones because they do not need any knowledge on the location of the interference sources and on the properties of the signals [5, 6]. The most attractive adaptive algorithms are the Recursive Least Squares (RLS) ones because their transient response duration, steady-state performance etc. do not depend on the eigenvalues of the AAA input signals correlation matrix.

It is known [1, 2], that the antenna arrays with a linear or a flat aperture can steer their beam (the main lobe of the RP) without distortions over a limited spatial angle only. At the same time, the circular antenna arrays do not have this constraint and they are able to steer the beam around 360° in the azimuth plane with a fixed beamwidth, if the ring of antennas is placed horizontally. And that is an important property of the array used in the radio communication systems. The efficiency of the circular AAA has been demonstrated in [7]. However, if a radio system requires a beam steering in two planes: the azimuth and the elevation ones, a cylindric antenna array is needed to be used in such a

case [8]. So, the development of the cylindric AAA is relevant.

The aim of this paper is the consideration of the features of the cylindric AAA based on the Linearly Constrained (LC) RLS adaptive algorithm. These features and the results of the AAA investigation are new.

II. CYLINDRIC AAA

A generic AAA architecture is shown in Fig. 1, where $F_m(\theta, \phi)$ are the RP of the AAA antennas; θ, ϕ are the spherical angles; M is the number of the AAA channels and $m=1, 2, \dots, M$ is the number of an antenna in the AAA.

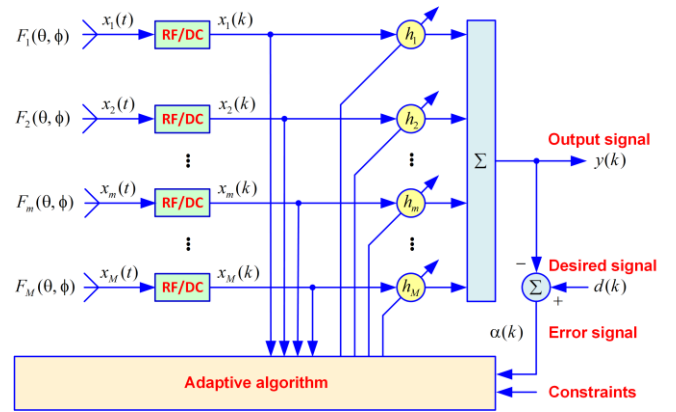


Fig. 1. Adaptive antenna array architecture

Due to the cylindric surface of the considered AAA, the maximums of the RP of the antennas are steered in the different directions θ_m, ϕ_m . As the antennas are usually not omnidirectional ones, any flat radio wave, received by the antennas, induces the continuous signals $x_m(t)$ of the different intensity and the different phases in addition to the space phase lags

$$\psi_m = \frac{2\pi}{\lambda_0} (x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta), \quad (1)$$

caused by the signal source angular location θ, ϕ . Here, x_m, y_m, z_m are the Cartesian coordinates of the AAA antennas and λ_0 is the received signal wave-length.

In the case when the AAA is a linear or a flat one, all its antennas are steered towards the same direction. In this case, the antenna RP values are not used in the constraint formulations [7, 8]. However, in a circular, a cylindric or a conformal array the values of the antenna RP $F_m(\theta, \phi)$ have to be taken into consideration in the formulation of the linear constraint of the AAA RP, if $F_m(\theta, \phi)$ are not omnidirectional. This is a feature of such the AAA. The

linear constraint is used to steer and to protect the AAA beam. It is formulated as the needed value of the AAA RP

$$f = \mathbf{c}_M^H \mathbf{h}_M(k) \quad (2)$$

in the direction θ, ϕ of the information signal source location, were

$$\mathbf{h}_M(k) = [h_1(k), h_2(k), \dots, h_M(k)]^T \quad (3)$$

is the vector of the AAA weights and k is the processed signal sample (the number of the adaptive algorithm the iteration). If the AAA is a cylindric one, then the steering vector $\mathbf{c}_M$ has to contain the $F_m(\theta, \phi)$ values

$$\mathbf{c}_M = [F_1(\theta, \phi)e^{i\psi_1}, F_2(\theta, \phi)e^{i\psi_2}, \dots, F_M(\theta, \phi)e^{i\psi_M}]^T. \quad (4)$$

Here and further, the number of the elements in the vectors is denoted by the subscript M .

The received by the AAA antennas signals $x_m(t)$ are filtered, amplified and down converted to the base-band discrete-time signal samples $x_m(k)$ by the Radio Frequency/Down Converter (RF/DC) units of the AAA, see Fig. 1. The signals are composed into the vectors

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_M(k)]^T, \quad (5)$$

which together with the desired signal $d(k)$ and the constraint f are used in the algorithm of the AAA weights calculation which is shown below. The signals $x_m(t)$ delivering to the base-band and the access to the discrete signal samples $x_m(k)$ for the processing are available in the digital beamforming antenna arrays [11, 12]. In the adaptive algorithm, $y(k)$ is the AAA output signal; $\alpha(k)$ is the error signal, whose squared value $|\alpha(k)|^2 = \alpha(k)\alpha^*(k)$ is minimized during the adaptation; $\mathbf{R}_M(k)$ is the AAA input signals correlation matrix; $\mathbf{I}_M$ is the unity matrix; δ^2 is the parameter of the correlation matrix initial regularization; λ is the forgetting parameter and the mark $*$ denotes the complex conjugation operation. The correlation matrix is a square one and contains $M \times M$ elements. More details on the used adaptive algorithm are available in [5]. If the required number of the constraints is $J > 1$, then (2) is transformed as

$$\mathbf{f}_J = \mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{h}_M(k), \quad (6)$$

where the matrix $\mathbf{C}_{MJ}$ is defined as

$$\mathbf{C}_{MJ} = [\mathbf{c}_M^{(1)}, \mathbf{c}_M^{(2)}, \dots, \mathbf{c}_M^{(J)}], \quad (7)$$

vectors $\mathbf{c}_M^{(j)}$ are defined by (3) for each j -the constraint and

$$\mathbf{f}_J = [f^{(1)}, f^{(2)}, \dots, f^{(J)}]^T \quad (8)$$

is the vector of the constraints (the required AAA RP values in the directions of the interest). Here the two subscripts MJ indicate the $M \times J$ elements of the rectangular matrix $\mathbf{C}_{MJ}$. Multiple constraints are used, for example, in a multibeam AAA because the signals received from each neighbor beam are the interferences with the known locations. The signals of these interferences can be cancelled by using the simple constraints $f^{(j)} = 0$.

LC RLS Algorithms of AAA Output Signal and Weights Calculation

Initialization : $\mathbf{Q}_{MJ}(0) = \mathbf{C}_{MJ} [\mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{C}_{MJ}]^{-1}$, $\mathbf{h}_M(0) =$

$$= \mathbf{Q}_{MJ}(0) \mathbf{f}_M, [\mathbf{R}_M(0)]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$$

For $k = 1, 2, \dots, K$

$$y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k)$$

$$\mathbf{g}_M(k) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \mathbf{x}_M(k)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \mathbf{x}_M(k)}$$

$$\mathbf{R}_M^{-1}(k) = \lambda^{-1} [\mathbf{R}_M^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{R}_M^{-1}(k-1)]$$

$$\mathbf{v}_J(k) = \mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{g}_M(k)$$

$$\mathbf{v}_J^H(k) = \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{Q}_{MJ}(k-1)$$

$$\mathbf{Q}'_{MJ}(k) = [\mathbf{Q}_{MJ}(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{v}_J^H(k)] \times$$

$$\times \left[\mathbf{I}_J + \frac{\mathbf{v}_J(k) \mathbf{v}_J^H(k)}{1 - \mathbf{v}_J^H(k) \mathbf{v}_J(k)} \right]$$

$$\mathbf{Q}_{MJ}(k) = \mathbf{Q}'_{MJ}(k) + \mathbf{Q}_{MJ}(0) [\mathbf{I}_J - \mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{Q}'_{MJ}(k)]$$

$$\alpha(k) = d(k) - \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k)$$

$$\mathbf{h}'_M(k) = \mathbf{h}_M(k-1) + \mathbf{g}_M(k) \alpha^*(k)$$

$$\mathbf{h}_M(k) = \mathbf{h}'_M(k) + \mathbf{Q}_{MJ}(k) [\mathbf{f}_J - \mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{h}'_M(k)]$$

End for k

III. SIMULATION

The considered cylindric AAA has been tested and investigated using a developed software testbench. The AAA has contained 2 rings of 8 antennas each, see Fig. 2a, i.e., $M = 16$. The distance between the neighbor antennas in the rings and between the rings has been selected as $\lambda_0 / 2$. The antenna RP $F_m(\theta, \phi)$ example is shown in Fig. 2b. Each of the antennas has been steered towards its own direction according to its placement, see Fig. 2a. The AAA beam has been steered in the direction of $[\theta, \phi] = [0^\circ, 0^\circ]$.

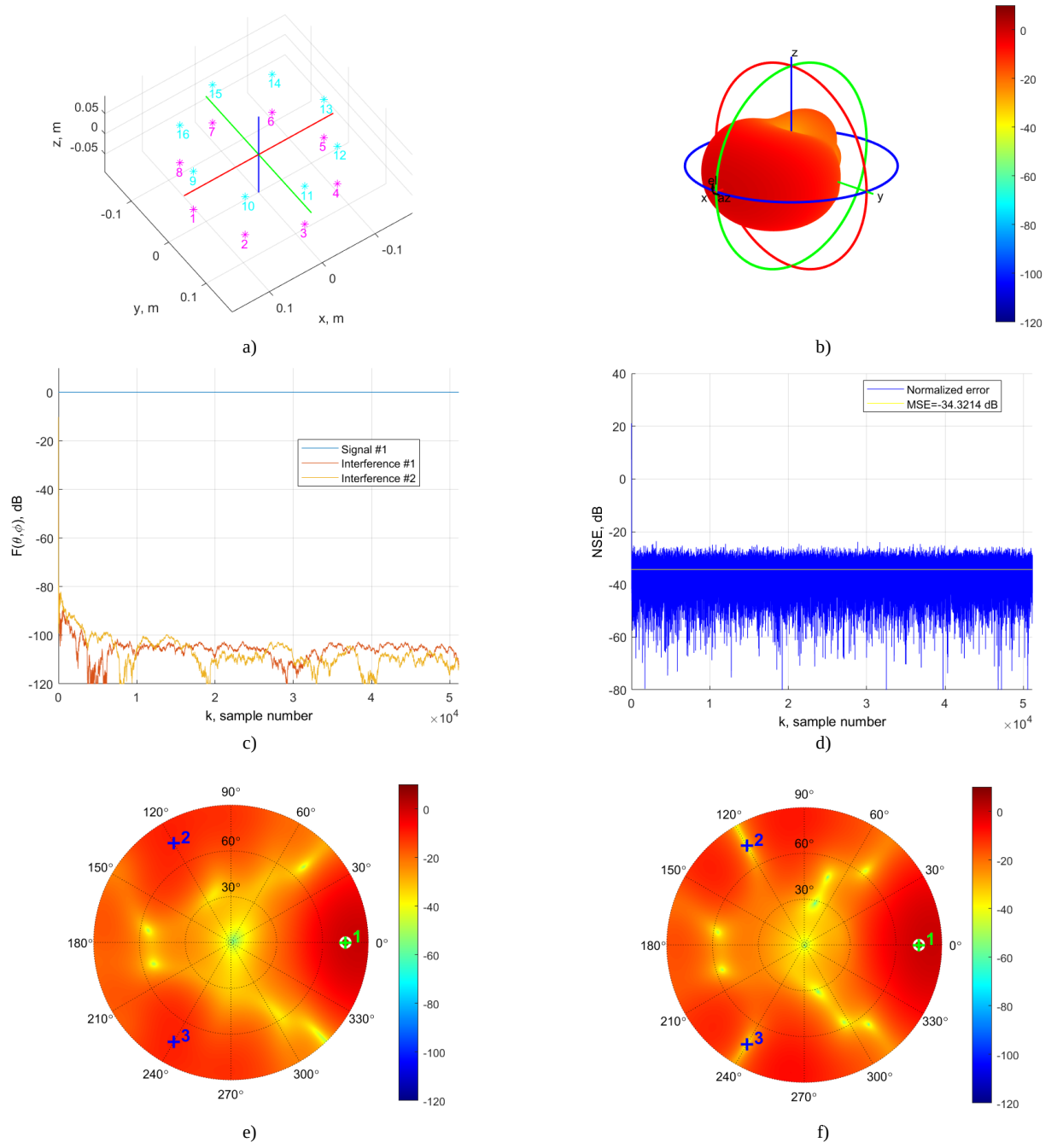


Fig. 2. Simulation: a) AAA configuration; b) antenna RP; c) RP transient responses; d) MSE transient response; e) inintian RP; f) steady-state RP

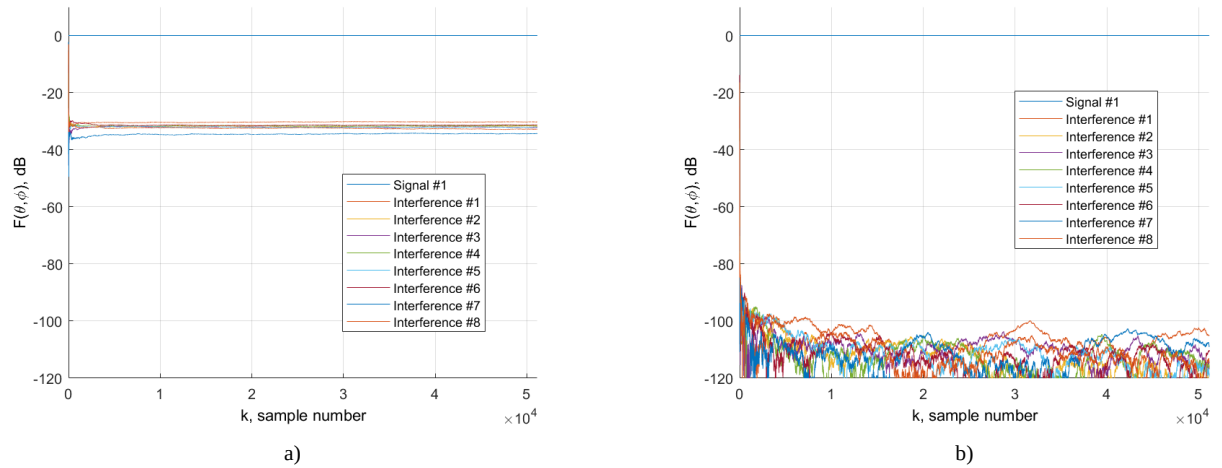


Fig. 3. RP transient responses: a) 16 channel AAA, 8 receiving signals; b) 32 channel AAA, 8 receiving signals

The BPSK signal has been selected as an informational (desired) one. The Signal-to-Interference Ratio has been set to -30 dB for each of the interferences simulated by the White Gaussian Noise (WGN) and the AAA channel SNR has been set to 30 dB. The simulation results for the 2 interference sources are shown in the rest of Fig. 2 pictures. Fig. 2c shows the transient responses of the AAA in the terms of its RP in the directions of each the received signal. It demonstrates that the RP in the direction of the information signal is fixed due to the linear constraints, but the RP in the directions of the interference sources is decreased providing the interference cancellation in the AAA output signal.

Fig. 2e and Fig. 2f demonstrate the 3D RP of the AAA, where the angle around the circle is ϕ , the angle along the circle radius is θ , the figures color denotes the RP value and the color digits and the cross marks denote the positions of the receiving signal sources: green is for the information signal and blue is for the interferences.

Theoretically the Means Square Error (MSE) between the output and the desired signals of a linear or a flat phased antenna array with the same steered M antennas should equal

$$MSE = -SNR - 10\log_{10}(M) = -30 - 12 = -42 \text{ dB} \quad (9)$$

for the considered case of the simulation. However, because the AAA is a cylindric one, its antennas are steered in the different directions and the steady-state values of the AAA weights $|h_m(k)| \neq 1$, only the SNR improvement of about 4.3 dB has been achieved, see Fig. 2d. It is another feature of the cylindric AAA. Due to the same reasons, the cylindric AAA, which receives M signals, only one of which is informational, cannot suppress the rest $M - 1$ interference signals. The suppression can be done by a linear or a flat AAA only [4]. This phenomenon is confirmed in Fig. 3. The figure shows that the considered cylindric AAA with $M = 16$ is able to cancel the interferences if their number is less than 8. However, the cylindric AAA with $M = 32$ (2 rings of 16 antennas each) is able to cancel the 8 and more interferences because more of its antennas look towards the interference sources. It is also a feature of the cylindric AAA.

IV. CONCLUSION

Thus, a cylindric AAA based on the LC RLS algorithm and its following features have been considered in this paper. Each element of the steering vector in the LC adaptive algorithm has to take into consideration the RP of the proper AAA antenna. The achieved steady-state MSE improvement is less than $10\log_{10}(M)$. The number of the interference sources, whose signals are cancelled by a cylindric AAA, is less than $M - 1$. The features disappear if the cylindric AAA antennas are omnidirectional. However, such antennas do not exist in practice.

REFERENCES

- [1] J. S. Williams, *Electronic scanned array design (radar, sonar and navigation)*. Scitech Publishing, 2021, 357 p.
- [2] A. D. Brown, D. Boeringer, and T. Cooke, *Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation*. CRC Press, 2012, 214 p.
- [3] S. Chandran, Ed., *Adaptive antenna arrays: trends and applications*. Springer, 2004, 660 p.
- [4] R. A. Monzingo, R. L. Haupt, and T. W. Miller, *Introduction to adaptive arrays*, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011, 510 p.
- [5] V. I. Djigan, *Adaptivnaya fil'traciya signalov: teoriya i algoritmy* [Adaptive filtering: theory and algorithms]. Moscow: Technosfera Publisher, 2013, 528 p. (in Russian)
- [6] P. S. R. Diniz, *Adaptive filtering algorithms and practical implementation*, 5th ed. Springer, 2020, 495 p.
- [7] V. I. Djigan, "Circular adaptive antenna array," *Proceedings of the 19-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*. Batumi, Georgia, September 10 – 13, 2021, pp. 21–24.
- [8] R. W. P. King, G. J. Fikioris, R. B. Mack, *Cylindrical antennas and arrays*. Cambridge University Press, 2005, 652 p.
- [9] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, pp. 926–935, August 1972.
- [10] L. S. Resende, J. M. T. Romano, and M. G. Bellanger, "A fast least-squares algorithm for linearly constrained adaptive filtering," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, pp. 1168–1174, May 1996.
- [11] H. Steyskal, "Digital beamforming antennas," *Microwave Journal*, pp. 107–124, January 1987.
- [12] J. Litva, Lo T.K.-Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Artech House, 1996, 301 p.

Adaptive Antenna Array for Low Signal-to-Noise Ratio Operation

Victor I. Djigan

*Department of Integrated Circuits Design Methodology
Institute for Design Problems in Microelectronics of RAS
Moscow, Russia
djigan@ippm.ru*

Abstract—The adaptive antenna array which operates in the low signal-to-noise ratio (SNR) is presented. In this scenario, the Minimum Mean Squares Error (MMSE) criterion adaptive algorithms cannot be used for the array weight calculation. If the angular location of the signal source is known, it is possible to use the linearly constrained adaptive algorithms. However, this location is often unknown or it is changed if the signal source or the array is moving. At the same time, if the informational signals are the pseudo-noise sequences, they can be pre-processed by the matched filters or by the correlators. In this case the informational signal at the devices output becomes above the noise (the SNR is increased) and the MMSE criterion algorithms can be used for the calculation of the adaptive array weights. The adaptive array based on this criterion is able to suppress the interference signals. Besides, it is also able to steer the beam in the direction of the informational signal source and to track the source. The computational procedures of the two Recursive Least Squares algorithms which process the matched filter output signals for the calculation of the adaptive array weights are considered. One of these algorithms uses the complex-valued arithmetic and other one uses the real-valued arithmetic. The simulation demonstrates that the real-valued arithmetic algorithm has about 3 dB better cancellation of the interference signals at the adaptive array output and about two times shorter transient response.

Keywords—adaptive antenna array; Recursive Least Squares (RLS); Minimum Mean Squares Error (MMSE) criterion; complex-valued arithmetics; real-valued arithmetics

I. INTRODUCTION

The electronically steered antenna array is widely used in modern radio systems [1]. The radio systems often operate in the same frequency band and due to this reason they produce the interferences to each other which cannot be rejected in frequency domain. At the same time any directional antenna provides a spatial filtration of the receiving signals. It emphasizes the informational signal and rejects the interference signals according to Radiation Pattern (RP) shape and the angular location of the signal sources. Additionally, an antenna array is able to reshape its RP. The reshaping is ensured by the weighting of the signals in the array channels prior to their combination. The array which does this job in real-time is the Adaptive Antenna Array (AAA) [2, 3].

The weights of AAA ensure the RP shape which has the required level in the direction of the source of the informational signal and the low levels in the directions of the sources of the interferences. The weights calculation does not use any data on the interference sources (location, properties etc.) but requires some data on the informational signal.

The algorithms which calculate the AAA weights are called the adaptive ones [4, 5]. They use the data on the angular location of the informational signal source in the form of the linear constraints [6, 7] or use the desired signal like a usual adaptive filter. However, in many practical scenarios the source location may be unknown. Besides, the angular location of the source or the AAA may be not fixed. In this case it is better to use the AAA with the desired signal.

It has been demonstrated in [8], that the minimization of the squared error between the AAA desired signal and the AAA output signal leads not only to the interference rejection but also leads to the informational signal maximization at the output. The second action is caused by the redirection of the AAA beam in the direction of the source of the informational signal that means the automatic beam steering if the beam and the informational signal source angular locations do not coincide.

Sometimes the received informational signal has a low Signal-to-Noise Ratio (SNR). The typical signal examples are the signals of some communication systems, the global position systems or the radar systems [1, 9]. If a pseudo noise signal [10] is an informational one in such systems, then the correlators or the Matched Filters (MF) are used to increase the SNR. The development of the AAA, which has a MF in each channel, is relevant and is considered in this paper. The output signals of MF are weighed and combined to produce the AAA output signal. In this case, the output signal of another MF can be also used as a desired signal. This allows to use the Minimum Mean Square Error (MMSE) criterion adaptive algorithms if the informational signal is below the noise and the signal source angular location is unknown or moving.

The aim of this paper is to present such an AAA whose weights are calculated by the Recursive Least Squares (RLS) adaptive filtering algorithms in the complex-valued or the real-valued arithmetic. The paper presents an architecture of such an AAA, the computational procedures of these algorithms and the results of the computer simulation which validate the AAA operability and demonstrate its efficiency. These results are new.

II. ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

The MMSE criterion AAA with M antennas is shown in Fig. 1. It is assumed, that the AAA beamforming is a digital one [11]. The radio frequency part, which is not shown in Fig. 1, delivers the signals received by each antenna to the base-band using the software-defined radio technology [12]. The AAA channel base-band signal samples $x_m(k)$ are processed by the MF first. Then, the filters output signals $x_m(k_B)$ are captured at N times slower rate comparing to

the filters input samples and the captured samples are used for the further processing. Here k is the number of the base-band signal samples, k_B is the number of the MF output samples, N is the length (number of the symbols) of the pseudo-noise sequence $s(k)$. The $y(k_B)$ and $d(k_B)$ are the output and the desired signal of the AAA.

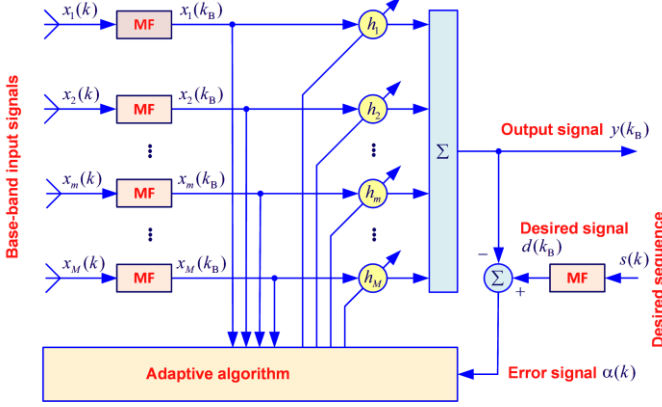


Fig. 1. MMSE adaptive antenna array architecture

The complex-valued arithmetic RLS algorithm for the calculation of the AAA weights is shown below. It is an algorithm based on the Matrix Inversion Lemma (MIL) [4].

Complex-Valued Arithmetic MIL RLS Algorithm

Initialization : $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M$, $[\mathbf{R}_M(0)]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$

For $k_B = 1, 2, \dots, K_B$

$$\mathbf{g}_M(k_B) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k_B - 1) \mathbf{x}_M(k_B)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k_B) \mathbf{R}_M^{-1}(k_B - 1) \mathbf{x}_M(k_B)}$$

$$\mathbf{R}_M^{-1}(k_B) = \lambda^{-1} [\mathbf{R}_M^{-1}(k_B - 1) - \mathbf{g}_M(k_B) \mathbf{x}_M^H(k_B) \mathbf{R}_M^{-1}(k_B - 1)]$$

$$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B - 1) \mathbf{x}_M(k_B)$$

$$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$$

$$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B - 1) + \mathbf{g}_M(k_B) \alpha^*(k_B)$$

End for k_B

If an AAA has the odd symmetry (its weight pairs, which correspond to the antennas, placed symmetrically relatively the AAA phase center, are complex-conjugated ones), then based on [13, 14], it is possible to convert the algorithm to the one in the real-valued arithmetic. The number of the real-valued arithmetic operations of the algorithm is about 2 times less than the number of the equivalent real-valued arithmetic operations of the above complex-valued algorithm. The real valued-arithmetic AAA usually demonstrates about 3 dB better steady-state cancellation of the interference signals and two times shorter a transient response comparing to the complex-valued arithmetic AAA. The similar results for the considered AAA are also demonstrated in the following section of this paper. The real-valued arithmetic algorithm for the calculation of the AAA weights is shown below.

Real-Valued Arithmetic MIL RLS Algorithm

Initialization : $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M$, $[\tilde{\mathbf{R}}_M(0)]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$,

$$[\bar{\mathbf{R}}_{M,2}(0)]^{-1} = [\tilde{\mathbf{R}}_M(0)]^{-1}, \bar{\mathbf{h}}_{M,2}(0) = \mathbf{U}_M \mathbf{h}_M(0)$$

For $k_B = 1, 2, \dots, K_B$

$$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B - 1) \mathbf{x}_M(k_B)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_{M,1}(k_B) = \text{Re}\{\mathbf{U}_M \mathbf{x}_M(k_B)\}$$

$$\bar{d}_1(k) = \text{Re}[d(k)]$$

$$\bar{\mathbf{g}}_{M,1}(k_B) = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{M,2}^{-1}(k_B - 1) \bar{\mathbf{x}}_{M,1}(k_B)}{\lambda + \bar{\mathbf{x}}_{M,1}^H(k_B) \bar{\mathbf{R}}_{M,2}^{-1}(k_B - 1) \bar{\mathbf{x}}_{M,1}(k_B)}$$

$$\mathbf{R}_{M,1}^{-1}(k_B) = \lambda^{-1} [\mathbf{R}_{M,2}^{-1}(k_B - 1) - \bar{\mathbf{g}}_{M,1}(k_B) \bar{\mathbf{x}}_{M,1}^H(k_B) \times \times \mathbf{R}_{M,2}^{-1}(k_B - 1)]$$

$$\bar{\alpha}_1(k_B) = \bar{d}_1(k) - \bar{\mathbf{h}}_{M,2}^T(k_B - 1) \bar{\mathbf{x}}_{M,1}(k_B)$$

$$\bar{\mathbf{h}}_{M,1}(k_B) = \bar{\mathbf{h}}_{M,2}(k_B - 1) + \bar{\mathbf{g}}_{M,1}(k_B) \bar{\alpha}_1(k_B)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_{M,2}(k_B) = \text{Im}\{\mathbf{U}_M \mathbf{x}_M(k_B)\}$$

$$\bar{d}_2(k) = \text{Im}[d(k)]$$

$$\bar{\mathbf{g}}_{M,2}(k_B) = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{M,1}^{-1}(k_B) \bar{\mathbf{x}}_{M,2}(k_B)}{1 + \bar{\mathbf{x}}_{M,2}^H(k_B) \bar{\mathbf{R}}_{M,1}^{-1}(k_B) \bar{\mathbf{x}}_{M,2}(k_B)}$$

$$\mathbf{R}_{M,2}^{-1}(k_B) = \mathbf{R}_{M,1}^{-1}(k_B) - \bar{\mathbf{g}}_{M,2}(k_B) \bar{\mathbf{x}}_{M,2}^H(k_B) \mathbf{R}_{M,1}^{-1}(k_B)$$

$$\bar{\alpha}_2(k_B) = \bar{d}_2(k) - \bar{\mathbf{h}}_{M,1}^T(k_B) \bar{\mathbf{x}}_{M,2}^{(j)}(k_B)$$

$$\bar{\mathbf{h}}_{M,2}(k_B) = \bar{\mathbf{h}}_{M,1}(k_B) + \bar{\mathbf{g}}_{M,2}(k_B) \bar{\alpha}_2(k_B)$$

$$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{U}_M^H \bar{\mathbf{h}}_{M,2}(k_B)$$

End for k_B

Here, $\mathbf{x}_M(k_B)$ is the vector of the signals $x_m(k_B)$; $\mathbf{R}_M(k_B)$ is the signals correlation matrix; $\mathbf{I}_M$ is the unity matrix; $\mathbf{U}_M$ is the transformation matrix; $\mathbf{h}_M(k_B)$ is the AAA weight vector; δ^2 is the correlation matrix regularization parameter; λ is the forgetting parameter; $*$ denotes the complex conjugation operation and $\alpha(k_B)$ is the error signal which is minimized during the adaptation process. A further simplification of the considered MIL RLS algorithms can be done using the optimized calculations [15] which take into the consideration the Hermitian structure of the correlation matrix $\mathbf{R}_M(k_B)$. The considered RLS algorithms may also be based on the Householder transform or on the QR decomposition. More details on such algorithms are available in [4]. More details on the real-valued algorithms development are available in [13, 14].

III. AAA SIMULATION

To validate the considered AAA operability and its performance, it has been developed a simulation model. The model contains a linear AAA one with $M = 8$ omnidirectional antennas without mutual coupling. The distance between the neighbor antennas is $\lambda_0 / 2$, where λ_0 is the carrier signal wave-length.

Eight received signals have been simulated according to [16]. The BPSK modulated pseudo-noise M-sequence of length $N=1023$ has been used as the informational signal. The weights of the MF have been set as the values of the reverse order modulated M-sequence.

The SNR of the informational signal has been set to -15 dB at the AAA antenna inputs and the SNR for each interference has been set to 60 dB. This corresponds to the Interference-to-Signal Ratio of 75 dB. The White Gaussian Noise (WGN) has been used to simulate the AAA channel noise. The interference sources have been located towards the AAA side lobes. The beam of the AAA has been initially steered towards one of the interference sources. The independent WGN signals have been used to simulate the interferences. The informational signal has been steered in the $\theta = 0^\circ$ direction that is the normal to the AAA aperture.

The AAA simulation results are presented in Fig. 2. Here, the transient responses (enlarged, normal scaled, single-

experiment and 100 statistically independent experiment averaged) in the terms of the RP $F(\theta)$ towards each of the receiving signals are presented. The X-axis is marked in the numbers of the k samples. Because the weights are changed only once per N samples, the RP is not changed during these samples, the transient response curves are also changed in the discrete style only once per N samples.

The figures show that the AAA ensures about -90 dB steady-state RP levels (the value of the interference cancellation) in the directions of the sources of the interferences and redirects the AAA initial beam in the direction of the source of the informational signal during the adaptation that confirms the similar results for the other MMSE criterion AAA [8]. Besides, the steady-state interference cancellation is about a 3 dB better and the transient response duration is two times shorter of the real-valued arithmetic AAA comparing to those of the complex-valued antithetic AAA. These results also coincide with the similar results [14].

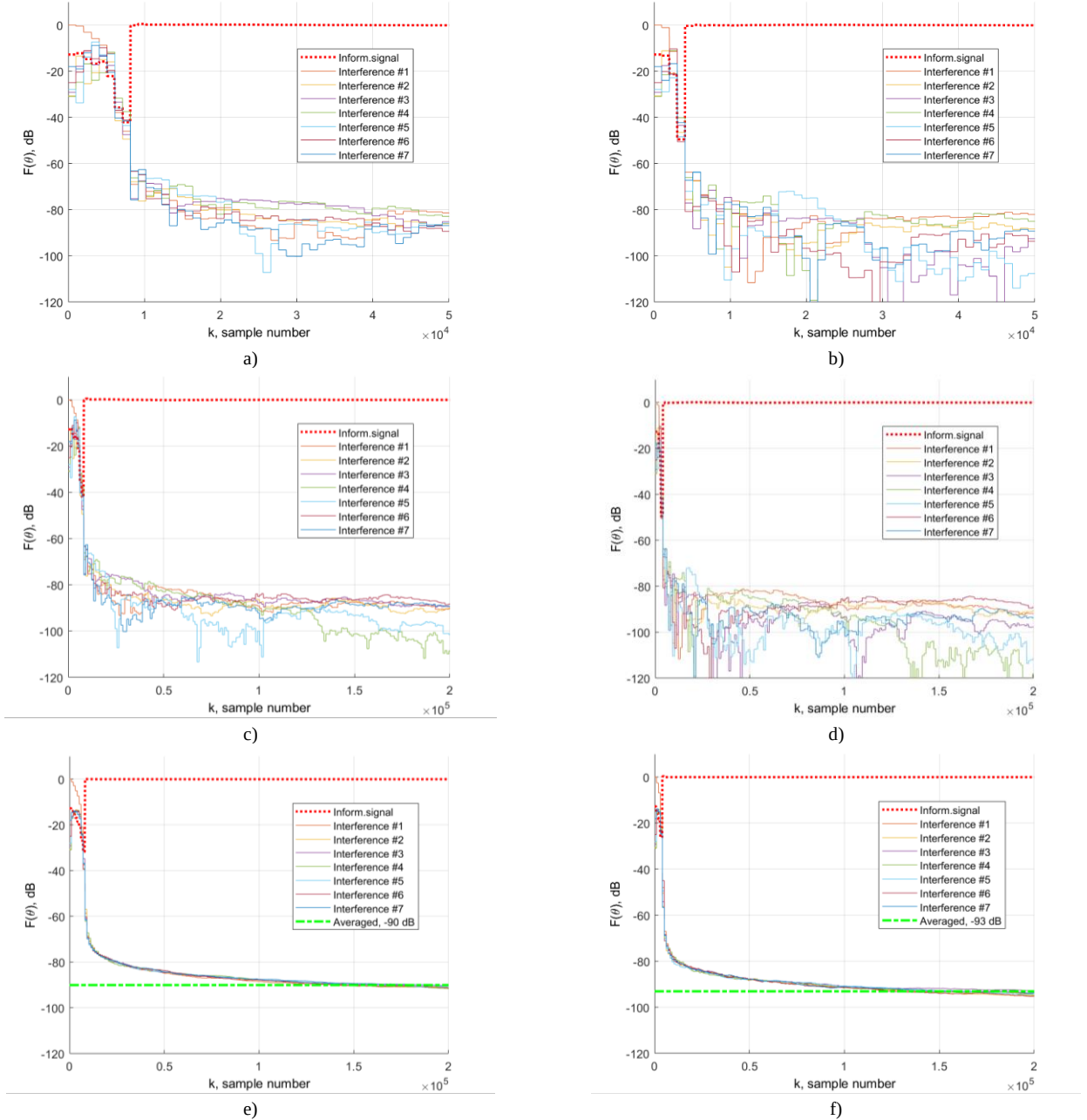


Fig. 2. RP transient responses: a) complex-valued weights AAA, 1 experiment, enlarged; b) real-valued weights AAA, 1 experiment, enlarged; c) complex-valued weights AAA, 1 experiment; d) real-valued weights AAA, 1 experiment; e) complex-valued weights AAA, averaged; f) real-valued weights AAA, averaged

If the RP of all antennas are the same, the influence of the mutual coupling can be represented as the linear combination of the same signals from all antennas scaled by the coupling weights. The same effect is achieved if the RP of each antenna is calculated in the presence of the rest antennas. In this case, the above-mentioned linear combinations can be substituted by one weight for each received signal, that is the value of the RP of the coupled antenna towards the signal source. The RP of the coupled antennas have different shapes comparing to the shapes of the antennas without mutual coupling. So, the influence of the mutual coupling is just scaling of the received signals by the different RP of the array antennas. This scaling does not affect the AAA performance. That was also confirmed by simulation.

IV. CONCLUSION

Thus, the AAA, which receives the informational signal with a low SNR, is presented in this paper. The AAA processes the MF output signals that increases the AAA channel output SNR and for the calculation of the weights AAA allows to use the adaptive algorithms, which are based on the MMSE criterion. Due to the usage of the desired signal, the AAA can reject the interferences at its output and maximize the informational signal due to the automatic redirection of the beam in the direction of the signal source if the source angular location is initially unknown or it is changed during the AAA operation. The MF operates at the signal sample rate. However, the AAA and its weight calculation operates at the N times slower rate. This significantly reduces the requirements to the computational power of the digital hardware which implements the considered AAA and the RLS algorithms for the AAA weights calculation in real time. The considered AAA can be used in the radio systems which receive the signals with a low SNR and operate in the interference scenario where the signal sources and the AAA are mobile.

REFERENCES

- [1] J. S. Williams, *Electronic scanned array design (radar, sonar and navigation)*. Scitech Publishing, 2021, 357 p.
- [2] R. T. Compton, *Adaptive antennas. concepts and performance*. Prentice Hall, 1988, 448 p.
- [3] J. E. Hudson, *Adaptive array principles*. The Institution of Engineering and Technology, 2007, 253 p.
- [4] V. I. Djigan. *Adaptivnaya fil'traciya signalov: teoriya i algoritmy* [Adaptive filtering: theory and algorithms]. Moscow: Technosphera Publisher, 2013, 528 p. (in Russian)
- [5] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, 5-th edition. Pearson Education, 2014, 889 p.
- [6] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, pp. 926–935, August 1972.
- [7] L. S. Resende, J. M. T. Romano, and M. G. Bellanger, "A fast least-squares algorithm for linearly constrained adaptive filtering," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, pp. 1168–1174, May 1996.
- [8] V. I. Djigan and V. V. Kurganov, "Least squares criterion adaptive filtering algorithms as tools for calibration of arrays with digital beamforming," *Proceedings of the IEEE Ukrainian Microwave Week*, Kharkiv, Ukraine, September 21 – 25, 2020, pp. 16–19.
- [9] R. Wu, W. Wang, D. Lu, L. Wang, and Q. Jia, *Adaptive interference mitigation in GNSS*, Springer, 2015, 274 p.
- [10] L. E. Varakin. *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami* [Communication systems with noise-like signals]. Moscow: Radio and Communication Publisher, 1985, 384 p. (in Russian)
- [11] J. Litva, Lo T.K.-Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Artech House, 1996, 301 p.
- [12] M. Dillinger, K. Madani, and N. Alonistiot, *Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions*, Wiley, 2007, 454 p.
- [13] K. C. Huang and C. C. Yen, "Adaptive beamforming with conjugate symmetric weights," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 39, pp. 926–932, July 1991.
- [14] V. I. Djigan, "Odd symmetry of weights vector of symmetrical antenna arrays with linear constraints," *Radioelectronics and Communication Systems*, vol. 61, pp. 249–257, June 2018.
- [15] Djigan V.I. "Some tricks of calculations in MIL RLS algorithm," *Proceedings of the 23-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2021)*, Moscow, Russia, March 24–26, 2021, 4 p.
- [16] A. D. Brown, D. Boeringer, and T. Cooke, *Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation*. CRC Press, 2012, 214 p.

Простой метод определения координат фазового центра антенны

О. А. Курдюмов

Научно-исследовательский институт космического приборостроения («НИИ КП»), Москва
uhf2006@rambler.ru

Аннотация. Знание положения фазового центра антенны (ФЦ) необходимо при проектировании антенных решеток, облучателей зеркальных и линзовых антенн, систем фазовой навигации.

Известен метод нахождения положения ФЦ, в котором снимаются зенитные сечения фазовой диаграммы направленности для ряда углов азимута. Далее методом наименьших квадратов разыскиваются координаты ФЦ, минимизирующие известную квадратичную форму. Однако этот метод не позволяет определить зависимость положения ФЦ от сферических координат, и дает результаты, не подтверждаемые экспериментом.

Представляет интерес разработка простого метода определения координат ФЦ, не требующего привлечения компьютерных средств для обработки результатов измерений. Кроме того, новый метод должен позволять проведение исследований зависимости положения ФЦ от сферических координат.

В докладе на основе теоретического анализа развит простой метод определения координат фазового центра антенны. Для вычисления положения ФЦ необходимо произвести симметричные повороты антенны на фиксированный зенитный угол и измерить фазы сигнала в этих положениях. Этот метод позволяет исследовать зависимость положения ФЦ от сферических координат. Он применим к любому типу антенн, независимо от их конструкции, свойств поляризации, симметричности ДН и других их характеристик.

Проведены экспериментальные исследования положений ФЦ некоторых типов микрополосковых антенн, которые подтвердили справедливость предложенного метода. При этом, метод наименьших квадратов дает значения положений ФЦ, не совпадающие с экспериментальными значениями и не зависящие от азимутального угла.

Показано направление уменьшения зависимости положения ФЦ от сферических координат. Это позволит повысить точность определения координат по сигналам навигационных спутников.

Исследована зависимость ФЦ антенны с одноточечным возбуждением от ее ориентации по азимуту и показано, что он смещается по z в пределах $\sim \pm 8,5$ мм. У антенны с четырехточечным возбуждением наблюдается более стабильное положение ФЦ, особенно при увеличении толщины подложки до 18 мм.

Ключевые слова: фазовая диаграмма направленности; фазовый центр; зенитный угол

I. ВВЕДЕНИЕ

Фазовый центр антенны (ФЦ) – это точка, в которую можно поместить одноточечный излучатель сферической волны, эквивалентный рассматриваемой антенной системе. Поверхности равных фаз в этом случае являются сферами.

Знание положения фазового центра необходимо при проектировании антенных решеток, облучателей зеркальных и линзовых антенн, систем фазовой навигации.

Реальные антенны отличаются от идеальных тем, что для них поверхности равных фаз не являются сферическими. В первую очередь это относится к антеннам эллиптической поляризации, которые используются в системах спутниковой навигации.

Однако, имеющиеся в литературе сведения о расчете и измерениях положений фазовых центров антенн с эллиптической поляризацией малочисленны и, как правило, связаны с весьма трудоемкими методами.

Вообще говоря, антенны с вращающейся поляризацией не имеют фазового центра, т.к. фаза принимаемого или излучаемого сигнала изменяется синхронно с изменением азимута, в пределах от 0 до 360° [1, 2].

Действительно, азимутальная составляющая электрического поля с вращающейся поляризацией

$$E_\alpha = (E_x \cos \alpha + j \sin \alpha) \cos \theta$$

при $E_x = E_y$ равна $E_\alpha = E_x e^{j\alpha} \cos \theta$.

В связи с этим для таких антенн понятие фазового центра заменяется понятием центра излучения. Этот факт часто игнорируется в зарубежных и отечественных публикациях, в которых утверждается, что при изменении, как угла места, так и азимута фазовый центр смещается не более чем на ± 1 мм.

В системах спутниковой навигации, использующих фазовые свойства принимаемых сигналов, азимутальный набег фазы вычитается из полной фазы сигнала. Оставшаяся часть фазы аналогична фазе сигнала, принимаемого антенной с фазовым центром, и можно говорить о его положении и об изменении его положения при изменении направления на источник излучения. В этом смысле центр излучения антенн с вращающейся поляризацией отождествляется с фазовым центром.

В данной работе рассматривается существующий метод обработки фазовых диаграмм направленности (ФДН), позволяющий извлекать информацию о трех координатах ФЦ, и выявляются его недостатки. Предлагается альтернативный простой метод определения координат ФЦ (ПМК).

На основе предложенного метода исследовано положение фазового центра некоторых типов микрополосковых антенн.

II. ИЗВЕСТНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ФЦ

В [3, 4] предлагается следующая схема нахождения координат ФЦ.

Производится снятие сечений ФДН в зависимости от зенитного угла для ряда дискретных значений угла α_i ($i = 1 \dots I_m$), ψ_i . В результате может быть записана система уравнений:

$$\psi_i = c_{1i}x_0 + c_{2i}y_0 + c_{3i}z_0 \quad (1)$$

$$i = 1 \dots I_m$$

Поскольку число неизвестных меньше числа уравнений система (1) в общем случае несовместна, и для ее решения применяется метод наименьших квадратов (МНК). Находится сумма по $i = 1 \dots I_m$ квадратов разностей: $\sum (c_{1i}x_0 + c_{2i}y_0 + c_{3i}z_0 - \psi_i)^2$ и проводится ее минимизация по координатам ФЦ x_0, y_0, z_0 .

Как показал опыт подобного решения, получаемая система уравнений в ряде случаев имеет определители, близкие к нулю; в таких случаях решение не имеет физического смысла.

В связи с этим необходимо найти другой алгоритм анализа ФДН.

III. АНАЛИЗ ПОЛОЖЕНИЯ ФЦ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ ФАЗЫ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПОСЛЕ ПОВОРОТА АНТЕННЫ

Рассмотрим, как изменяется фаза принимаемого сигнала при вращении приемной антенны с известным положением ФЦ. Обозначим координаты ФЦ антенны в исходном ее положении x_0, y_0, z_0 – рис. 1.

На этом рисунке ФЦ обозначен точкой М. Расстояние от начала системы координат до передающей антенны R , а до ФЦ – R_0 . Положение ФЦ в сферической системе координат определяется зенитным θ_0 и азимутальным α_0 углами.

В соответствии с рисунком декартовы координаты выражаются через сферические выражения:

$$x_0 = r_0 \cos \alpha_0 \quad (2)$$

$$y_0 = r_0 \sin \alpha_0 \quad (3)$$

$$z_0 = R_0 \cos \theta_0 \quad (4)$$

$$r_0 = x_0 \cos \alpha_0 + y_0 \sin \alpha_0 = R_0 \sin \theta_0 \quad (5)$$

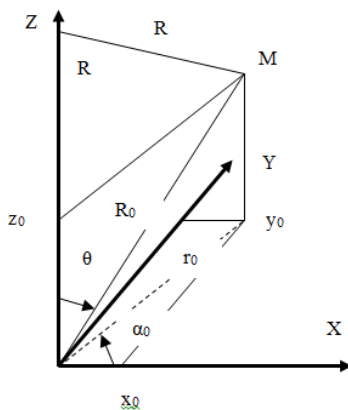


Рис. 1. Положение фазового центра антенны

Из (2)–(5) следует формула, позволяющая определить расстояние ФЦ от начала координат, R_0 , через линейную комбинацию его декартовых координат:

$$R_0 = z_0 \cos \theta_0 + (x_0 \cos \alpha_0 + y_0 \sin \alpha_0) \sin \theta_0$$

Расстояние R_1 от передающей антенны до ФЦ, определяющее фазу принимаемого сигнала, равно:

$$R_1 = \sqrt{(R - z_0)^2 + r_0^2}$$

Учитывая условие дальней зоны, действующее как при реальной работе, так и при снятии диаграммы направленности, $r_0, z_0 \ll R$, получим приближенное выражение:

$$R_1 \approx R - z_0 \quad (6)$$

Рассмотрим, как изменяется это расстояние при вращении антенны по углу θ , в пределах ее главного лепестка. Поворот антенны на угол θ вокруг оси Y приводит к преобразованию координат ФЦ:

$$x_1 = x_0 \cos \theta + z_0 \sin \theta$$

$$z_1 = -x_0 \sin \theta + z_0 \cos \theta$$

$$y_1 = y_0$$

Очевидно, что новое расстояние ФЦ от передающей антенны R_{11} будет выражаться формулой $R_{11} \approx R - z_1$, или, с учетом (6):

$$R_{11} = R + x_0 \sin \theta - z_0 \cos \theta$$

Изменение фазы принимаемого сигнала после рассматриваемого поворота будет равно:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (R_{11} - R_1) = \frac{2\pi}{\lambda} (z_0 - z_1) = \frac{2\pi}{\lambda} [z_0 (1 - \cos \theta) + x_0 \sin \theta]$$

Совершая два поворота на угол θ симметрично относительно начала координат, последовательно сложим и вычтем измеренные изменения фаз, ϕ_1 и ϕ_2 . Учитывая геометрическое расположение ФЦ относительно источника излучения, получим:

$$z_0 = -\frac{\lambda}{4\pi} \frac{\phi_1 + \phi_2}{1 - \cos \theta} \quad (7)$$

$$x_0 = -\frac{\lambda}{4\pi} \frac{\phi_1 - \phi_2}{\sin \theta} \quad (8)$$

Для нахождения координаты ФЦ – y_0 совершим поворот приемной антенны из ее исходного положения на угол $\alpha=90^\circ$ вокруг оси Z и затем на угол θ вокруг оси X.

Новые координаты ФЦ определяются следующим образом:

$$y_2 = y_0 \cos \theta - z_0 \sin \theta$$

$$z_2 = y_0 \sin \theta + z_0 \cos \theta$$

$$x_2 = x_0$$

Изменение фазы принимаемого сигнала в этом случае выразится формулой:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (z_0 - z_2) = \frac{2\pi}{\lambda} [z_0 (1 - \cos \theta) + y_0 \sin \theta]$$

Совершая, аналогично предыдущему два поворота на угол θ симметрично относительно начала координат и последовательно складывая и вычитая измеренные изменения фазы, ϕ_3 и ϕ_4 , получим:

$$z_0 = -\frac{\lambda}{4\pi} \frac{\phi_3 + \phi_4}{1 - \cos \theta} \quad (9)$$

$$y_0 = -\frac{\lambda}{4\pi} \frac{\phi_3 - \phi_4}{\sin \theta} \quad (10)$$

Совершая в дальнейшем повороты антенны на углы $\alpha = 180^\circ$, и $\alpha = 270^\circ$ и аналогично предыдущему – симметричные повороты по углу θ , можно исследовать зависимость положения ФЦ от азимутального угла.

Эти формулы позволяют для двух измеренных значений изменения фазы рассчитать координаты ФЦ, что намного проще метода наименьших квадратов, в котором координаты фазового центра можно найти только на основании набора измеренных значений фазы при разных углах α (сечений ФДН). При этом МНК не позволяет исследовать азимутальную зависимость положения ФЦ.

Следует отметить, что предлагаемый метод определения положения фазового центра антенны, относящегося к главному лепестку ДН, ПМК, применим к любому типу антенн независимо от свойств поляризации, симметричности ДН и других характеристик.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ФЦ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН

Рассмотрим экспериментальные результаты по определению положения ФЦ некоторых типов микрополосковых антенн (МПА) диапазона частот L1. Для определения координат ФЦ по формулам (7–10) используем вращения антенн по углу θ на $\pm 60^\circ$. Во всех экспериментах ось вращения опорно-поворотного устройства будем совмещать с геометрическим центром излучателя.

На рис. 2 показана МПА с одноточечным возбуждением на подложке высотой 6 мм. В табл. 1 представлены результаты определения положения ее ФЦ методами ПМК и МНК. Из этой таблицы видно, что по методу ПМК ФЦ этой антенны при изменении азимутального угла в пределах 0° – 360° перемещается по оси Z в пределах $\pm 8,3$ мм. Метод МНК дает определение положения ФЦ, не зависящее от угла α .

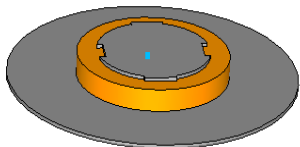


Рис. 2. Микрополосковая антенна с одноточечным возбуждением, диэлектрическая проницаемость подложки 9,6, диаметр подложки 43 мм, высота 6 мм

На рис. 3 показана МПА с четырехточечным возбуждением на подложке высотой 6 мм. В табл. 2 представлены результаты определения положения ее ФЦ методами ПМК и МНК. Из этой таблицы видно, что по методу ПМК ФЦ этой антенны при изменении

азимутального угла в пределах 0° – 360° перемещается по оси Z в пределах $\pm 5,2$ мм, а поперечные координаты ФЦ не изменяются. Метод МНК дает другое определение положения ФЦ, при этом не зависящее от угла α .

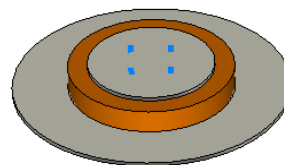


Рис. 3. Микрополосковая антенна с четырехточечным возбуждением, диэлектрическая проницаемость подложки 9,6, диаметр подложки 43 мм, высота 6 мм

ТАБЛИЦА 1. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ФЦ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ, ПОКАЗАННОЙ НА РИС.2, МЕТОДАМИ ПМК И МНК

α	ϕ_0	$\phi_{60^\circ} - \phi_0$	$\phi_{-60^\circ} - \phi_0$	z_0 , мм	x_0/y_0 , мм
0°	114°	$+12^\circ$	$+4^\circ$	-8,3	-2,4
90°	-147°	$+3^\circ$	-14°	5,7	5,1
180°	-70°	$+16^\circ$	$+5^\circ$	-10,9	3,3
270°	28°	0°	-7°	3,6	-2,1
МНК				-10,9	0/-1,7

На рис. 4 показана МПА с четырехточечным возбуждением с подложкой высотой 18 мм. Увеличение высоты МПА было сделано для уменьшения азимутальной зависимости положения ФЦ. В соответствии с теорией при толщине подложки $\sim \lambda/4$ (с учетом $\epsilon_{\text{эфф}}$) положение ФЦ не должно зависеть от угла α . В табл. 3 представлены результаты определения положения ее ФЦ методами ПМК и МНК. Из этой таблицы видно, что по методу ПМК ФЦ этой антенны при изменении азимутального угла в пределах 0° – 360° перемещается по оси Z в пределах $\pm 1,8$ мм. Увеличение высоты подложки, как и ожидалось, привело к уменьшению азимутальной зависимости положения ФЦ, но полной независимости при толщине подложки 18 мм достигнуть не удалось.

ТАБЛИЦА 2. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ФЦ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ, ПОКАЗАННОЙ НА РИС.3, МЕТОДАМИ ПМК И МНК

α	ϕ_0	$\phi_{60^\circ} - \phi_0$	$\phi_{-60^\circ} - \phi_0$	z_0 , мм	x_0/y_0 , мм
0°	-137°	$+9,5^\circ$	$+9,5^\circ$	-9,9	0
90°	-31°	$-0,5^\circ$	$-0,5^\circ$	0,5	0
180°	41°	$+8,5^\circ$	$+8,5^\circ$	-8,8	0
270°	127°	$0,5^\circ$	$0,5^\circ$	-0,5	0
МНК				-10,9	0/-1,7

Метод МНК, как и для других антенн, дает другое определение положения ФЦ, при этом не зависящее от угла α .

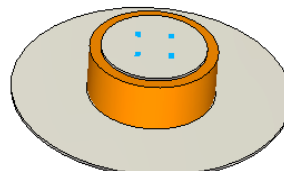


Рис. 4. Микрополосковая антенна с четырехточечным возбуждением, диэлектрическая проницаемость подложки 9,6, диаметр подложки 43 мм, высота 18 мм

Следует отметить, что по измеренным методом ПМК положениям ФЦ производились перемещения антенн в

ФЦ, которые показали справедливость этого метода с достаточной для практики точностью $\sim \pm 0,5$ мм.

ТАБЛИЦА III. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ФЦ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ, ПОКАЗАННОЙ НА РИС.4, МЕТОДАМИ ПМК И МНК

α	ϕ_0	$\phi_{60} - \phi_0$	$\phi_{-60} - \phi_0$	z_0 , мм	x_0/y_0 , мм
0°	-78°	+8°	+8°	-8,8	0
90°	12°	+5,5°	+5,5°	-5,7	0
180°	100°	+9°	+9°	-9,3	0
270°	-169°	7°	-7°	-7,3	0
МНК				-10,9	0/-1,7

Из описанных выше экспериментальных исследований можно сделать следующие выводы:

1. МНК дает значения положений ФЦ, не совпадающие с экспериментальными значениями и не зависящие от азимутального угла.
2. Положение ФЦ антенны с одноточечным возбуждением зависит от ее ориентации по азимуту: смещается по z в пределах $\sim \pm 8,5$ мм.
3. У антенны с четырехточечным возбуждением наблюдается более стабильное положение ФЦ, особенно при увеличении толщины подложки до 18 мм.
4. Предложенный в настоящей статье ПМК ФЦ антенны позволяет достаточно точно осуществлять их установку в ФЦ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Методы измерения характеристик антенн СВЧ /Под ред. Н.М. Цейтлина. Москва: Радио и связь, 1985. 367 с.
- [2] «Антенны эллиптической поляризации» Сборник статей. Перевод с англ. под ред. А.И. Шпунтова, Москва: ИИЛ, 1961. 358 с.
- [3] Лавров В.И., Кузовников А.В., Сомов В.Г. Оценка положения фазового центра в главных плоскостях фазовой диаграммы направленности. ОАО «Информационные спутниковые системы» им. Акад. М.Ф. Решетнева, Россия, Железногорск, Научная электронная библиотека кибернетики.
- [4] Патент РФ №2326393 / Миляев П.В., Миляев А.П., Морев В.Л., Калинин Ю.Н. «Способ определения положения фазового центра антенны». Опубликовано 2008.06.10

Новые широкополосные навигационные антенны

О. А. Курдюмов

Научно-исследовательский институт космического приборостроения («НИИ КП»), Москва
uhf2006@rambler.ru

Аннотация. Традиционное использование систем GPS и ГЛОНАСС, требует работы аппаратуры в диапазоне частот L1 шириной 2,3%, а в диапазоне частот L2–2,5%. С появлением системы GALILEO ширина рабочей полосы частот диапазона L1 возросла до 3,3%, а необходимость работы в диапазонах L3 и L5 приводит к возрастанию ширины низкочастотного диапазона до 7,5%.

Обычно используемые в малогабаритной приемной аппаратуре микрополосковые антенны не могут обеспечить удовлетворительные характеристики для работы в современной системе ГНСС. Поэтому актуальной стала задача разработки достаточно широкополосных малогабаритных антенн вращающейся поляризации, которые могли бы работать в диапазоне частот современной системы ГНСС.

В докладе предложен новый способ возбуждения кольцевой бегущей волны тока на периферии металлического диска, обеспечивающий излучение вытекающей волны. Эта волна возбуждается одним портом, в связи с чем, антенна называется АОПВ – антенна с односточечным периферийным возбуждением.

Проведены теоретические и экспериментальные исследования антенн с этим типом возбуждения.

Показано, что АОПВ удовлетворяют самым жестким требованиям по широкополосности характеристик для работы с современными системами ГНСС.

Ключевые слова: ГНСС; вытекающая волна; бегущая волна тока; пассивная нагрузка

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование сигналов современных глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) требует создания широкополосных приемных антенн. Традиционно использовались системы GPS и ГЛОНАСС, которые в диапазоне частот L1 занимали окно от 1575 МГц до 1612 МГц, т. е. 2,3%. С появлением системы GALILEO это окно расширилось в область низких частот до 1560 МГц; в результате полоса используемых частот составила уже 3,3%. Еще большее расширение полосы используемых частот произошло в нижнем частотном диапазоне. В начале диапазон частот L2 простирался от 1224 МГц до 1255 МГц, что составляло 2,5%. С появлением системы GALILEO, а также возможности работы в поддиапазонах частот L3 и L5 потребуется расширения полосы используемых частот от 1165 МГц до 1255 МГц, что составит уже 7,5%.

Поскольку к приемным устройствам спутниковой навигации обычно предъявляется требование малых габаритов, постольку общеупотребительными антеннами этих устройств стали микрополосковые антенны с односточечным возбуждением [1], выполненные на подложках из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью (5–20). В диапазоне L2 антенны обычно выполнялись на диэлектрике с $\epsilon=5$, а в диапазоне L1 – на диэлектрике с $\epsilon=10$. При этом первоначальные

требования широкополосности по согласованию с 50-Омными трактами легко выполнялись и с натяжкой выполнялись по широкополосности коэффициента эллиптичности. Использование антенн с двухточечным и четырехточечным возбуждением для получения высокого коэффициента эллиптичности приводило к невозможности выполнения даже первоначальных требований широкополосности.

Кроме микрополосковых антенн можно было бы использовать существенно более широкополосные спиральные антенны. Но они обладают большими габаритами. На навигационных спутниках для передачи сигналов используются именно такие антенны, но там отсутствует требование малогабаритности, что неприемлемо в мобильных приемных системах.

Поэтому актуальной стала задача разработки достаточно широкополосных малогабаритных антенн вращающейся поляризации, которые могли бы работать в диапазоне частот современной системы ГНСС.

Микрополосковые антенны относятся к классу резонансных антенн, с чем и связано ограничение полосы рабочих частот. Спиральные антенны принадлежат к классу антенн вытекающей волны, которые не связаны с какими-либо резонансными явлениями, и этим объясняется их широкополосность. В 2010 г. А.Е. Попугаев [2] предложил новую антенну вытекающей волны – антенну с многоточечным периферийным возбуждением (АМПВ). В дальнейшем механизм работы такой антенны был объяснен в наших работах [1,3]. Нами было показано, что излучение АМПВ, подобно излучению кольцевого витка с бегущей волной тока [4]. На периферии излучателя АМПВ, благодаря последовательному расположению возбуждающих проводников и их соответствующем фазировании, образуется кольцевая волна тока.

Такая антенна на диэлектрике с диэлектрической проницаемостью $\epsilon \approx 4,5$ показана на рис. 1. Диаметр отражателя 120 мм, диаметр антенного элемента 72 мм, высота антенного элемента над отражателем 14 мм, диаметр возбуждающих штырей 6 мм. Эта антенна охватывает диапазон частот L1, L2, L3, L5, т. е. работоспособна в любой из существующих навигационных спутниковых систем. Реализуется коэффициент усиления от 3 дБи до 6 дБи.

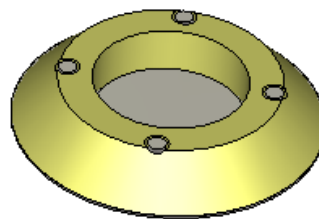


Рис. 1. АМПВ на стеклотекстолите (изучатель не показан)

Использование АМПВ решает проблему широкополосности, правда при этом увеличиваются габариты. Дополнительным недостатком таких устройств является необходимость диаграммообразующей амплитудно-фазовой схемы для квадратурного возбуждения четырех проводников. Эта схема должна содержать три моста – два с 90-градусным сдвигом между выходами и один мост с 180-градусным сдвигом.

Ее реализация требует создания габаритной высокочастотной платы и, кроме того, обладает недостаточно широкой полосой частот для реализации в полной мере свойств АМПВ. Недостатки узкополосности и габаритности устраняются с использованием импортной квадратурной микросхемы типа «квадрифиляра» SCQA-4-162+. Но, в настоящее время, эта микросхема для отечественных устройств не может быть использована. Поэтому возникает необходимость разработки аналога АМПВ с одноточечным (одно портовым) возбуждением, который мог бы работать в требуемых диапазонах частот с достаточно высоким коэффициентом эллиптичности. Решению этой проблемы посвящен настоящий доклад.

II. АНАЛОГ АМПВ С ОДНОТОЧЕЧНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И ПАССИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Как указывалось во введении, существо работы АМПВ состоит в возбуждении на периферии металлического диска кругового электрического тока. Можно возбудить такой ток одним портом, но для того чтобы обеспечить одно направленность этого тока из этого диска придется вырезать сектор (рис. 2).

Расчеты показывают, что при расположении возбуждающих проводников, показанном на рис. 1, перекрестное возбуждение краев разреза излучателя не превышает 0,3 %. Благодаря этому перекрестное возбуждение не сказывается на эллиптичности излучаемой волны.

Назовем эту антенну антенной с одноточечным периферийным возбуждением (АОПВ). Для того чтобы бегущая волна тока не отражалась от левого края разреза добавим вблизи него согласованную нагрузку (50-Омное сопротивление). Порт и сопротивление соединяются с излучателем с помощью тонких проводников. Для согласования антенны с трактом проводники располагаются на некотором расстоянии от краев разреза в диске. Излучатель расположен на диэлектрической пластине ($\epsilon=10$) диаметром 43 мм и высотой 12 мм.

Если выбрать диаметр излучателя немного меньше расчетного, то такую антенну легко настроить на согласование в нужном диапазоне частот с помощью прорезания щели в излучателе.

Частотная зависимость КСВН изображена на рис. 3, а зенитные диаграммы коэффициентов усиления и эллиптичности для крайних частот диапазона L1 – на рис. 4 и 5.

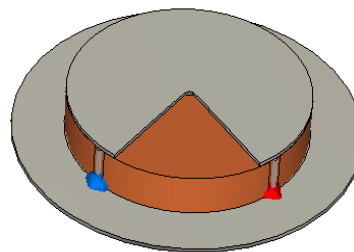


Рис. 2. АОПВ-излучатель в виде диска с вырезанным сектором

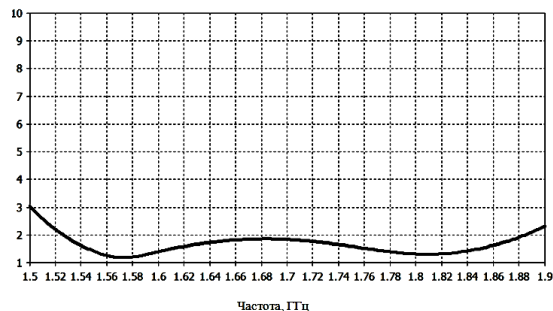


Рис. 3. КСВН АОПВ

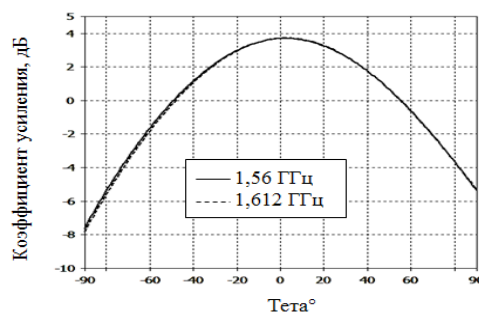


Рис. 4. Зенитная диаграмма коэффициента усиления

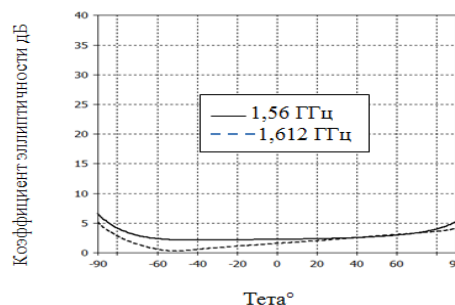


Рис. 5. Зенитная диаграмма коэффициента эллиптичности

Такая же антенна, работающая в диапазоне частот L2, L3, L5, имеет подложку диаметром 56 мм и высотой 20 мм и похожие характеристики.

Вместо 50-Омного сопротивления можно использовать второй порт (коаксиальный выход) и нагружать его на согласованную нагрузку. Возбуждение второго порта приводит к аналогичным характеристикам, но для левой вращающейся поляризации.

При увеличении диэлектрической проницаемости подложки размеры антенны изменяются не так сильно, как размеры микрополосковых антенн. Это связано с тем, что поле антенн вытекающей волны расположено преимущественно в свободном пространстве. Например, антенна на диэлектрике с $\epsilon=20$ имеет размеры $\phi 34 \times 10$ мм, но при этом значительно меньшее усиление (рис. 6).

Недостаток способа возбуждения кругового электрического тока с использованием пассивной нагрузки состоит в том, что существенная часть мощности гасится в этой нагрузке. Без нагрузки на излучателе возникает отраженная волна и, в результате, ухудшается эллиптичность.

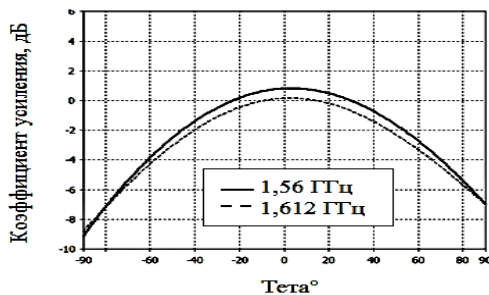


Рис. 6. Зенитные зависимости коэффициента усиления АОПВ на диэлектрике с $\epsilon=20$

III. АОПВ с ОДНОТОЧЕЧНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ВИБРАТОРОМ

Если вместо 50-Омной нагрузки использовать Г-образный излучатель (рис. 7), то удастся увеличить коэффициент усиления. Эта антенна требует увеличения высоты подложки до 20 мм. На рис. 8 приведена частотная зависимость КСВН этой антенны, а на рис. 9 и рис. 10 – зенитные диаграммы коэффициентов усиления и эллиптичности. Из сравнения рис. 4 и 9 видно, что замена нагрузки на дополнительный излучатель позволяет увеличить усиление на 3–4 дБ.

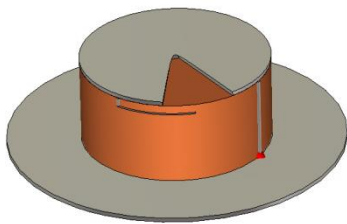


Рис. 7. АОПВ с Г-образным излучателем

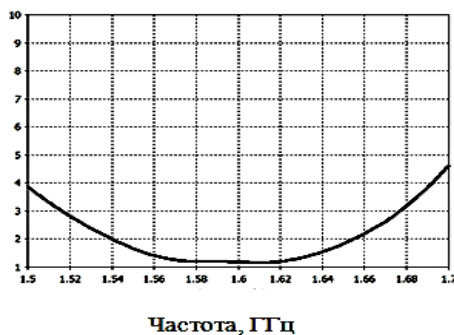


Рис. 8. КСВН АОПВ с Г-образным излучателем

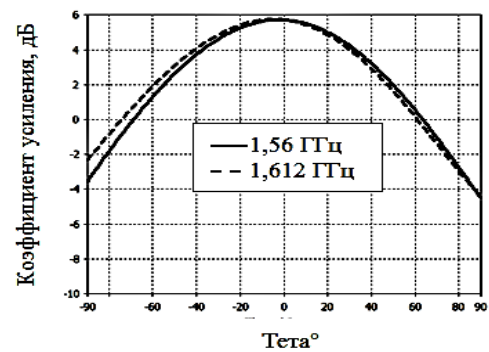


Рис. 9. Зенитная зависимость КУ АОПВ с Г-образным излучателем

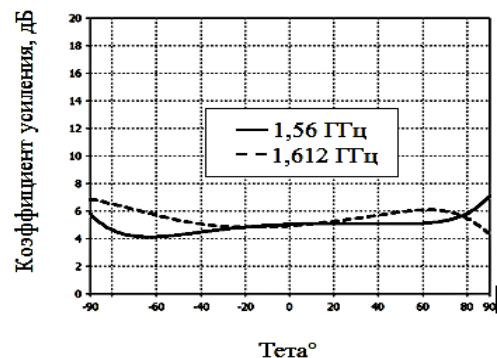


Рис. 10. Зенитные зависимости КЭ АОПВ с Г-образным излучателем

Преимущества этой антенны перед обычной микрополосковой антенной с одноточечным возбуждением – широкополосное согласование и широкополосное усиление и эллиптичность в диапазоне частот L1, что дает возможность работы со всеми спутниковыми системами. Преимущество этой антенны перед обычной АМПВ – отсутствие диаграммообразующих элементов типа SCQA-4-162+ или QCN-19. Недосток АОПВ – увеличенные габариты.

Как и в случае антенны с согласованной нагрузкой уменьшить габариты АОПВ можно, используя подложку со значением диэлектрической проницаемости равным 20. Диаметр подложки в этом варианте будет равен 33 мм, высота подложки – 15 мм. Коэффициент усиления антенны на диэлектрике с $\epsilon=20$ на 3 дБ ниже, чем у антенны с $\epsilon=10$, однако этого усиления вполне достаточно для устойчивой работы навигационного приемника.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА АОПВ

В связи с тем, что антенна предложена впервые, интересно было экспериментально проверить расчетные материалы. На рис. 11 приведена фотография макета антенны, соответствующей расчетной модели рис. 1. Габариты в точности соответствуют расчету. В диапазоне частот от 1,56 ГГц до 1,612 ГГц КСВН антенны не превышает 1,2, коэффициент усиления равен 5 дБ, а коэффициент эллиптичности 1,3 дБ.



Рис. 11. Экспериментальный макет АОПВ на диэлектрике с $\epsilon=9,6$
Габариты антенны $\phi 43 \times 12$ мм

Диаграмма КСВН приведена на рис. 12, а диаграмма направленности – на рис. 13.

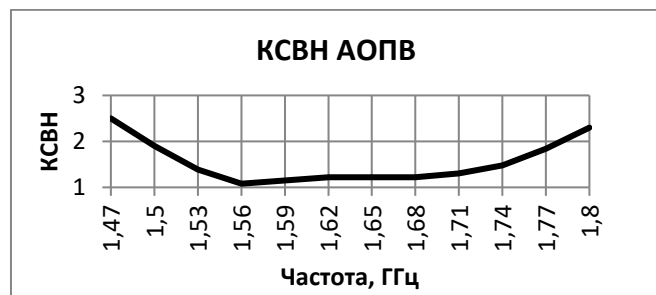


Рис. 12. Экспериментальная диаграмма КСВН макета АОПВ



Рис. 13. Зенитная ДН макета АОПВ на частоте 1,6 ГГц

Сравнивая расчетное значение коэффициента усиления (рис. 4) с экспериментальным значением (рис. 13), видим, что экспериментальное значение на 3 дБ выше. Это объясняется тем, что в эксперименте получены более низкие коэффициенты эллиптичности (1,3 дБ), по сравнению с расчетом (2,4 дБ) и ширина полосы согласования (по уровню $КСВН \leq 2$) в эксперименте уже (17 %), чем в расчете (21 %).

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в докладе расчетные и экспериментальные материалы свидетельствуют о высоком качестве предлагаемой антенны. По сравнению с обычно используемыми микрополосковыми антеннами АОПВ имеет превосходные характеристики в полосе частот всех современных систем ГНСС. Это позволяет рекомендовать ее использование в приемной спутниковой навигационной аппаратуре.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Шашков А.А., Курдюмов О.А., Сагач В.Е. «Антенны эллиптической поляризации в спутниковой навигации и телеметрии», Москва: Радиотехника, 2023. 175 с.
- [2] Попугаев А.Е., Разработка ГНСС антенн в институте интегральных схем (ИИС) имени Фраунгофера // Сборник материалов VI Международного научного конгресса, ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия», Министерство образования и науки российской федерации, Новосибирск, 2010 г., стр. 86-94.
- [3] Патент РФ №2620195 / Князев Н.Г., Ушко И.В., Сагач В.Е., Курдюмов О.А., Лопатко О.Е., Яскин Ю.С. «Резонансная антенна», опубликовано 15.02.16.
- [4] Драбкин А.Л., Зузенко В.Л. «Антенно-фидерные устройства». Москва: Госгортехиздат. 1961. 816 с.

Измерение и калибровка пеленгационных характеристик трехкоординатной моноимпульсной РЛС с ФАР S-диапазона

А. В. Сучков, Д. М. Иванов
ПАО «НПО «Алмаз» (ТОП «ЛЭМЗ»)
avsu@bk.ru, sector-20@ya.ru

Аннотация. Рассмотрены способы измерения и алгоритм калибровки пеленгационных характеристик трехкоординатной моноимпульсной радиолокационной станции (РЛС) с фазированной антенной решеткой (ФАР) S-диапазона. Целью калибровки является нахождение амплитудных и фазовых поправок для коэффициентов передачи суммарного и разностных каналов РЛС, позволяющих минимизировать влияние на точность пеленгации неидентичности комплексных коэффициентов передачи фидерных трактов, температурных воздействий, отказов фазовращателей и технологических разбросов ФАР. Работа предложенного алгоритма калибровки, реализованного с применением методов объектно-ориентированного программирования, основана на сравнении эталонных характеристик ФАР, измеренных на стенде ближнего поля, с экспериментальными данными, полученными при эксплуатации РЛС.

Ключевые слова: измерения радиотехнических характеристик антенн; фазированная антенная решетка; моноимпульсная пеленгация; пеленгационная чувствительность; диаграмма направленности; численное моделирование

1. ВВЕДЕНИЕ

Пеленгация целей, т.е. определение их угловых координат – азимута и угла места является одной из основных задач радиолокации. Измерение угловых координат осуществляется по пеленгационным характеристикам (ПХ), каждая из которых соответствует своей плоскости пеленгации [1]. В общем случае по крутизне ПХ и отношению сигнал/шум можно оценить точность измерения угловых координат. При фиксированном отношении сигнал/шум точность измерений будет выше при большей крутизне ПХ [2]. Форма и крутизна ПХ зависят не только от способа диаграммобразования [3], но и от параметров РЛС. Так в моноимпульсных системах [4] неидентичность комплексных коэффициентов передачи суммарного и разностного каналов вызывает снижение точности пеленгации. При этом фазированная антенная решетка (ФАР) также содержит большое количество элементов, которые не являются абсолютно идентичными из-за технологических разбросов, температурных воздействий, старения и др., что приводит к дополнительному снижению точности из-за ухудшения крутизны ПХ. Отмеченные проблемы можно решить путем калибровки характеристик радиолокационной станции (РЛС) с ФАР.

Обзор литературы показывает, что в зависимости от назначения системы и требуемой точности измерений применяют различные алгоритмы калибровки ПХ. Один из наиболее распространенных алгоритмов – метод наименьших квадратов, который основан на сравнении

истинных и измеренных значений пеленгов и введения поправочных коэффициентов устройства для уменьшения разницы между ними [1]. Другой метод калибровки заключается в корректировке фазового центра антенной системы. Он основан на изменении расположения приемных антенн относительно передающей и измерении разности фаз сигналов между ними [5]. Также в [2] рассмотрен метод калибровки уровня шумов, который позволяет уменьшить влияние шумовой составляющей на измерения пеленгов.

В докладе представлен алгоритм автоматической калибровки ПХ моноимпульсной РЛС с ФАР, позволяющий улучшить точность измерения угловых координат цели в условиях неидентичности комплексных коэффициентов передачи фидерных трактов суммарного и разностных каналов. Также рассмотрены возможные варианты измерения ПХ.

II. ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА S-ДИАПАЗОНА

Антенная система РЛС построена на базе серийной ФАР производства ООО «Резонанс». ФАР выполнена в виде 4 подрешеток (2×2), в состав каждой из которых входят 4-разрядные фазовращатели, модули управления фазовращателями, печатные излучатели, горизонтальные и вертикальные распределители мощности. Запитка подрешеток производится через суммарно-разностное устройство с помощью радиочастотных кабелей. Общий вид ФАР показан на рис. 1.



Рис. 1. Фазированная антенная решетка S-диапазона

Полотно ФАР образовано из 352 излучателей линейной поляризации (22 в Е-плоскости, 16 в Н-плоскости, по 88 элементов в каждой из подрешеток), размещенных в узлах прямоугольной сетки с шагом около половины длины волны по горизонтали и вертикали. ФАР содержит основной (суммарный – Σ)

канал и два разностных канала (азимутальный – Δ_a и угломестный – Δ_e). Четыре излучателя, размещенные в углах антенного полотна используются в качестве антенн компенсационных каналов РЛС.

III. ИЗМЕРЕНИЯ ПЕЛЕНГАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Измерения ПХ проводились на стенде ближнего поля при проверке характеристик ФАР, а также в дальней зоне при эксплуатации РЛС. ПХ моноимпульсной РЛС представляют собой функции вида:

$$S(\alpha) = \text{Re}[(\Delta_a(\alpha) C_{\Delta a}) / (\Sigma(\alpha) C_{\Sigma})], \quad (1)$$

$$S(\beta) = \text{Re}[(\Delta_e(\beta) C_{\Delta e}) / (\Sigma(\beta) C_{\Sigma})], \quad (2)$$

где $\Sigma(\alpha)$, $\Sigma(\beta)$ – комплексная суммарная диаграмма направленности (ДН), α – азимут, β – угол места, $\Delta_a(\alpha)$ – комплексная азимутальная разностная ДН, $\Delta_e(\beta)$ – комплексная угломестная разностная ДН, C_{Σ} , $C_{\Delta a}$, $C_{\Delta e}$ – комплексные коэффициенты передачи фидерных трактов суммарного и разностных каналов РЛС.

А. Измерения на стенде ближнего поля

Измерения эталонных характеристик ФАР проведены в ближней зоне излучения амплитудометрическим методом в соответствии с ГОСТ 8.309-78 [6] на автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе ТМСА 1.0-40.0 Б 056, представляющим собой планарный сканер. Результаты измерений приведены на рис. 2, 3 и в табл. 1.

Серии главных сечений суммарных и разностных ДН (рис. 2а, 2б) измерены при сканировании в секторе углов $\pm 45^\circ$ от нормали к раскрытию ФАР в горизонтальной (Е), вертикальной (Н) и диагональной плоскостях. Серии ПХ (рис. 2в, 2г) рассчитаны по соотношениям (1) и (2) для соответствующих сечений ДН при $C_{\Sigma} = C_{\Delta a} = C_{\Delta e} = 1$.

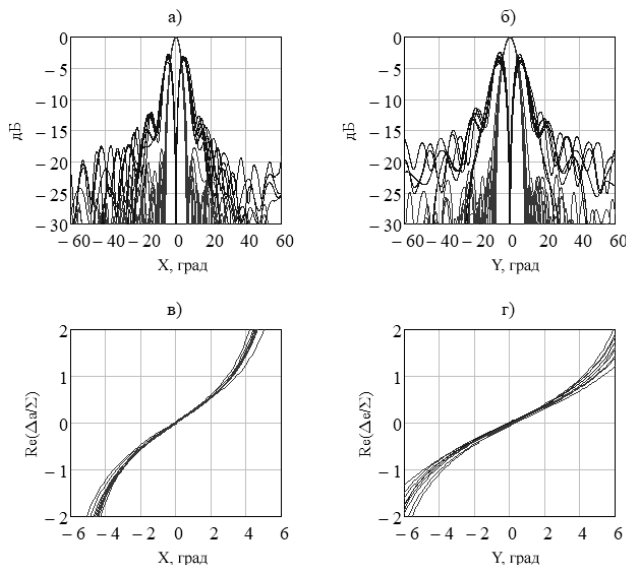


Рис. 2. Характеристики ФАР на центральной частоте f_0 : а) сечения ДН каналов « Σ » и « Δ_a » в азимутальной плоскости; на горизонтальной оси отложены углы прихода сигнала, на вертикальной оси отложены нормированные амплитуды сигналов в децибелах; б) сечения ДН каналов « Σ » и « Δ_e » в угломестной плоскости; на горизонтальной оси отложены углы прихода сигнала, на вертикальной оси отложены нормированные амплитуды сигналов в децибелах; в) сечения действительной части отношения комплексных ДН каналов « Δ_a » и « Σ » в азимутальной плоскости; г) сечения действительной части отношения комплексных ДН каналов « Δ_e » « Σ » в угломестной плоскости

Эталонные ПХ на рис. 3 сформированы путем осреднения рассчитанных характеристик на нижней f_n , центральной f_0 и верхней f_v частотах рабочего диапазона.

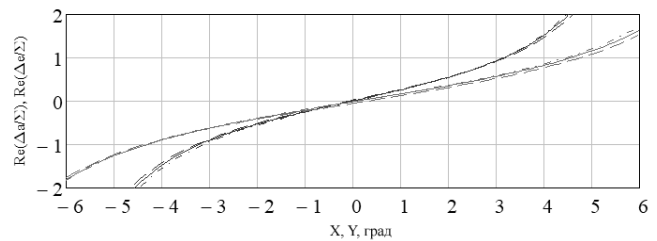


Рис. 3. Эталонные ПХ, сформированные в азимутальной (расположены выше при положительных значениях X) и угломестной плоскостях (расположены ниже при положительных значениях Y) на нижней (штриховые линии), центральной (сплошные линии) и верхней (штрихпунктирные линии) частотах

Для удобства представления результатов на рис. 2 и 3 введены нормализованные угловые координаты:

$$X = (\alpha - \alpha') \cos \alpha', \quad (3)$$

$$Y = (\beta - \beta') \cos \beta', \quad (4)$$

где α' , β' – направления максимумов ДН в азимутальной, угломестной плоскостях, соответственно.

ТАБЛИЦА I. ИЗМЕРЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФАР

Наименование характеристики	Измеренное значение		
	f_n	f_0	f_v
1 Ширина ДН в Е-плоскости, град	$6,7 \pm 1,2$	$6,6 \pm 1,3$	$6,5 \pm 1,3$
2 Ширина ДН в Н-плоскости, град	$9,2 \pm 1,7$	$9,1 \pm 1,7$	$9,0 \pm 1,7$
3 Макс. УБЛ в Е-плоскости, дБ	$-20,3 \pm 2$	$-20,6 \pm 2$	$-20,2 \pm 2$
4 Макс. УБЛ в Н-плоскости, дБ	$-22,9 \pm 2$	$-21,4 \pm 2$	$22,1 \pm 2$
5 Глубина нуля ДН Δ_a , дБ	$33,5 \pm 7$	$34,1 \pm 7$	$36,7 \pm 6$
6 Глубина нуля ДН Δ_e , дБ	34 ± 9	$34,7 \pm 6$	$37,3 \pm 7$
7 Пересечение ДН Σ и Δ_a , дБ	$-4,3 \pm 0,4$	$-4,3 \pm 0,3$	$-4,3 \pm 0,2$
8 Пересечение ДН Σ и Δ_e , дБ	$-4,7 \pm 0,3$	$-4,5 \pm 0,2$	$-4,5 \pm 0,4$
9 СКО установки луча, град	0,24	0,22	0,21

* Измерения характеристик ФАР выполнены при сканировании в секторе углов $\pm 45^\circ$ от нормали к раскрытию ФАР в горизонтальной, вертикальной и диагональной плоскостях; СКО – среднеквадратичное отклонение

Коэффициент усиления ФАР, измеренный на частотах f_n , f_0 и f_v методом сравнения с эталонной антенной [7], составляет не менее 24,8 дБ.

В. Измерения в дальней зоне

Измерения в дальней зоне при эксплуатации РЛС проводили в следующей последовательности. При помощи мачты, расположенной на удалении $R \approx 20$ м от ФАР, на высоте $h \approx 4$ м относительно фазового центра устанавливали измерительную антенну П6-23М, подключенную к генератору сигналов Agilent MXG N5183A, формирующему непрерывный сигнал на одной из частот: f_n , f_0 , f_v . С помощью азимутального механического привода РЛС ориентировали ФАР на измерительную антенну в направлении α . Далее сканировали лучом в вертикальной плоскости и ортогональной ей плоскости, имеющей наклон по углу места $\beta = \text{arctg}(h/R)$, фиксируя при этом амплитуды и фазы сигналов, принимаемых по суммарному и разностным каналам РЛС. Зависимость амплитуд и фаз соответствующего канала от нормализованной координаты в плоскости сканирования согласно (3) и (4) представляет собой главное сечение ДН.

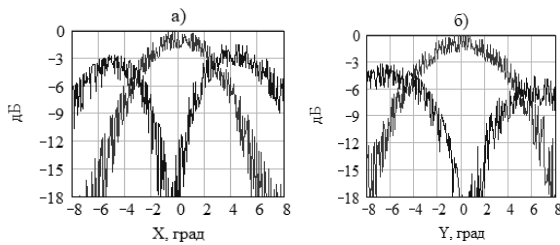


Рис. 4. Результаты измерений в дальней зоне: а) сечения ДН каналов «Σ» и «Δ_а» в азимутальной плоскости; на горизонтальной оси отложены углы прихода сигнала, на вертикальной оси отложены нормированные амплитуды сигналов в децибелах; б) сечения ДН каналов «Σ» и «Δ_а» в угломестной плоскости; на горизонтальной оси отложены углы прихода сигнала, на вертикальной оси отложены нормированные амплитуды сигналов в децибелах

Действительная часть отношения измеренных комплексных сигналов ДН в соответствии с (1) и (2) являются ПХ $S(\alpha)$ и $S(\beta)$.

IV. КАЛИБРОВКА ПЕЛЕНГАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

А. Алгоритм калибровки

Выбранный алгоритм калибровки относится к классу алгоритмов минимизации среднеквадратичной ошибки. Работу алгоритма рассмотрим применительно к ПХ в азимутальной плоскости. Неидентичность комплексных коэффициентов передачи фидерных трактов, обращаясь к формуле (1), обозначим следующим образом:

$$C_{\Delta a} / C_{\Sigma} = A_{\text{err}} \cdot \exp(\varphi_{\text{err}}), \quad (5)$$

где A_{err} и φ_{err} – неидентичность суммарного и разностного каналов по амплитуде и фазе.

В процессе работы алгоритма осуществляется перебор пар амплитуда-фаза (A, φ) для каждой из которой вычисляется квадратичное отклонение между измеренной в дальней зоне ПХ с введенной поправкой и эталонной ПХ $S_0(\alpha)$:

$$D_i = [S_0(\alpha_i) - S(\alpha_i) \cdot A \cdot \exp(\varphi)]^2, \quad (6)$$

где $i = 1, 2 \dots n$, n – количество разбиений линейного участка δ ПХ на отрезке $[-\delta/2, \delta/2]$.

Пара A, φ при которой достигается минимум суммы $D_1 + D_2 + \dots + D_n$, является искомым значением. При введении комплексной поправки с найденными коэффициентами устраняется неидентичность фидерных трактов суммарного и разностного каналов.

Калибровка производится в следующей последовательности:

- формирование эталонных ПХ путем осреднения характеристик, измеренных в ближней зоне;
- перебор комплексных коэффициентов, и расчет квадратичного отклонения между эталонной характеристикой и заданной, умноженной на комплексный коэффициент $A \cdot \exp(\varphi)$;
- поправка заданной ПХ на комплексный коэффициент $A \cdot \exp(\varphi)$, при котором достигнут минимум суммы $D_1 + D_2 + \dots + D_n$ квадратичных отклонений;
- проверка качества калибровки путем сравнения измеренных и ожидаемых значений пеленгов.

В случае если качество калибровки не удовлетворяет требованиям к точности измерения угловых координат цели, то может потребоваться повторная калибровка.

В. Результаты калибровки

На рис. 5 представлены эталонная ПХ (штриховая линия), ПХ, измеренная в дальней зоне (сплошная линия), и характеристика, полученная после работы алгоритма (обозначена точками). Точность пеленгации [4, 8] по азимуту и углу места показана на рис. 6.

Измерения характеристик, приведенных на рис. 5, 6 проведены при отношении сигнал/шум около 20 дБ. При увеличении отношения сигнал/шум наблюдается улучшение точности пеленгации до значений, сравнимых с среднеквадратичным отклонением (СКО) установки положения главного луча ДН ФАР.

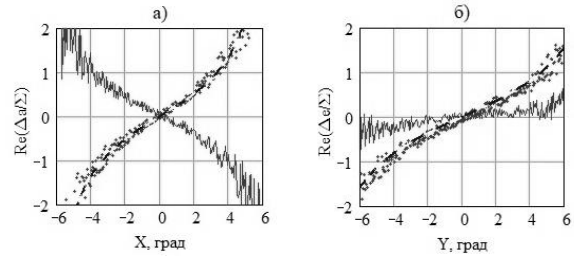


Рис. 5. ПХ до и после калибровки: а) сечения действительной части отношения комплексных ДН каналов «Δ_а» и «Σ» в азимутальной плоскости; б) сечения действительной части отношения комплексных ДН каналов «Δ_а» «Σ» в угломестной плоскости

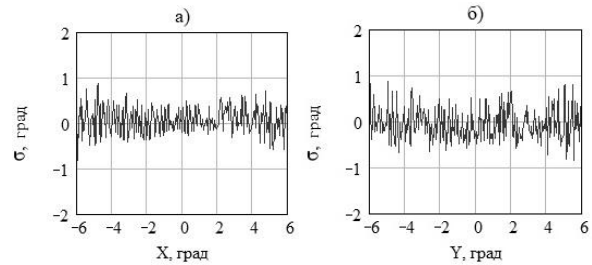


Рис. 6. Точность пеленгации σ – разность между значениями углов полученных по измеренной и эталонной характеристикам в зависимости от значений угла эталонной характеристики: а) в азимутальной плоскости, $A = 0.2$ дБ, $\varphi = -134^\circ$; б) в угломестной плоскости, $A = 1.5$ дБ, $\varphi = -76^\circ$

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлены способы измерения и алгоритм калибровки ПХ моноимпульсной РЛС с ФАР S-диапазона. Предложенный алгоритм калибровки позволяет повысить точность пеленгации в условиях неидентичности комплексных коэффициентов передачи фидерных трактов, температурных воздействий, отказов фазовращателей и технологических разбросов ФАР.

Дальнейшие перспективы исследований, по мнению авторов, могут быть связаны с повышением крутизны ПХ путем независимой оптимизации [8, 9] суммарной и разностных ДН ФАР.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Авторы выражают благодарность главному научному сотруднику ПАО «НПО «Алмаз» (ТОП «ЛЭМЗ») Б. М. Вовшину, д-ру технических наук, за ценные советы при проведении исследования и оказанную помощь при написании настоящей статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Meikle H. Modern radar systems. 2d edition. Boston: Artech house, 2008. 701 p.
- [2] Вовшин Б.М. Теоретические основы радиолокационного наблюдения целей. М.: ПАО "НПО "Алмаз", 2022. 312 с.
- [3] Hansen R.C. Phased array antennas. 2d edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & sons, inc., 2009. 547 p.
- [4] Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация / 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.
- [5] Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 320 с. Методика выполнения измерений для определения параметров по полю в раскрыве. ГОСТ 8.309-78.
- [6] Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. М.: Радиотехника, 2015. 416 с.
- [7] Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d edition. New York: McGraw-Hill book company, 1993. 1511 p.
- [8] Kinsey R. An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse // IEEE trans. antennas propagat. 1999. V. 47. No 3. P. 474-481.

Способ температурной коррекции калибровки активных фазированных антенных решеток

К. Д. Зайков, К. А. Ярков, Ф. Н. Захаров

*Научно-исследовательский институт Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники, г. Томск
Kirill.d.zaikov@tusur.ru*

Аннотация. В настоящее время активные фазированные антенные решетки (АФАР) применяются во многих научных и прикладных направлениях и задачах. После изготовления АФАР калибруется, но при эксплуатации точность формирования луча диаграммы ухудшается, ввиду ухода температуры, для минимизации данного эффекта необходимо проводить температурную коррекцию. Для измерения и получения калибровочных коэффициентов во всём множестве рабочих температур больших АФАР с большим количеством антенных элементов потребуется громоздкая и дорогостоящая термокамера. По результатам обзора не были найдены технические решения, которые бы позволили производить температурную коррекцию без изготовления безэховой термокамеры. Настоящая работа направлена на представление способа, который позволит снизить сложность температурной коррекции калибровки АФАР в режимах приёма и передачи без использования дорогостоящей безэховой термокамеры. Представленный способ позволяет учесть взаимное влияние между излучателями, исключить необходимость одновременного излучения передающей АФАР, а также получение калибровочных коэффициентов и коэффициентов термокомпенсации калибровки без использования безэховой термокамеры. Представленный метод может быть применён для совмещённых антенных решёток, где одно антенное полотно используется как в режиме приём, так и в режиме передачи.

Ключевые слова: АФАР, калибровка, термокомпенсация, безэховая термокамера

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время активные фазированные антенные решетки (АФАР) применяются во многих научных и прикладных направлениях и задачах, например, радиолокаций и сотовая связь. Не секрет, что ключевое преимущество применения АФАР возможность формирования луча диаграммы направленности в пространстве.

Эксплуатация систем с использованием АФАР, как правило, неизбежно связана с изменением температуры окружающей среды, нагревом активных элементов в СВЧ-трактах. Активные фазированные антенные решетки при изготовлении калибруются на заводе изготовителе при нормальных условиях или приближенных к нормальным. При эксплуатации ввиду изменения температуры точность формирования луча диаграммы ухудшается, а также происходит искажение формы диаграммы. Данные эффекты происходят из-за теплового ухода параметров элементов диаграммообразующей схемы и как результат изменение геометрии питающих линий.

Для решения данной проблемы используют температурную коррекцию калибровки активных фазированных антенных решёток.

Калибровка радиотехнических трактов частично обеспечивает компенсацию температурных искажений. При этом известные способы калибровки СВЧ-трактов не учитывают взаимное влияние между антенными элементами, которое также искажает форму и направление диаграммы направленности. Для одновременного учёта взаимного влияния между антенными элементами АФАР и компенсации температурных искажений требуется безэховая термокамера с радиопрозрачным окном и дистанционно управляемым опорно-поворотное устройство.

Для измерения и получения калибровочных коэффициентов во всём множестве рабочих температур больших АФАР с большим количеством антенных элементов потребуется громоздкая и дорогостоящая термокамера.

Настоящая работа направлена на представление способа, который позволит снизить сложность температурной коррекции калибровки АФАР в режимах приёма и передачи.

Во второй главе работы представлен результат обзора существующих способов их особенности и недостатки применительно к поставленной задаче. В третьей главе представляется разработанный способ температурной коррекции калибровки, структурная схема проведения измерений. В заключении будут коротко освещены достоинства представленного способа.

II. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ СПОСОБОВ

В ходе обзора были рассмотрены способы калибровки АФАР с последующей температурной коррекцией. Среди этих способов хотим выделить несколько из них [1 – 4].

Существуют способы калибровки для специфических конструкций АФАР. Так, например, способ, зарегистрированный в США [1]. Данный способ подходит для АФАР, у которой приёмопередатчики подключаются к излучающим элементам через сплиттер и ферритовый фазовращатель. Данный способ не может быть использован для классической АФАР, когда усилители размещаются в каждый канал приёмопередатчика.

В США был зарегистрирован способ [2], в котором предлагается формировать калибровочную таблицу каналов приёмника и передатчика АФАР. К преимуществам данного метода можно отнести учёт взаимного влияния между излучателями.

Во Франции зарегистрирован способ [3]. Особенностью данного способа является отсутствие измерения АФАР в целом, калибровочная таблица получается путём моделирования и уточняется по измерениям в узловых точках АФАР. К недостатку данного метода можно отнести вычислительную сложность, которая будет пропорциональна точности получения калибровочной матрицы.

Наиболее удачное техническое решение раскрыто Российскими авторами в [4]. Данный способ, учитывает взаимное влияние между антенными элементами и позволяет исключить излучение АФАР.

Особенностью данного метода является отсутствие излучения передающей частью АФАР, измерение диаграммы направленности излучателей в составе решётки производится в режиме приёма с последующей нормировкой.

Существенный недостаток данных способов заключается в том, что для измерения и калибровки диаграммы направленности во всем множестве диапазона рабочих температур необходимо использовать громоздкую безэховую термокамеру, стоимость которой будет неоправданно большой.

III. РАСКРЫТИЕ СУЩНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

Представляемый способ направлен на исключение использования безэховой термокамеры, при этом учитывается взаимное влияние между излучателями, исключается необходимость излучение передающей АФАР всеми излучателями одновременно, а также получение калибровочных коэффициентов и коэффициентов термокомпенсации калибровки.

Измерение калибровочных коэффициентов каждого ППМ во всем множестве рабочих температур $t_{\text{раб}} \in [t_{\text{min}}, t_{\text{max}}]$ не отличается от стандартных способов калибровки трактов в малой термокамере. По результатам такой калибровки получается таблица калибровочных коэффициентов от параметров частота/температура приёмных и передающих трактов $k_{\text{пр}}(t_{\text{раб}})$, $k_{\text{пер}}(t_{\text{раб}})$ включая настройку приёмников и передатчиков при температуре $t_{\text{изм}} \in t_{\text{раб}}$ $k_{\text{пр}}(t_{\text{изм}})$, $k_{\text{пер}}(t_{\text{изм}})$.

Отметим, что здесь и далее будут приводиться выкладки и формулы для одной частоты.

Рассмотрим структурную схему измерительного оборудования предлагаемого способа, рис. 1. На рисунке изображены следующие структурные блоки и сокращения:

- Коммут. – коммутатор сигнала несущей частоты;
- Цирк. – циркулятор;
- ИКА – измерительное устройство комплексной амплитуды сигнала;
- Втор. Ант. – второстепенная антенна;
- ПК – персональный компьютер;
- ОПУ – опорно-поворотное устройство;
- АР – антенная решётка;
- АЭ – антенный элемент;
- ППМ – приёмопередающий модуль;
- ДТ – датчик температуры;
- ФСН – формирователь сигнала несущей частоты;
- N – количество трактов ППМ.

При измерении диаграммы направленности излучателей предполагается размещать АФАР в безэховой камере на опорно-поворотном устройстве при фиксированной температуре $t_{\text{изм}}$. Антенное полотно размещается в дальней зоне относительно второстепенной антенны, координаты центра антенного полотна предполагаются точно известными, а координаты каждого излучателя вычисляются с помощью САПР в персональном компьютере для всевозможных пространственных направлений полотна.

Для измерения диаграммы направленности излучателей при фиксированной температуре $t_{\text{изм}}$ персональный компьютер управляет коммутатором таким образом, чтобы сигнал с ФСН направлял сигнал на второстепенную антенну. Также персональный компьютер подключает $n^{\text{й}}$ измеряемый канал приёмопередатчика, $n \in [1, N]$. Информация о комплексной амплитуде принятого сигнала АФАР $s_{\text{пр } i}(\theta, \varphi)$ передаётся на персональный компьютер, где i – номер канала.

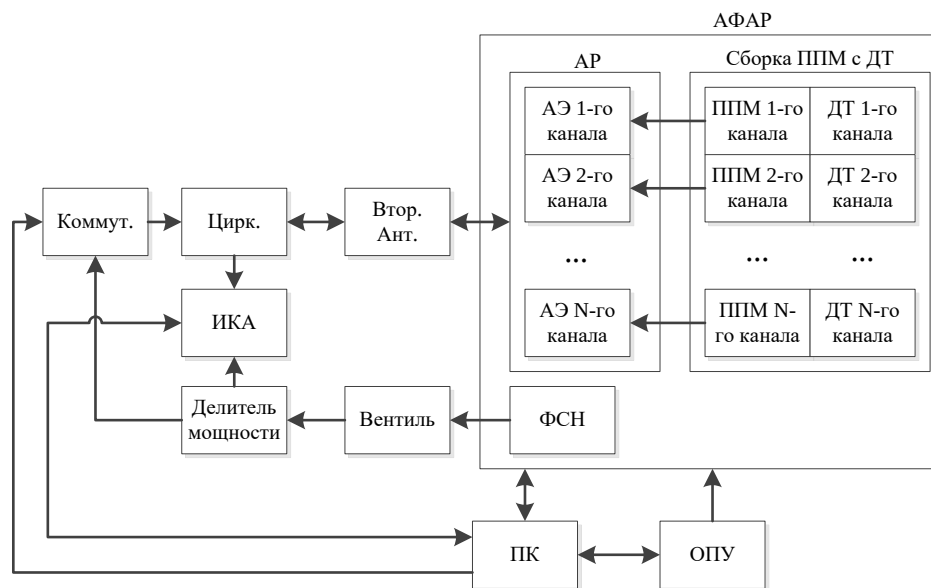


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

Данные измерения проводятся для всех пространственных направлений θ, φ во всех возможных установках аттенюатора и фазовращателя измеряемого приёмного канала.

Отметим, что к достоинству данного способа измерений относится учёт взаимного влияния между антенными элементами, поскольку измерения диаграммы направленности антенных элементов производится в составе решётки. Данный метод измерения в литературе называется метод активных парциальных диаграмм (англ. Active-Element Pattern Method) [5].

Комплексная амплитуда принятого сигнала АФАР измеряется для каждого канала отдельно. Данное упрощение сделано на основе анализа способов проектирования ППМ АФАР. При проектировании ППМ разработчик стремится минимизировать взаимное влияние между каналами ППМ. Также в известной математической модели АФАР В.Л. Гостюхина [6] начитывается взаимное влияние между каналами ППМ, что позволило пренебречь взаимным влиянием между трактами ППМ.

Далее вычисляется относительный комплексный коэффициент канала $k_{np\ n,1}(t_{изм})$ по формуле [7]:

$$\dot{k}_{np\ n,1}(t_{изм}, \theta, \varphi) = \left\langle \frac{s_{np\ n}(\theta, \varphi)}{s_{np\ 1}(\theta, \varphi)} \right\rangle = |k_{np\ n,1}| \exp(j\Delta\varphi_{np\ n,1}),$$

где $\langle \rangle$ – знак усреднения.

Полученное значение для первого канала нормируется на максимальное значение среди всех пространственных направлений, и получают нормированную зависимость комплексного коэффициента передачи первого приемного канала $K_{np1}(\theta, \varphi)$.

Затем рассчитываются комплексные калибровочные коэффициенты каждого ППМ относительно первого ППМ антенны по формуле [7]:

$$A_{np\ n,1}(t_{изм}, \theta, \varphi) = \frac{1}{|k_{np\ n,1}|} \exp(j(\Delta\varphi_{n,1} - \Delta\varphi_{np\ n,1}))$$

где $\Delta\varphi_{n,1}$ – разность фазы волны между n -м и 1-м излучателями до второстепенной антенны.

После чего рассчитываются диаграммы направленности излучателей по формуле [7]:

$$f_{np\ n}(t_{изм}, \theta, \varphi) = Q(t_{изм}, \theta, \varphi) \exp\left(-j\left(\Delta\varphi_{n,1} - 2\pi \frac{d_{n,1}}{\lambda} \sin \gamma_n(\theta, \varphi)\right)\right)$$

где $d_{n,1}$ – удаление n -го излучателя от 1-го, $\gamma_n(\theta, \varphi)$ – угол между направлением на второстепенную антенну и нормалью к раскрытию полотна АФАР из точки расположения n -го излучателя, $Q(t_{изм}, \theta, \varphi)$ – множитель рассчитываемый по формуле [7]:

$$Q(t_{изм}, \theta, \varphi) = K_{np1}(\theta, \varphi) A_{np\ n,1}(t_{изм}) k_{np\ n,1}(\theta, \varphi).$$

Диаграмма направленности АФАР в режиме приёма рассчитывается по формуле [7]:

$$F_{np}(\theta, \varphi, t_{раб}) = \sum_{n=1}^N \frac{k_{np\ n}(t_{раб}, \theta, \varphi)}{k_{np\ n}(t_{изм}, \theta, \varphi)} W_n(\theta_T, \varphi_T) f_{np\ n}(t_{изм}, \theta, \varphi)$$

где (θ_T, φ_T) – требуемое направление диаграммы направленности АФАР, N – число излучателей АФАР; $W_n(\theta_T, \varphi_T)$ – диаграммообразующий множитель на прием сигнала с требуемого углового направления, учитывающий расположение n -го излучателя.

Для калибровки передающих трактов АФАР персональный компьютер, размыкает цепь делитель мощности – циркулятор. Персональный компьютер отключает все ППМ, кроме калибруемого канала, и считывает значение комплексной амплитуды $s_{nep}(\theta, \varphi)$ с ИКА. Данные измерения проводятся для всех пространственных направлений θ, φ во всех возможных установках аттенюатора и фазовращателя измеряемого приёмного канала.

Аналогичным образом для передающей части АФАР рассчитывается комплексный коэффициент канала $k_{nep\ n,1}$ по формуле [7]:

$$\dot{k}_{nep\ n,1}(t_{изм}, \theta, \varphi) = \left\langle \frac{s_{nep\ n}(\theta, \varphi)}{s_{nep\ 1}(\theta, \varphi)} \right\rangle = |k_{nep\ n,1}| \exp(j\Delta\varphi_{nep\ n,1}).$$

Полученное значение для первого канала нормируется на максимальное значение среди всех пространственных направлений, и получают нормированную зависимость комплексного коэффициента передачи первого приемного канала $K_{nep1}(\theta, \varphi)$.

Затем рассчитываются комплексные калибровочные коэффициенты каждого ППМ относительно первого ППМ антенны $B_{nep}(t_{изм}, \theta, \varphi)$ по формуле [5]:

$$B_{nep\ n,1}(t_{изм}, \theta, \varphi) = \frac{1}{|k_{nep\ n,1}|} \exp(j(\Delta\varphi_{n,1} - \Delta\varphi_{nep\ n,1})).$$

Диаграмма направленности АФАР в режиме передачи рассчитывается по формуле [5]:

$$F_{nep}(\theta, \varphi, t_{раб}) = \sum_{n=1}^N \left[\frac{k_{nep\ n}(t_{раб}, \theta, \varphi)}{k_{nep\ n}(t_{изм}, \theta, \varphi)} B_{nep\ n,1}(t_{изм}, \theta, \varphi) \cdot W_n(\theta_T, \varphi_T) f_{np\ n}(\theta, \varphi) \right]$$

Таким образом, представлена методика температурной коррекции калибровки АФАР в режимах приёма и передачи. К особенностям данного способа относятся:

- исключение использования беззеховой термокамеры;
- учёт взаимного влияния между излучателями;
- отсутствие излучения передающей АФАР всеми излучателями одновременно.

Представленный метод может быть применён для совмещённых антенных решёток, где одно антенное полотно используется как в режиме приёма, так и в режиме передачи.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленный способ благодаря измерениям калибровочных коэффициентов всех приемопередающих модулей позволяет исключить измерения диаграммы направленности АФАР в сборе в дискретном множестве рабочих температур.

Способ позволяет снизить затраты, связанные с разработкой и построением громоздкой, дорогостоящей безэховой термокамеры с радиопрозрачным окном.

Предлагаемый способ промышленно применим, так как для его реализации могут быть использованы типовые приборы, широко используемые при настройках и измерениях устройств радиоэлектроники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Патент США 6172642 / Radar system having a ferroelectric phased array antenna operating with accurate, automatic environment-calibrated, electronic beam steering, № 09/128,639, опубл. 09.01.2001, 5 с.
- [2] On-site calibration of array antenna systems: пат. 10663563 США, № 15/715,568 ; заявл. 26.06.2017 ; опубл. 26.05.2020, 26 с
- [3] Патент Франции 2949610 / Procédé d'elaboration d'une table de calibration relative a une antenne reseau et dispositif correspondant, опубл. 05.08.2011, 26 с.
- [4] Патент РФ 2620961 / А.А. Безуглов, А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, А.С. Помысов, В.В. Шацкий, С.А. Шелкоплясов. Способ определения диаграммы направленности активной фазированной антенной решетки: опубл. 30.05.2017, Бюл. № 16. 19 с.
- [5] Takamizawa, Koichiro. Analysis of Highly Coupled Wideband Antenna Arrays Using Scattering Parameter Network Models. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004. Vita. Abstract. Includes bibliographical references.
- [6] Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решётки / под ред. В.Л. Гостюхина. Изд. 3-е перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2011. 304 с.
- [7] Патент РФ 2793571 / А.А. Безуглов, А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, А.С. Помысов, В.В. Шацкий, С.А. Шелкоплясов. Способ определения характеристик диаграммы направленности активной фазированной антенной решетки, опубл. 04.04.2023, Бюл. № 10, 15 с.

Исследование точности определения диэлектрических свойств порошковых материалов при использовании измерителя на основе полосковой линии при неоднородном заполнении

Н. В. Дударев, Д. С. Клыгач, М. Г. Вахитов, С. В. Дударев, А. В. Дударев

ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)», г. Челябинск

E-mail: dudarevnnv@susu.ru

Аннотация. Современное состояние развития радиоэлектронной промышленности требует применения высококачественной электронной элементной базы и высокоточной измерительной аппаратуры. Высокие требования по качеству и точности изготовления предъявляются к применяемым материалам. Широкое применение в радиоэлектронике получили диэлектрические материалы. В связи с этим, все более актуальной становится задача точного измерения основных их свойств: диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь в широком диапазоне частот. Особая актуальность оценки диэлектрических свойств радиоматериалов связана с этапом разработки, когда исследуемое вещество находится зачастую в порошковом состоянии. Решение подобной задачи позволяет синтезировать порошковые материалы с заданным значением относительной диэлектрической проницаемости. Авторами настоящей работы представлено новое компактное устройство на базе полосковой линии передачи, предназначенное для измерения диэлектрических свойств порошковых материалов методом Николсона–Росса–Вейера и проведены исследования погрешности измерения их свойств при разной степени заполнения измерителя.

Ключевые слова: СВЧ-измерения; метод Николсона–Росса–Вейера; S-параметры; порошковые материалы

I. ВВЕДЕНИЕ

Диэлектрические материалы широко распространены в современной радиоэлектронике: телекоммуникационное, измерительное оборудование, системах навигации и управления воздушным движением и т. д. В данном оборудовании диэлектрические материалы применяются в составе антенно-фидерных трактов: диаграмообразующих схем, согласующих топологий, печатных антенн, фильтрующих структур. Наблюдается тенденция постепенного освоения более высокочастотных диапазонов радиочастот. В связи с этим возникает необходимость повысить требования к точности определения параметров используемых диэлектрических материалов. Основной проблемой, связанной с применением диэлектрических материалов, без должной степени исследований, в составе

перечисленных СВЧ устройств, является отклонение значения их относительной диэлектрической проницаемости от расчетного значения. Подобные отклонения приводят к рассогласованию СВЧ устройств, потерям мощности, которая рассеивается в СВЧ тракте в виде тепла. Как следствие, повышается вероятность высокочастотного пробоя СВЧ устройства, снижается общий эксплуатационный его ресурс. В связи с необходимостью обеспечения характеристик диэлектрических материалов на достаточном для реализации СВЧ устройств уровне развилось новое направление: материаловедение в области высоких частот. Целью данного направления является исследование применяемых в СВЧ устройствах материалов, позволяющее на этапе разработки СВЧ устройств учесть диэлектрические характеристики применяемых материалов. В настоящий момент существует множество методов и техник измерения диэлектрических параметров материалов в широком диапазоне частот [1–4]. Одним из наиболее популярных способов является метод Николсона–Росса–Вейера, позволяющий оценивать диэлектрические свойства материалов при измерении S-параметров в комплексной форме [5–8]. В ранее опубликованной статье авторами настоящей работы было представлено новое компактное устройство на базе полосковой линии передачи, предназначенное для измерения диэлектрических свойств порошковых материалов методом Николсона–Росса–Вейера [9]. В рамках данной статьи проводятся исследования, направленные на определение степени влияния наличия воздушных зазоров заполненного порошком измерителя на точность определения характеристик измеряемого порошкового диэлектрика.

II. КОНСТРУКЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Для измерения диэлектрических свойств порошковых материалов разработан измеритель на основе симметричной полосковой линии с воздушным заполнением [9]. Он состоит из симметричной полосковой линии 1, размещенной в металлическом корпусе 2 и двух высокочастотных разъемов 3, подключенных к противоположным концам полосковой линии. При этом для обеспечения доступа к измерительной полости в конструкции корпуса применена съемная крышка 4 (рис. 1).

Эта работа была выполнена в Южно-Уральском государственном университете (Национальном исследовательском университете) при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект No. 21-79-10115, <https://rscf.ru/project/21-79-10115/>).

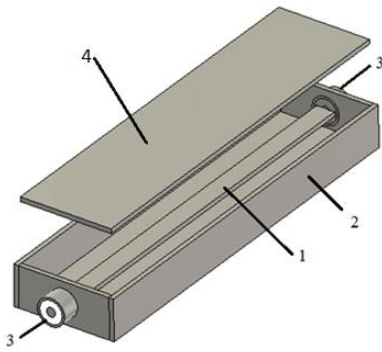


Рис. 1. Конструкция устройства для измерения диэлектрических свойств порошковых материалов на базе полосковой линии передачи

При экспериментальном исследовании измеритель подключается разъёмами 3 (рис. 1) к векторному анализатору цепей способному осуществлять измерения коэффициента передачи (S_{21}) и коэффициента отражения (S_{11}) измерителя. Например, можно использовать ОБЗОР-1300.

Порошок помещается в измерительную область. В идеальном случае он должен занять всю полость. Тем не менее, с учетом человеческого фактора возможны случаи неполного заполнения измерительной области, что обуславливает формирование ярко выраженных неоднородностей среды, заполненных воздухом (рис. 2).

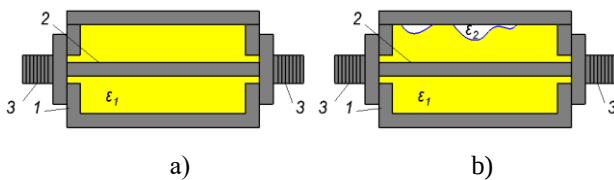


Рис. 2. Возможная структура заполнения измерительной области: а) однородное заполнение (идеальный вариант), б) неоднородное заполнение

Ниже представлена методика определения диэлектрической проницаемости порошка при наличии воздушных неоднородностей в измерительной области.

III. СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

Суть метода определения диэлектрической проницаемости состоит в измерении амплитудного и фазового значения элементов матрицы рассеяния: коэффициента передачи (S_{21}) и коэффициента отражения (S_{11}) при прохождении тестового сигнала через замкнутую линию передачи (рис. 2). При этом измерения осуществляются сначала без образца тестируемого материала и с образцом. Расчет диэлектрической проницаемости проводится методом Николсона–Росса–Вейера [5, 6, 7, 8, 10].

Для тестового микроволнового сигнала электрическая длина z образца испытываемого материала определяется в соответствии с соотношением:

$$z = \exp \left[-\frac{j\omega d}{c} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \right], \quad (1)$$

где ω круговая частота, рад/сек, c – скорость света в вакууме, м/с, d – толщина материала, м, μ_r – относительная проницаемость, ϵ_r относительная диэлектрическая проницаемость.

Коэффициент отражения Γ исследуемого порошкового материала (при толщине материала $d \rightarrow \infty$) для радиочастотного сигнала, распространяющегося от источника, определяется согласно выражению:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_1}{Z + Z_1} = \frac{\sqrt{\mu_r / \epsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r / \epsilon_r} + 1}, \quad (2)$$

где Z – волновое сопротивление коаксиальной линии, заполненной исследуемым материалом, Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии с воздушным заполнением.

Частотно-зависимые комплексные коэффициенты передачи (S_{21}) и отражения (S_{11}) определяются следующими соотношениями:

$$S_{21}(\omega) = \frac{(1 - \Gamma^2)z}{1 - \Gamma^2 z^2}, \quad (3)$$

$$S_{11}(\omega) = \frac{(1 - z^2)\Gamma}{1 - \Gamma^2 z^2}, \quad (4)$$

Представим сумму и разность коэффициентов матрицы рассеяния следующим образом:

$$V_1 = S_{21} + S_{11}. \quad (5)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11}. \quad (6)$$

Мы вводим коэффициент X :

$$X = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2}. \quad (7)$$

Коэффициент отражения Γ и электрическая длина z образца испытываемого материала определяются следующим образом:

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1}. \quad (8)$$

$$z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - V_1 \Gamma}. \quad (9)$$

Используя вышеприведенные формулы (5–13), можно вывести финальные соотношения для электрической и магнитной проницаемости:

$$\frac{\mu_r}{\epsilon_r} = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right)^2 = c_1. \quad (10)$$

$$\mu_r \epsilon_r = - \left\{ \frac{c}{\omega d} \ln(1/z) \right\}^2 = c_2. \quad (11)$$

$$\mu_r = \sqrt{c_1 c_2}. \quad (12)$$

$$\epsilon_r = \sqrt{\frac{c_2}{c_1}}. \quad (13)$$

Данная математическая модель корректна для однородного заполнения порошком всей измерительной полости, что было подтверждено ранее [9].

IV. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПРИ НЕПОЛНОМ ЗАПОЛНЕНИИ

При неполном заполнении порошковым материалом измерительной полости необходимо учитывать неоднородность исследуемой среды. В основе математической модели рассматриваются формулы для диэлектрической проницаемости смеси материалов, состоящей из порошка и воздуха [11]. В модели предполагается, что все частицы материала одинакового размера имеют сферическую форму.

Допустим, что ε_1 – это диэлектрическая проницаемость воздуха (внешней среды), а ε_2 – диэлектрическая проницаемость порошкового материала (внутренней среды), пусть материал находится во внешнем поле $\vec{F}$, которое равно среднему значению поля $\vec{E}$. Тогда, согласно [11]:

$$\vec{E} = \frac{3\varepsilon_1}{2\varepsilon_1 + \varepsilon_2} \vec{F}. \quad (14)$$

Для нахождения $\vec{E}$, осуществляется усреднение значение поля по объему V . В общем случае, для порошкового материала, разность $\vec{D} - \varepsilon_1 \vec{E} \neq 0$ (данное допущение принято в связи с тем, что материал имеет порошковую структуру, а не твердый материал). Величина поля, распределенная в каждой частице, определена выражением:

$$\frac{1}{V} \int (\vec{D} - \varepsilon_1 \vec{E}) dV = \vec{D} - \varepsilon_1 \vec{E}. \quad (15)$$

В общем случае средние значения полей в полученной смеси связаны друг с другом следующим образом:

$$\vec{D} = \varepsilon_{CM} \vec{E}, \quad (16)$$

где ε_{CM} – диэлектрическая проницаемость смеси материалов. Преобразуем формулу (16) и выражаем $\vec{E}$ из (14) мы получаем:

$$\begin{aligned} \vec{D} = \varepsilon_{CM} \vec{E} \rightarrow \vec{D} - \varepsilon_1 \vec{E} &= \varepsilon_{CM} \vec{E} - \varepsilon_1 \vec{E} \rightarrow \vec{D} - \varepsilon_1 \vec{E} = \\ &= (\varepsilon_{CM} - \varepsilon_1) \left(\frac{2\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{3\varepsilon_1} \right) \vec{E}. \end{aligned} \quad (17)$$

Интеграл может быть записан в виде:

$$\frac{1}{V} \int (\vec{D} - \varepsilon_1 \vec{E}) dV = (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \vec{E}. \quad (18)$$

В результате получено следующее выражение:

$$\varepsilon_{CM} = \varepsilon_1 + c \frac{3\varepsilon_1(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}{\varepsilon_2 + 2\varepsilon_1}. \quad (19)$$

V. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

Исследование электрических характеристик предлагаемого измерительного устройства проводилось с использованием компьютерного моделирования в программе ANSYS HFSS. Аналогичным образом было проведено исследование электрических характеристик измерительного устройства, когда оно было заполнено порошком с различной относительной диэлектрической проницаемостью (от 1 до 10) [9]. В то же время в компьютерной модели исследуемый порошковый материал был представлен в виде модели – однородной изотропной среды с четко определенным значением диэлектрической проницаемости. Результаты моделирования представлены в виде элементов матрицы рассеяния (S_{11} – коэффициент отражения, S_{21} – коэффициент пропускания) (рис. 3–6).

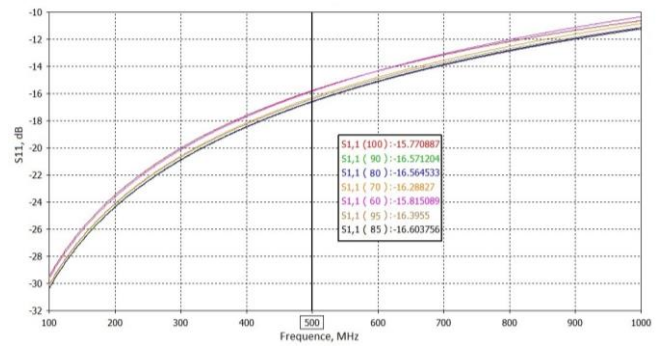


Рис. 3. Зависимость коэффициента отражения измерительного прибора в диапазоне частот при разной доле его заполнения порошком

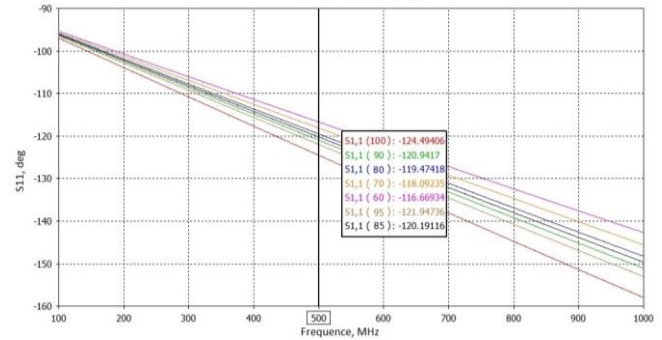


Рис. 4. Зависимости фазы коэффициента отражения измерительного прибора в диапазоне частот при разной доле его заполнения порошком

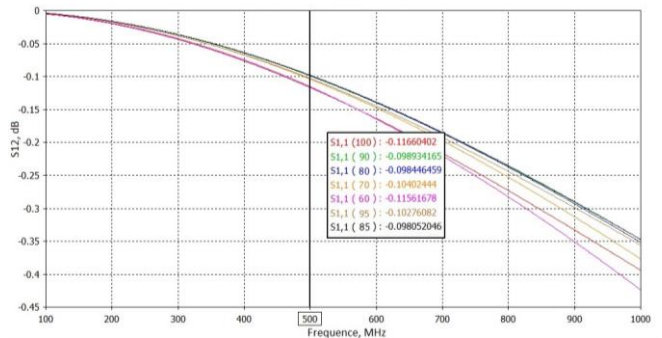


Рис. 5. Зависимости амплитуды коэффициента пропускания измерительного прибора в диапазоне частот при разной доле его заполнения порошком

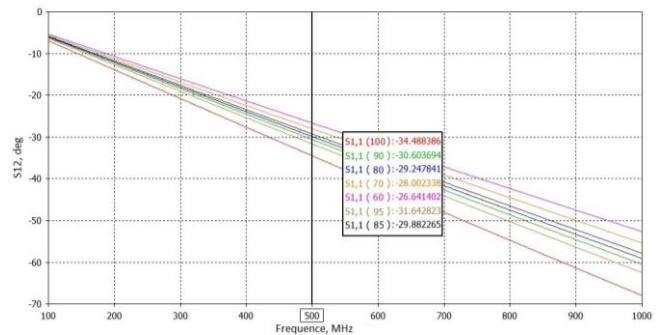


Рис. 6. Зависимости фазы коэффициента пропускания измерительного прибора в диапазоне частот при разной доле его заполнения порошком

Из результатов компьютерного моделирования следует, что при изменении заполнения порошковым материалом объёма измерителя от 100 % до 60 % наблюдается изменение коэффициента отражения с минус 16,6 дБ до минус 15,8 дБ на частоте 500 МГц и коэффициента усиления с 0,09 дБ до минус 0,11 дБ на той же частоте. Также из представленных электрических характеристик предлагаемого устройства следует отсутствие резонансных зависимостей, а также плавное изменение амплитудно-фазовых зависимостей коэффициентов пропускания и отражения в диапазоне частот. Используя формулы (5–13), мы рассчитали диэлектрическую проницаемость среды на основе значений элементов матрицы рассеяния (табл. 1).

ТАБЛИЦА 1. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ СРЕДЫ В МОДЕЛИ

f, MHz	Процент заполнения измерителя порошком, %							
	100	95	90	85	80	75	70	60
500	10,2	10,12	10,01	9,2	9,05	8,92	8,85	8,1
1000	10,2	10,08	10,0	9,1	8,8	8,85	8,8	8,0
200	10,2	10,15	10,03	9,4	9,1	9,0	8,9	8,4

Результаты моделирования показывают, что отклонения в расчетах относительной диэлектрической проницаемости заполняющей среды симметричной полосовой линии, выполненных по методу Николсона–Росса–Вейера при размере воздушных неоднородностей менее 10 % от общего объёма измерительной полости не превышают 2 %. При этом точность измерений поддерживается в широком диапазоне частот (от 100 до 1000 МГц).

VI. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОРОШКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Для апробации результатов моделирования проведены экспериментальные исследования измерителя диэлектрической проницаемости порошков, на основе симметричной полосковой линии с воздушным заполнением (рис. 7а).

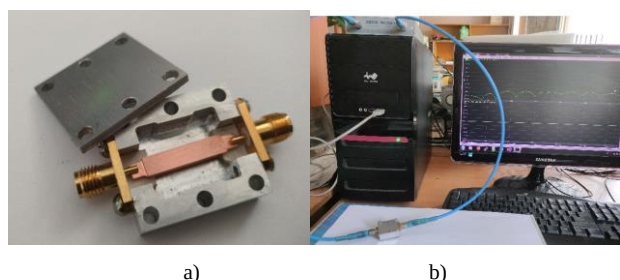


Рис. 7. Измеритель на основе полосковой линии а) и его подключение к векторному анализатору цепей ОБЗОР-1300 б)

В состав экспериментальной установки входит векторный анализатор цепей ОБЗОР-1300 (рис. 7б), работающий в двух портовом режиме. В качестве наполнителя использовали порошковый материал $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$. Эксперимент состоял в последовательном заполнении воздушной полости измерителя порошком при изменении его объёмной составляющей. В ходе эксперимента осуществлялось заполнение измерительной полости разными по количеству порциями порошка $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$: от 100 % до 60 %. При этом за 100 % принималось такое количество порошка, которое с учетом его химического состава должно занять всю внутреннюю полость полностью устраняя сколь-

нибудь значительные воздушные полости. Измерения с внесением того же количества порошка дублировались несколько раз. В процессе исследований осуществлялось измерение элементов матрицы рассеяния (коэффициент отражения S_{11} , коэффициент передачи S_{21}) (табл. 2).

ТАБЛИЦА 2. ЭЛЕМЕНТЫ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА НА ОСНОВЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ, ЗАПОЛНЕННОМ ПОРОШКОМ $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$

№	Процент заполнения, %	S_{11} , dB	S_{21} , dB	S_{11} , deg	S_{21} , deg	ϵ
1	100	-15,5	-0,2	-127	-34,2	10,2
	90	-15,9	-0,2	-123	-30,1	10,0
	80	-16,1	-0,18	-119	-29,7	9,7
	70	-16,5	-0,17	-117	-28,0	9,1
	60	-16,5	-0,15	-116	-26,7	8,7
2	100	-15,9	-0,14	-127	-32,7	10,2
	90	-15,7	-0,19	-124	-29,7	10,0
	80	-16,5	-0,19	-120	-29,5	9,6
	70	-15,7	-0,19	-118	-28,4	9,2
	60	-16,3	-0,17	-115	-27,1	8,8
3	100	-15,3	-0,2	-125	-34,5	10,2
	90	-15,9	-0,19	-124	-30,7	10,0
	80	-16,5	-0,18	-121	-29,3	9,7
	70	-15,7	-0,16	-119	-28,0	9,2
	60	-16,2	-0,16	-115	-26,7	8,7

Используя метод Николсона–Росса–Вейера (5–13), рассчитана относительная диэлектрическая проницаемость для порошка $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$ (табл. 2).

Полученные данные свидетельствуют о значительной степени повторяемости результатов при повторном измерении одного количества порошка. При этом сравнение экспериментальных данных, полученных при разном количестве порошка, продемонстрировало уменьшение точности определения диэлектрической проницаемости $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$ при использовании стандартных методик расчета, не учитывающих неоднородность измеряемой среды. Результаты исследований свидетельствуют, что при объёме воздушных полостей менее 10 % от общего объёма измеряемой области, отклонение в точности определения диэлектрической проницаемости порошка минимальна (не превышает 5 %).

VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Теоретические и практические исследования, представленные в статье, направлены на определение степени влияния на точность измерения параметров диэлектрических порошков, формируемых при их неравномерном заполнении воздушных полостей, в полости измерителя на основе воздушной полосковой линии. Проводится поиск допустимых объёмов данных неоднородностей, не оказывающих существенное влияние на точность определения параметров измеряемого порошка. Приводится математическая модель для неоднородного заполнения, позволяющая на этапе моделирования оценить степень влияния неоднородностей на точность определения характеристик измеряемого материала. Последующие экспериментальные исследования макета подтверждают адекватность математической модели и свидетельствуют о стабильности результата измерений. При этом при размере неоднородностей, не более 10 % от общего объёма измерительной полости погрешности определения диэлектрических характеристик не превышает 5 %. Таким образом, на основании проведенного теоретического исследования можно

сделать выводы о высоком потенциале применения предлагаемого устройства для измерения диэлектрических свойств порошковых материалов методом Николсона–Росса–Вейера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] E. Handoko, A.M. Mangasi, S. Iwan, M. Randa, M. Alaydrus, "Measurement of complex permittivity and permeability of hexagonal ferrite composite material using a waveguide in microwave band," *Proceeding - 2016 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications, ICRAMET 2016*, article № 7849576, pp. 28-30.
- [2] D.S. Klygach, M.G. Vakhitov, D.A. Zhrebtsov, O.A. Kudryavtsev, N.S. Knyazev, A.I. Malkin, "Investigation of electrical parameters of corundum-based material in X band," *J. Mater. Sci. Mater. Electron.* 28 (18) (2017) 13621–13625.
- [3] S. Sano, A. Tsuzuki, A. Gotou, "Microwave absorption measurement of titania powders at elevated temperature with circular wave-guide fixture," *Proceedings of the 10th International Conference on Microwave and High Frequency Heating*, pp. 12-15.
- [4] Малкин А.И., Князев Н.С. Измерительная система для определения диэлектрической и магнитной проницаемостей диэлектриков // *Физика и технические приложения волновых процессов: XIV Международная научно-техническая конференция. Самара, 2016*, с. 223-224.
- [5] A.M. Nicolson, G.F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 377-382, November 1970, doi: 10.1109/TIM.1970.4313932.
- [6] S. Sahin, N.K. Nahar, K. Sertel, "Simplified Nicolson-Ross-Weir Method for Material Characterization Using Single-Port Measurements," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 10, no 4, pp. 404-410, July 2020, doi: 10.1109/TTHZ.2020.2980442.
- [7] O. Luukkonen, S.I. Maslovski, S.A. Tretyakov, "Stepwise Nicolson-Ross-Weir-Based Material Parameter Extraction Method," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1295-1298, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2175897.
- [8] E.J. Rothwell, J.L. Frasc, S.M. Ellison, P. Chahal, R.O. Ouedraogo, "Analysis of the Nicolson-Ross-Weir Method for Characterizing the Electromagnetic Properties of Engineered Materials," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 157, pp. 31-47, 2016, doi: 10.2528/PIER16071706.
- [9] N.V. Dudarev, D.G. Fomin, D.S. Klygach "Device for Measuring Dielectric Properties of Powder Materials Based on the Strip Transmission Line", *2022 IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences, SIBIRCON 2022*, 2022, pp. 70–74.
- [10] S.L.S. Severo, A.A.A. de Salles, B. Nervis, B.K. Zanini, "Non-resonant Permittivity Measurement Methods" *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 1, pp. 297-311, March 2017, doi: 10.1590/2179-10742017v16i1890.
- [11] D.S. Klygach, M.G. Vakhitov, Amur Khashimov, A.V. Trukhanov "Calculation of the Dielectric Permittivity of Phase-Inhomogeneous Powder Compositions" *Conference: 2020 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T)*, November 2020, DOI:10.1109/EnT50437.2020.9431293

Исследование электрически малых антенн в ТЕМ камере

В. А. Сучков*, Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Л. М. Любина, М. И. Сугак

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

*vasuchkov@stud.etu.ru

Аннотация. Приведены результаты измерения частотных зависимостей коэффициента усиления ряда электрически малых антенн различных конструкций в СВ-КВ диапазоне. Эксперимент проведен с ферритовыми антеннами, выполненными на одиночных, двойных и строенных стержнях с возбуждением в виде обмоток и на основе объемного витка. Кроме того, рассмотрены электрически малые проволочные рассогласованные монополи над экраном в различном исполнении. Приведенные данные позволяют с помощью уравнения дальности обосновано оценить энергетику радиолиний с применением ЭМА.

Ключевые слова: электрически малые антенны, ферритовые антенны, частотная зависимость коэффициента усиления

I. ВВЕДЕНИЕ

Развитие мобильных систем связи и радиомониторинга делает чрезвычайно актуальным вопросы оптимального проектирования и экспериментального исследования электрически малых антенн (ЭМА) [1]. В этой связи немалую трудность вызывает методика измерения частотной зависимости коэффициента усиления (КУ) ЭМА. Весьма привлекательным для этих целей представляется использование метода калиброванной ТЕМ камеры, позволяющего исследовать частотную зависимость КУ практически в лабораторных условиях [2] (рис. 1). Особой ценностью такая методика обладает при измерениях ЭМА в низкочастотных диапазонах (ДВ-СВ-КВ). Заметим, что большинство публикаций, посвященных экспериментальному определению характеристик ЭМА, страдают односторонним подходом подробного обсуждения только частотной зависимости КСВ. Некоторое ограниченное число работ дает представление о частотной зависимости действующей высоты отдельных типов ЭМА, в большинстве случаев это относится к ферритовым антеннам (ФА). При этом сведения о частотных зависимостях КУ для различных конструкций ФА и применяемых материалов носят ограниченный характер [3–5].

Целью данной работы является применение методики измерений частотной зависимости КУ в ДВ, СВ и КВ диапазонах с помощью калиброванной ТЕМ камеры к измерению характеристик ряда ЭМА, предназначенных для использования в системах связи и мониторинга. В частности, речь идет об электрически малых (порядка 0.02 длины волны и менее) простейших проволочных конструкциях (монополях) и о ФА, выполненных с применением различных материалов с учетом конструктивных особенностей.



Рис. 1. Исследование ФА в ТЕМ камере

II. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Ниже представлены результаты измерений частотных зависимостей КСВ и КУ для резонансных ФА с трансформаторным регулируемым элементом связи (материал М400 НН) в КВ диапазоне (рис. 2 а,б). В этом случае ФА представляла собой стержень диаметром 8 мм, длиной 160 мм, основная (резонансная) обмотка которой выполнена проводом диаметром 1мм в шелковой изоляции, катушка связи размещалась на расстоянии 5–40 мм (регулируется в интервале частот) 3 витка того же провода. Здесь наблюдается достаточно высокий реализованный уровень согласования в широком диапазоне частот, что достигалось в эксперименте тщательной настройкой двух параметров: расстоянием между катушками и величиной емкости в резонансной катушке. Отметим существенное расширение рабочей полосы с увеличением частоты, обусловленное влиянием тепловых потерь в материале сердечника и обмотке ФА (рис. 2а). Измерения выполнялись векторным анализатором цепей Arinst VNA PR-1 в условиях городской неэкранированной лаборатории.

Определение КУ на основе измерений коэффициента передачи, измеренного в ТЕМ-камере, выполнялось по методике, описанной ранее в работе авторов [6], его результаты представлены на рис. 2б. С ростом частоты пиковые значения КУ растут, т. к. «естественный» рост КУ, обусловленный увеличением электрических размеров антенны преобладает, несмотря на растущие потери в материале ФА. Разумеется, это сопровождается расширением полосы рабочих частот, в пределах которой сохраняется высокое значение КУ (рис. 2б).

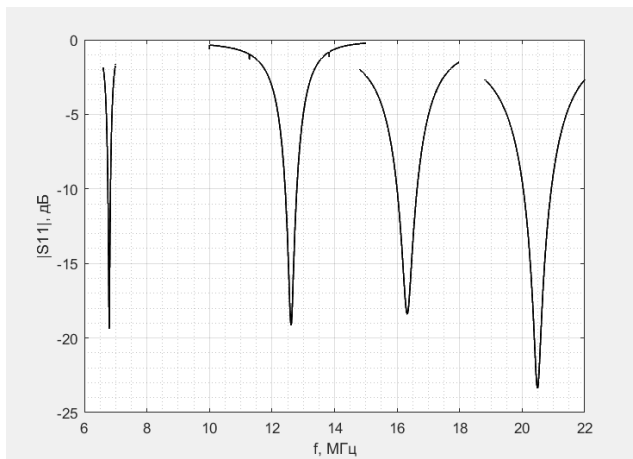


Рис. 2а. Частотные зависимости коэффициента отражения в тракте питания ФА для разных значений емкости резонансной катушки (материал М400 НН, эксперимент).

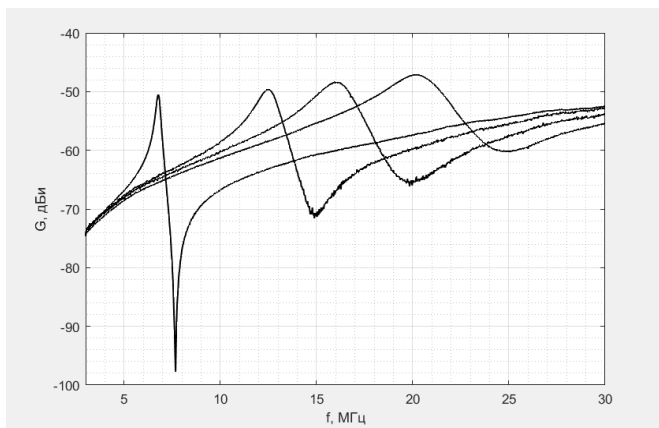


Рис. 2б. Семейство частотных зависимостей КУ ФА (материал М400 НН, эксперимент).

Изменение полосы рабочих частот при разном конструктивном исполнении ФА демонстрируют экспериментальные данные, приведенные на рис. 3 а,б. На рис. 3а приведены зависимости КУ для ФА, выполненной из одиночного стержня и ФА, представляющей собой блок размером 210х210х55 мм), содержащей шесть сердечников. Здесь мы видим пиковое значение КУ в системе на 12 дБ выше, чем для ФА из одного сердечника. При этом относительная полоса рабочих частот несколько сузилась. На рис. 3б приведены результаты измерений для ФА из трех стержней, возбуждаемой т. н. «объемным витком» (1 незамкнутый виток, выполненный широкой медной шиной). Настраиваемая ёмкость и питание антенны подведено непосредственно к щелевой линии. Сравнение частотных зависимостей, например, на рис. 2б и рис. 3б свидетельствует, что этот вариант конструктивного выполнения узла возбуждения приводит к наилучшим результатам, при этом отсутствует характерный нежелательный подъем КУ на верхних частотах, как это видно на рис. 2б на частоте около 30 МГц.

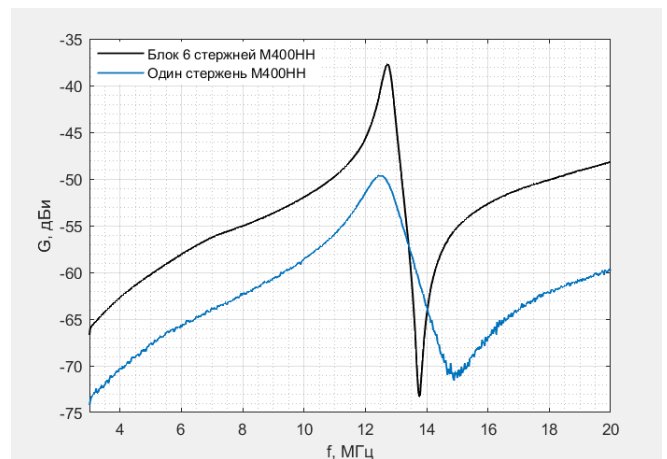


Рис.3а Частотные зависимости КУ для ФА (М400 НН, эксперимент).

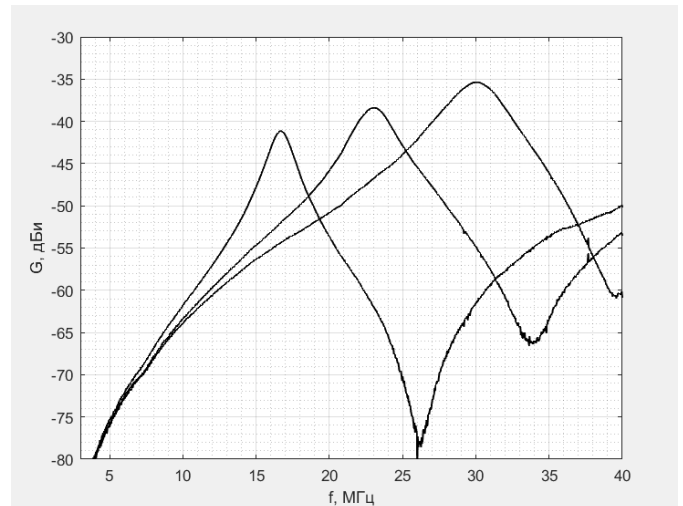


Рис.3б Частотные зависимости КУ ФА с объемным витком (М400НН, эксперимент).

Результаты для ФА, выполненных из материала М2000НМ, представлены ниже. Рис. 5а дает представление о результатах измерений для блока размером 120 х120х 20 мм (четыре стержня диаметром 10 мм, черная кривая) и одиночной ФА из сдвоенных аналогичных стержней (синяя кривая), здесь возбуждение осуществлялось обычным образом.



Рис.4. ФА с объемным витком.

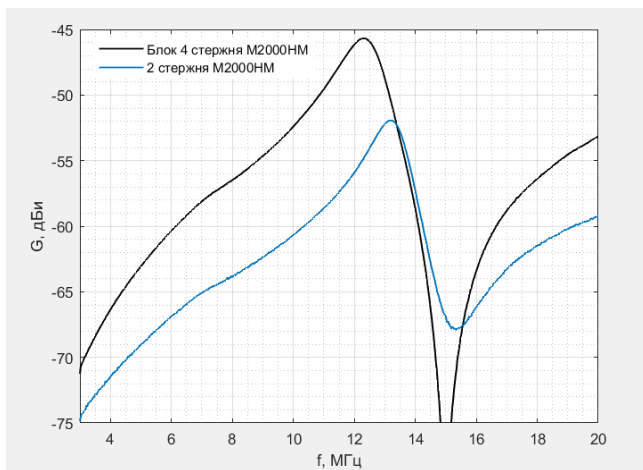


Рис. 5а. Семейство частотных зависимостей КУ ФА (2000НМ, эксперимент).

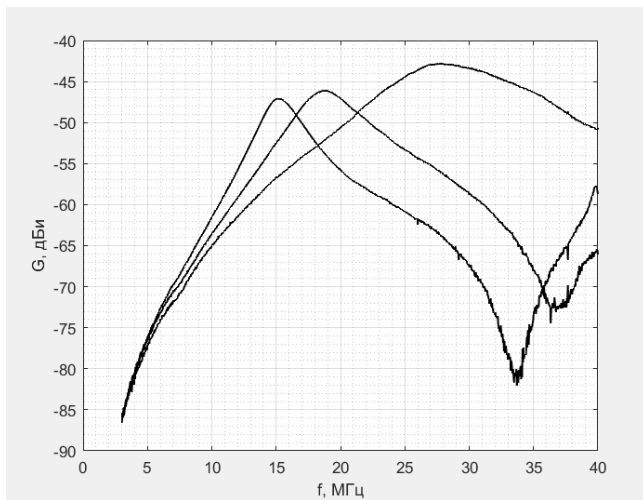


Рис. 5б. Частотные зависимости КУ ФА с объёмным витком (материал M2000НМ, эксперимент).

Любопытно, что применение возбуждающей системы, выполненной из объемного витка для одиночной ФА, состоящей из 2-х стержней (эти результаты представлены на рис. 5б) дает пиковые значения КУ, соизмеримые с КУ блока элементов (рис. 5а). Заметим, что в этом случае собственная индуктивность резонансной обмотки весьма мала (порядка 0.1 мкГн), что приводит к необходимости

применения настроечных конденсаторов ёмкостью до 2000 пф.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полноценному электродинамическому моделированию ЭМА (и особенно ФА) препятствует отсутствие надежных сведений по электрическим характеристикам применяемых материалов в нужном частотном диапазоне, поэтому применение экспериментальных методов для анализа их полевых характеристик весьма актуально.

В материалах к докладу, помимо данных о ФА, приведены также результаты измерений частотных зависимостей и для ряда ЭМА других типов: проволочный рассогласованный ЭМ монополюс, монополюс с концевым шлейфом, с сосредоточенной реактивной нагрузкой, с распределенной индуктивной нагрузкой.

Представленные результаты позволяют обоснованно оценить энергетику канала связи с использованием ЭМА различных типов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Small antennas: Miniaturization Techniques and Applications. J.L.Volakis, C.C. Chen, K.Fujimoto. NY, Mc Graw Hill. 428 p. 2010.
- [2] E. Kaverine, S. Palud, F. Colombel, M. Himdi. Simple Approach to Miniaturized Antenna Gain Measurement Using a Parallel Plate Cell in the HF Band. Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 46, 11–18, 2016.
- [3] Хомич В.И. "Ферритовые антенны" М., "Энергия", 1969, 96 с.
- [4] Бобков А.М. Магнитное поле. Магнитные приемные антенны. Санкт-Петербург. 2019. 254 с.
- [5] K. Siwiak, Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications, 2nd ed., Artech House, Norwood, MA, 1998.
- [6] Сучков В.А., Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Любина Л.М., Костиков Г.А., Сугак М.И. Измерение характеристик ферритовых антенн КВ/УКВ диапазона в ТЕМ-камере // Сборник докладов XII Всероссийской научно-технической конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ". Санкт-Петербург: 2023 г. С. 504-507.
- [7] Антонов Ю.Г., Костиков Г.А., Сугак М.И. Измерение характеристик средневолновой антенны радиопеленгатора. // СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК. 2021. № 1 (76). С. 33-35.
- [8] Антонов Ю.Г., Сугак М.И., Любина Л.М. Оценка КПД несогласованных электрически малых антенн. // СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК. 2021. № 1 (76). С. 29-32.

Антенна-фильтр как новый взгляд на СВЧ часть радиотракта

А. А. Комаров, Али Дайуб

Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва
KomarovAla@mpei.ru; DaiubA@mpei.ru

Аннотация. Антенна-фильтр реализует функции как антенны, так и фильтров в единой структуре с единственной целью уменьшения потерь и размеров при проектировании радиосистемы и расширении полосы рабочих частот. В статье представлен всесторонний обзор различных методов проектирования АФ и их типов. Основные подходы при разработке АФ – это использование многослойных структур и взаимную связь через различного вида щели. В статье выполнено сравнение эффективности разных методов разработки АФ по габаритным размерам, полосе рабочих частот и, сложности и стоимости изготовления. Авторы считают, что эта обзорная статья будет полезна для разработчиков СВЧ части радиотрактов современной радиоэлектронной аппаратуры.

Ключевые слова: антенна-фильтр, двойная поляризация, многослойная антенна, миниатюризация, двух/многодиаметровые антенны, полосовой фильтр

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы наблюдается повышенный интерес к исследованиям и разработкам многофункциональных антенн. К ним относятся, в частности, антенны-фильтры (АФ). Использование таких антенн расширяет функциональные возможности систем связи и навигации, уменьшая размеры приемопередающего модуля и упрощая технологию изготовления.

При традиционном подходе к проектированию радиочастотного модуля антенна и фильтр рассматриваются как два разных несвязанных устройства, выполняющих разные функции. СВЧ часть беспроводной радиосистемы в основном состоит из антенны и фильтра, которые, обычно, проектируются отдельно и соединяются вместе согласующей цепью [1].

Однако такой подход сопряжен с большими потерями и увеличением размера, поэтому постоянно растущие требования к размеру всех радиочастотных элементов вступают в противоречие с этой традиционной концепцией. Действительно, уменьшение размеров антенны неизбежно привело бы к увеличению ее добротности и, следовательно, к уменьшению рабочей полосы частот [2]. Выход заключается в использовании цепей реактивного согласования, которые расширяют полосу пропускания антенны.

Поскольку малогабаритная антенна является достаточно эффективным резонатором, а согласующая цепь представляет собой комбинацию узкополосных резонаторов [3], то вся структура антенны с согласующей схемой представляет собой полосовой фильтр, который обеспечивает передачу сигнала в заданном диапазоне частот. В этом случае нет

необходимости использовать фильтр в качестве дополнительного элемента, поскольку функция частотной фильтрации выполняется непосредственно в антенне. Таким образом, основное назначение антенны – фильтра состоит в расширении полосы рабочих частот антенны малых электрических размеров за счет использования дополнительных согласующих цепей СВЧ [4].

II. РАЗЛИЧНЫЕ ТИПЫ (АФ) И МЕТОДЫ ИХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Существуют различные типы (АФ): однодиапазонные, многодиаметровые, многослойные структуры, на основе поверхностно-интегрированных волноводов (SIW).

А. Однодиапазонные АФ

Однодиапазонные АФ спроектированы и разработаны для работы в определенном диапазоне частот. Многие АФ с различной топологией были спроектированы с использованием подхода, в котором антенна действует как последний резонатор в фильтре.

В [5] разработали АФ на основе резонатора с квазиэллиптической функцией. Структура состоит из резонансного фильтра Т-образной формы и излучающего патча U-образной формы. Размер патча равен половине длины волны на рабочей частоте, тогда как Т-образный резонатор состоит из двух плеч в направлении X и одного, вставленного в патч (половина длины волны), U-образный излучающий участок возбуждается Т-образным резонатором через вставную соединительную конструкцию (рис. 1).

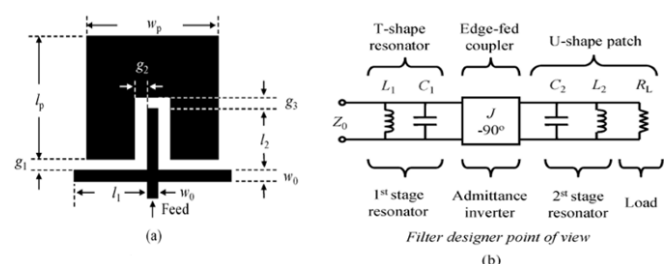


Рис. 1. (а) Топология и (б) эквивалентная схема предлагаемой АФ [5]

Процедура проектирования соответствует схемотехническому подходу – синтезу полосовых фильтров. Коэффициент усиления АФ имеет два полюса в полосе пропускания и два нуля излучения по краям полосы для улучшения селективности.

По сравнению с обычной микрополосковой антенной со встроенной точкой питания, с небольшой дополнительной площадью контура, антенна-фильтр имеет более плоскую полосу пропускания, лучшую избирательность по частоте и почти в два раза более широкую полосу пропускания (рис. 2).

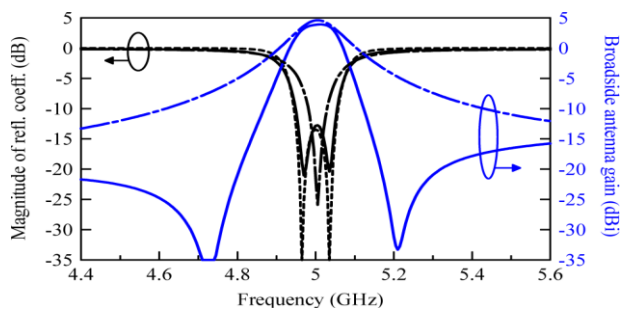


Рис. 2. Результаты моделирования АФ [5]

Антенна и фильтр объединяются без межкаскадного сопротивления импеданса 50 или 75 Ом [6].

В представленной в [6] АФ, микрополосковая патч-антенна насаивается на верхнюю часть фильтра, и они имеют общую землю. Для соединения антенны и фильтра предусмотрено сквозное отверстие.

Конфигурации традиционных и совместно разработанных АФ показаны на рис. 3.

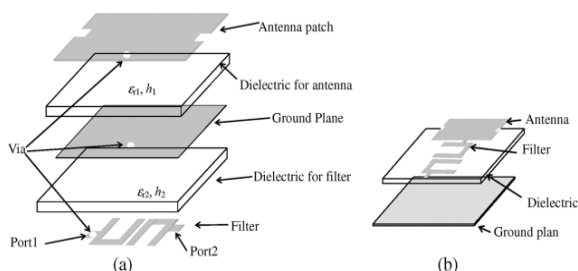


Рис. 3. АФ с (а) разработкой исполнением, (б) традиционным исполнением [6]

В отличие от стандартного каскадного соединения антенны с фильтром, в котором элементы связаны 50-омной линией передачи (рис. 3б), в АФ антенна и фильтр располагаются вертикально, как в слоёном пироге, при этом их связь обеспечивается через металлизированное сквозное отверстие (рис. 3а).

Результаты моделирования и измерений показали, что разработанная антенна-фильтр имеет лучшую полосу пропускания и больший коэффициент усиления по сравнению со стандартным расположением (рис. 4).

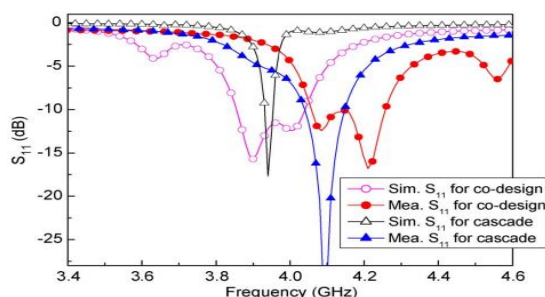


Рис. 4. Сравнение S11 для расположения антенны и фильтра в разных слоях с вариантом, когда антенна и фильтр расположены на одном слое [6]

Хотя высокая селективность и пропускная способность являются основными преимуществами технологии, наличие большого количества резонаторов усложняет конструкцию.

В. Многослойные АФ

В нескольких недавно опубликованных работах [7–10] были разработаны новые подходы к проектированию, где не требуется дополнительный фильтр. В этих исследованиях используются многослойные многослойные, щелевые и навесные элементы, чтобы сделать конструкцию фильтра более компактной.

В работе [7] предложена многослойная АФ для современных систем беспроводной связи.

При использовании многослойной структуры фильтр и антенна объединяются в одну структуру. АФ состоит из трех микрополосковых квадратных резонаторов с разомкнутым контуром в качестве фильтрующей сети и Г-образной антенны в качестве излучателя. Кроме того, на общем заземлении выполнена канавка (отверстие), которая является общей для антенны и фильтра для осуществления питания резонатора, как показано на рис. 5.

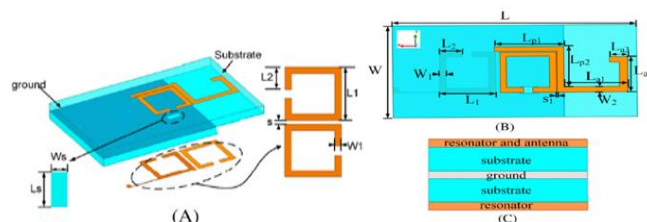


Рис. 5. (А). Схема микрополосковой АФ четвертого порядка. (Б), вид сверху и (С), поперечное сечение [7]

Общие потери АФ почти равны только вносимым потерям фильтра. Введение многослойной структуры позволяет уменьшить размеры резонирующих структур и получить более компактную конструкцию.

По сравнению с традиционной Г-образной антенной АФ обладает лучшей селективностью, более плоской характеристикой коэффициента усиления и высоким уровнем подавления, как показано на рис. 6.

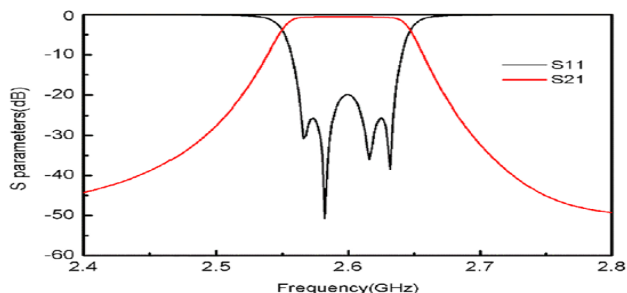


Рис. 6. Результаты моделирования S параметров АФ [7]

С. Многодиапазонные АФ

Много публикаций посвящено многодиапазонным АФ. Интерес обусловлен тем, что двух и многодиапазонные АФ с поляризационным разнесением, используются в беспроводных системах связи текущего и следующего поколений.

В [8] предложена конструкция двухдиапазонной АФ, которая имеет полосу пропускания 230 МГц (4.75–4.98 ГГц) и 300 МГц (5.75–6.05 ГГц) для каждой поляризации (рис. 7).

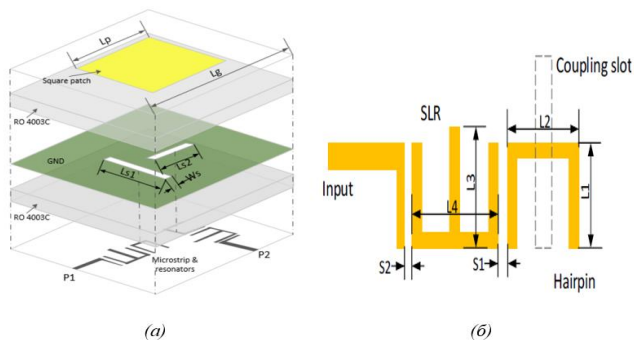


Рис. 7. Конфигурация предлагаемого АФ DBDP с низким отношением частот: (а) изображение в разобранном виде; (б) питание резонаторов каждой поляризации [8]

На рис. 7а показана конструкция предлагаемой антенны с низкочастотным фильтром, патч и питающие структуры имеют одну и ту же землю в среднем слое. В плоскости заземления две щели расположены перпендикулярно для возбуждения ортогональных поляризаций патча.

На рис. 7б показана питающая цепь для каждой поляризации, состоящая из шпилечного резонатора и нагруженного резонатора. Патч сначала соединяется с резонатором в виде шпильки, который затем соединяется с нагруженным резонатором. На рис. 8 показаны смоделированные и измеренные обратные потери.

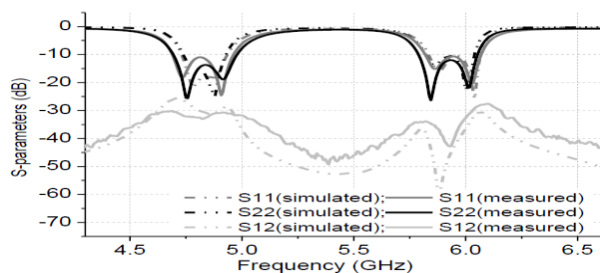


Рис. 8. Смоделированные и измеренные S-параметры АФ [8]

Во второй конструкции АФ была разработана путем соединения патча с двумя наборами резонаторов через U-образный паз, встроенный в заземляющий слой, что позволило получить полосы пропускания 250 МГц (4.1–4.35 ГГц) и 350 МГц (5.8–6.15 ГГц).

На рис. 9 показана конфигурация предлагаемого двухпортового дуплексного АФ, которая состоит из двух подложек и пенопласта толщиной 1 мм между ними. Всего имеется два порта и две группы резонаторов с разомкнутым контуром (полуволновой резонатор) в качестве каналов фильтрации, работающих на частотах $f_1 = 4.3$ ГГц и $f_2 = 6$ ГГц соответственно.

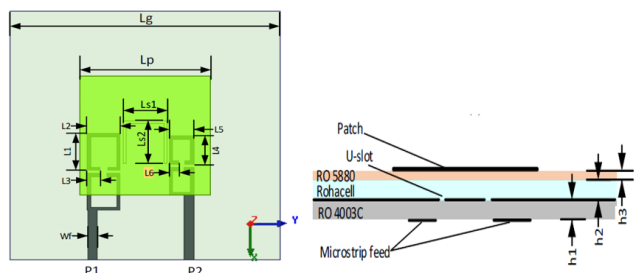


Рис. 9. Конфигурации двухпортового дуплексного АФ [8]

Патч-резонатор служит не только излучающим элементом, но и одномодовым резонатором с резонансом f_0 . Вставленный U-образный резонатор настроен на

синхронную настройку с накладкой, а резонансная частота f_0 разделена на две резонансные частоты f_1 и f_2 . Затем эти частоты соответственно соединяются с двумя группами цепей фильтрации на основе резонаторов, создавая два канала. Каждый из них имеет характеристику 3-го порядка.

Хотя в дуплексной АФ реализована одна линейная поляризация, ее можно доработать до АФ с двойной поляризацией из-за симметрии квадратного патча.

Смоделированные и измеренные обратные потери представлены на рис. 10.

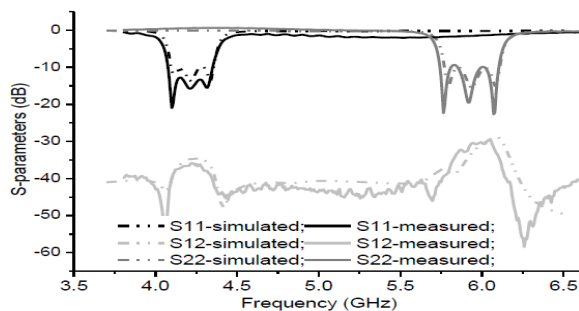


Рис. 10. Смоделированные и измеренные S-параметры предлагаемого [8]

В [9] предложена многдиапазонная АФ для беспроводной связи 5G, работающая на двух поляризациях за счет введения фильтра в фидеры антенны и дифференциального питания.

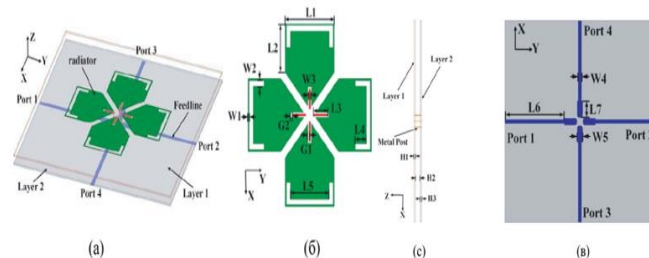


Рис. 11. Геометрия многдиапазонной АФ: (а) вид в перспективе, (б) вид сверху, (в) вид сбоку, (г) вид снизу [9]

Смоделированные и измеренные результаты иллюстрируют четыре рабочих диапазона (а), с хорошей характеристикой фильтрации (б). Более того, некоторые полосы частот связи 5G были охвачены предлагаемой антенной, что делает ее хорошим кандидатом для систем беспроводной связи 5G, как показано на рис. 12.

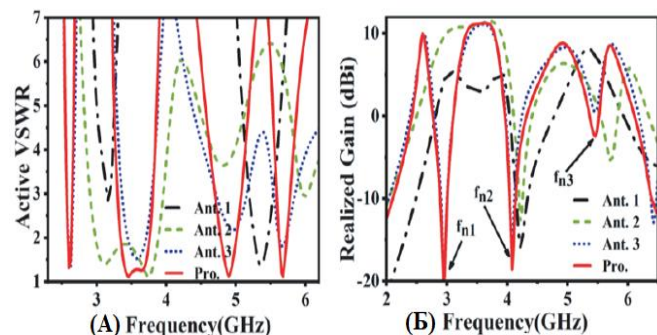


Рис. 12. (А) Смоделированные и измеренные S-параметры и (Б) реализованные коэффициенты усиления для предлагаемой антенны. [9]

D. АФ на основе поверхностно-интегрированных волноводов

АФ реализована за счет комбинированной конструкции фильтра SIW и антенны. С помощью фильтра SIW снижаются потери, и достигается необходимая рабочая полоса частот. В [10] предложена двухслойная АФ с интегрированным в подложку волноводом (SIW) с управляемой полосой излучения и двумя нулями излучения (рис. 13).

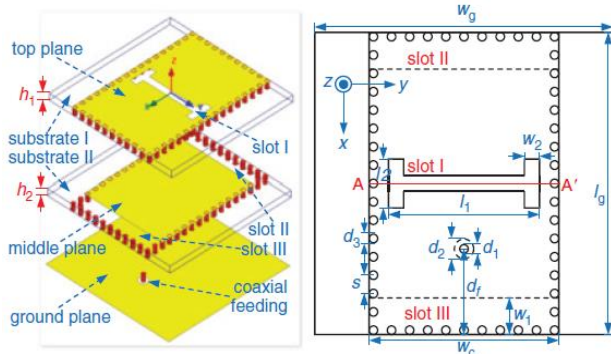


Рис. 13. Геометрия Двухслойный резонатор SIW АФ [10]

На верхней плоскости выправлена Н-образная щель, а на средней плоскости вырезаны две прямоугольные щели. Излучающая мода (TE₂₁₀) возбуждается для достижения полосы излучения, в то время как две неизлучающие моды TE₀₁₀ и TE₁₁₀ используются для генерации двух нулей излучения. Благодаря этим нулевым излучениям достигается хорошая эффективность фильтрации, включая резкую избирательность боковой полосы и сильное подавление в полосе задерживания (рис. 14).

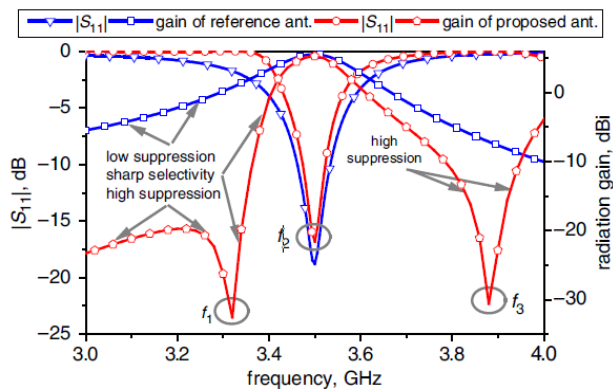


Рис. 14. Сравнение смоделированных $|S_{11}|$ усиление эталонной антенны и предлагаемая антенна [10]

На рис.15 показаны измеренные значения $|S_{11}|$ и усиления, которые хорошо согласуются с результатами моделирования.

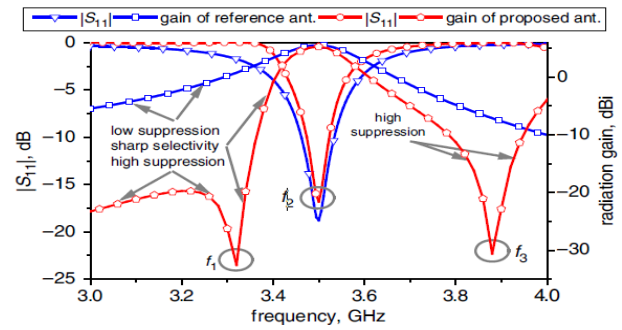


Рис. 15. Сравнение смоделированных $|S_{11}|$ усиление эталонной антенны и предлагаемая антенна [10]

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, можно сделать вывод, что применение АФ, в которых антенна и фильтра разработаны совместно как единое устройство, позволяет достичь уменьшения потерь и размеров при проектировании радиосистемы, а также расширения полосы рабочих частот антенны малых электрических размеров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Gangwar A, Alam MS. A high FoM monopole antenna with asymmetrical L-slots for WiMAX and WLAN applications. *Microw Opt Technol Lett.* 2017;60:196-202.
- [2] L. J. Chu, Physical limitations of omnidirectional antennas, *Journal of Applied Physics* 19 (1948), pp.1163–1175.
- [3] G. Mattaei, L. Young and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Narwood, 1980.
- [4] Банков С.Е. Антенны спутниковых навигаторов. М.: Изд-во «Перо», 2014. 693 с.
- [5] Lin CK, Chung SJ. A compact filtering microstrip antenna with quasi-elliptic broadside antenna gain response. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett.* 2011;10:381-384..
- [6] Jianhong Z., Xinwei C., Guorui H., Li L. and Wenmei Z., An Integrated Approach to RF Antenna-Filter Co-Design. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, 8: 141–144.
- [7] Cui J, Zhang A, Yan S. Co-design of a filtering antenna based on multilayer structure. *Int J RF Microw Comput Aided Eng* 2019;e22096. <https://doi.org/10.1002/mmce.22096>.
- [8] Mao CX, Gao S, Wang Y, et al. Integrated dual-band filtering/duplexing antennas. *IEEE Access.* 2018;6:8403-8411.
- [9] Deng J, Feng L. Differentially-fed multi-band dual-polarized filtering patch antenna without extra circuits. *Prog Electromagn Res Lett.* 2019;86:129-136.
- [10] Niu BJ, Tan JH. Dual-layer SIW cavity filtering antenna with a controllable radiation band and two radiation nulls. *Electron Lett.* 2019;55:723-724.

Исследование характеристик рассеяния и излучения антенных решеток последовательного возбуждения методом инверсного апертурного синтеза

И. А. Илларионов, Е. Л. Варенцов, А. Е. Шулындин
Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седякина», г. Нижний Новгород
illarionovi@list.ru

Аннотация. Цель работы заключалась в исследовании составляющих рассеянного поля антенных решеток (АР) последовательного возбуждения, вносящих существенный вклад в эффективную поверхность рассеяния (ЭПР) антенны. Исследования характеристик рассеяния АР выполнены с применением метода инверсного апертурного синтеза (ИАС), позволяющего построение радиоизображения (отражательной способности) рассеивающего объекта. Объектами исследования являлись волноводно-щелевая антенная решетка (ВЩАР) и решетка антенн вытекающей волны 8-миллиметрового диапазона длин волн. В работе получены математические модели полей рассеяния ВЩАР - переизлученной (антенной) и структурной составляющих. На основе модели рассеяния предложен способ восстановления характеристик излучения АР по результатам измерения поля рассеяния, а также способ диагностики амплитудно-фазового распределения и частотных характеристик линии питания.

Ключевые слова: эффективная поверхность рассеяния, инверсный апертурный синтез, радиоизображение, волноводно-щелевые антенные решетки, антенны вытекающей волны, антенные измерения

I. ВВЕДЕНИЕ

Поле рассеяния любой антенны можно разделить на две компоненты: структурную компоненту рассеяния и антенную (переизлученную) компоненту [1], подобную полю излучения антенны и определяемую качеством согласования входа антенны и приемника: $E_S = E_{struct}^1 + E_{ant}^2$. Структурную компоненту рассеянного поля антенны (E_{struct}^1) можно определить разными вариантами: 1) как поле рассеяния короткозамкнутой антенны [2], 2) поле рассеяния идеально согласованной антенны [3], 3) поле рассеяния антенны с произвольной нагрузкой [4]. В любом случае тот или иной тип разбиения полного рассеянного поля антенны выбирается исходя из конкретного типа антенны и выбранной модели, допускающей удобство анализа, или из экспериментальных возможностей при измерении поля рассеяния. По причине сложности решения дифракционной задачи определения поля рассеяния, на данный момент существует ограниченное число антенн, для которых имеются модели рассеяния или подробные данные экспериментальных исследований, прежде всего это дипольные и рамочные антенны [3, 5], рупорные антенны [6], зеркальные антенны [1], антенны на основе поверхностных метаматериалов [7].

Антенны, входящие в состав корпусов как часть сложного объекта-рассеивателя, вносят существенный вклад в суммарную ЭПР, поэтому знание особенностей рассеяния антенн, а также разработка методов и приемов минимизации ЭПР антенн, является актуальной задачей [1]. Практическое изучение проблемы рассеяния антенных решеток актуально не только в радиолокации, но и в теории синтеза АР отражательного типа, многолучевых АР в связи с требованиями к совместимости переключаемых в работе и одновременно существующих парциальных диаграмм направленности (ДН). Также результаты таких исследований важны при измерениях характеристик антенн в их ближней зоне.

Рассеяние АР наименее изученный вопрос в силу сложности объекта анализа и, соответственно, большого количества специфических причин, приводящих к возникновению дополнительных составляющих ЭПР. Антенная решетка является сложным рассеивателем, поле рассеяния которой существенно зависит от частоты падающего поля и от угла падения плоской волны. В случае АР антенная составляющая рассеянного поля определяется не только качеством согласования входа, например, подробное исследование этой проблемы в [8], сколько типом распределенной возбуждающей системы элементов, так как в данном случае имеем дело с многовходовой антенной, систему возбуждения которой можно представить в общем случае как многополюсник с некоторой матрицей рассеяния [9].

Объектами исследования данной работы являлись ВЩАР, а также решетка волноводов вытекающей волны, то есть антенные решетки последовательного возбуждения. Все исследуемые антенны имеют рабочий диапазон в 8-миллиметровом диапазоне длин волн.

Цель работы заключалась в исследовании составляющих рассеянного поля АР, вносящих существенный вклад в суммарную ЭПР антенны. Экспериментальные исследования рассеивающих свойств АР выполнены с применением измерительной установки инверсного апертурного синтеза (ИАС) [10]. Определение и идентификация рассеивающих центров в распределении отражательной способности – радиоизображении ИАС АР с целью анализа характеристик излучения также являлось предметом исследования данной работы.

II. МЕТОД И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

На рис. 1 приведена схема измерения рассеянных полей для построения двумерного радиоизображения

методом ИАС. В качестве приемопередающих-зондовых антенн были использованы открытые концы волноводов (ОКВ) 8-мм диапазона длин волн, находящиеся в одной угловой точке сканирования, то есть был реализован квазиэлектростатический принцип лоцирования объекта. Расстояние между объектом и зондовыми антеннами определялось условием $R \approx 2 \cdot D$, где D – максимальный линейный размер объекта. Измерение рассеянного объектом комплексного поля $E_s(f, \theta)$ проводится в широком диапазоне частот волноводного входа при различных углах θ положения объекта. В экспериментах использовался векторный анализатор цепей в режиме измерения S21 параметра. По результатам измерения S21 параметра и проведения процедур калибровки [11] восстанавливалось распределение отражательной способности объекта $\psi(x, y)$ в плоскости XY с центром координат на оси вращения Z, где ось X – нормаль к апертуре ВЦАР. Для восстановления функции отражательной способности в полярной системе координат с центром на оси вращения объекта использовался метод фокусировки [12]:

$$\psi(\rho, \varphi) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \int_0^{2\pi} E_s(f, \theta) \cdot \frac{e^{2jkd} \cdot d^2}{G_1 G_2} f \cdot df d\theta, \quad (1)$$

где $d = \sqrt{R^2 + \rho^2 - 2 \cdot R \cdot \rho \cdot \cos(\varphi - \theta)}$ – расстояние от зондовой антенны до точки восстановления (рассеивателя), R – расстояние от зондовых антенн до оси вращения объекта, $G_1 = G_2 = G$ – характеристика направленности (КУ) зондовых антенн. Преобразование Фурье, возведенное в квадрат, комплексной отражательной способности, преобразованной в декартову систему координат, дает частотно-угловое распределение ЭПР в плоскости сканирования объекта [12]:

$$\sigma(f, \theta) = \left(e^{-2jkr} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \psi(x, y) \cdot e^{2jk(x \cos \theta + y \sin \theta)} dx dy \right)^2. \quad (2)$$

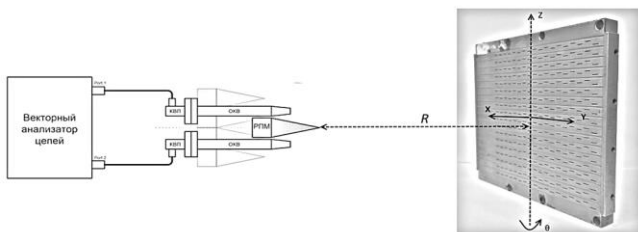


Рис. 1. Исследуемая ВЦАР и схема измерения ИАС

Исследуемая ВЦАР состояла из 18 – излучающих волноводов с прорезанными на их широких стенках продольными щелями, с периодом расположения d . Каждый излучающий волновод возбуждается наклонной щелью связи, прорезанной в широкой стенке магистрального волновода. В излучающих щелевых антенных линейках и в щелевом магистральном волноводе реализован режим бегущей волны с отклонением луча ДН на угол, близкий к нормали антенного полотна (отклонение луча от нормали на центральной частоте 5°). Экспериментальные исследования проводились в диапазоне частот 25...37,5 ГГц. Ориентация антенн (зондов и испытуемой) в процессе исследований изменялась, в работе

приведены результаты измерения на вертикальной поляризации испытуемой и зондовых антенн («VV»), восстановление отражательной способности $\psi(x, y)$ в плоскости XY (плоскость, проходящая через ось центрального излучающего волновода ВЦАР и нормаль к плоскости антенны).

На рис. 2 приведено распределение модуля отражательной способности $\psi(x, y)$ (радиоизображение) исследуемой ВЦАР с короткозамкнутыми на концах излучающих волноводов. Шкала значений $\psi(x, y)$ приведена в соответствии с получаемыми значениями.

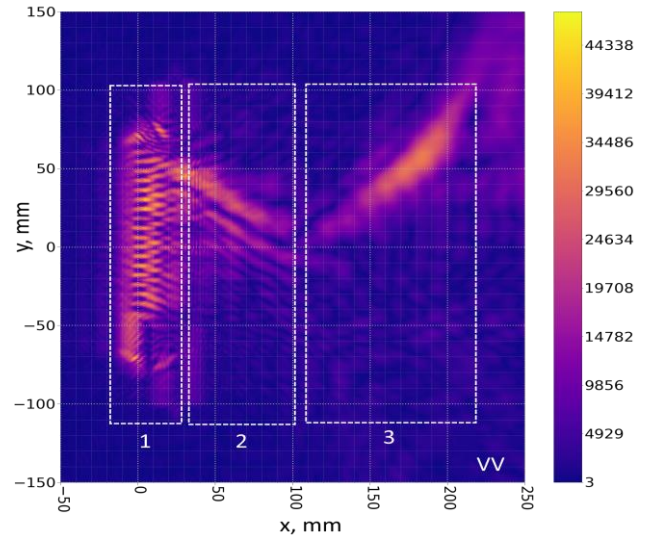


Рис. 2. Распределение модуля отражательной способности $\psi(x, y)$ при короткозамкнутых входах антенны

Как видно из рис. 2 в картине распределения модуля отражательной способности наблюдаются интенсивные источники, расположение которых совпадает с апертурой и геометрическими границами ВЦАР (область 1). Фактически данные источники являются источниками структурного рассеяния антенны и обусловлены однократным отражением-рассеянием падающей волны. В случае согласованной поляризации можно наблюдать периодическую структуру расположения источников рассеяния с периодом, равным периоду решетки примерно 6,2 мм, что объясняется рассеянием на щелях антенной решетки.

На рис. 2 также можно наблюдать интенсивные источники рассеяния, вынесенные за пределы геометрических границ объекта исследования – области 2 и 3, появление которых объясняется дополнительным фазовым сдвигом измеряемого рассеянного поля, связанного с распределенной системой возбуждения ВЦАР или кратными переотражениями в структуре антенны [13], что объясняет вынос источников рассеяния («hot points») за границы объекта.

Для того чтобы определить причины происхождения источников рассеяния в этих областях были проведены дополнительные измерения. На рис. 3 приведено распределение модуля отражательной способности $\psi(x, y)$ исследуемой ВЦАР при ориентации VV (согласованная поляризация) с согласованными нагрузками на концах излучающих волноводов. Размещение согласованных нагрузок с одной и с другой стороны излучающих волноводов последовательно

снижает интенсивность источников рассеяния в области 3 и в области 2.

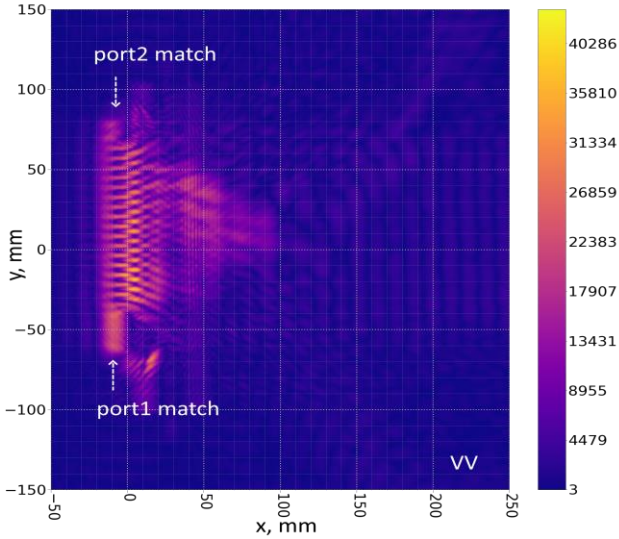


Рис. 3. Распределение модуля отражательной способности $\psi(x, y)$ при согласованных входах антенны

Таким образом, так как применение нагрузок в излучающих волноводах исключает антенную составляющую рассеяния, экспериментально показано, что появление источников рассеяния в областях 2 и 3 связано с антенной составляющей рассеянного поля ВЦАР (antenna mode) и определяется согласованием излучающих волноводов. При этом в области 2 возникновение источников рассеяния связано также со структурной составляющей рассеяния.

III. Модель источников рассеяния АР

Для того чтобы связать структуры полученных экспериментально интенсивных центров рассеяния («hot points») в отражательной способности с геометрическими параметрами и характеристиками излучения антенной решетки, был выполнен теоретический анализ, основанный на формуле Грина [14] для поля рассеяния антенны с произвольной нагрузкой Z_L в дальней зоне:

$$\mathbf{E}^S(Z_L) = \mathbf{E}_S(Z_a^*) + \frac{jZ_0}{4\lambda R_a} \mathbf{h}_a^t \cdot (\mathbf{h}_a^r \cdot \mathbf{E}_i^l) \cdot \frac{\exp(-jkr)}{r} \Gamma_m, \quad (3)$$

где $\mathbf{E}^S$ - рассеянное поле в дальней зоне антенны, Z_0 - импеданс свободного пространства, $Z_a = R_a + jX_a$ - входной импеданс антенны, $\mathbf{h}_a^t(\theta_s, \phi_s)$, $\mathbf{h}_a^r(\theta_i, \phi_i)$ - эффективная длина антенны в направлении наблюдения (θ, ϕ) (антенна в режиме передачи) и в направлении падающей волны (θ_i, ϕ_i) (антенна в режиме приема), $\mathbf{E}_i^l$ - вектор напряженности электрического поля падающей волны, Z_L - импеданс нагрузки антенны, $\Gamma_m = (Z_L - Z_a^*) / (Z_L + Z_a^*)$. Первое слагаемое в выражении (3) - структурная составляющая рассеянного поля (structural mode), определяемого как рассеяние антенны в режиме согласования, второе слагаемое, зависящее от импеданса нагрузки, антенная (переизлученная) составляющая рассеянного поля (antenna mode [2]). Ранее в работах [8, 15] был выполнен анализ возможных составляющих рассеянного поля (3)

для идеализированных антенных решеток с последовательным и параллельным возбуждением. Воспользуемся удобным и очевидным разделением слагаемых рассеянного поля работы [15] для исследуемой ВЦАР. Тогда для полного рассеянного поля ВЦАР можно написать:

$$\mathbf{E}^S = \mathbf{E}_{feed}^{in1} + \mathbf{E}_{feed}^{in2} + \mathbf{E}_{feed}^{forward} + \mathbf{E}_{feed}^{back} + \mathbf{E}_{feed}^b, \quad (4)$$

где $\mathbf{E}_{feed}^{in1}$ и $\mathbf{E}_{feed}^{in2}$ - поле рассеяния, обусловленное переизлучением щелями волны, отраженной от нагрузок входа 1 и входа 2 (два конца излучающего волновода), так называемые переизлученные составляющие, $\mathbf{E}_{feed}^{forward}$ - поле рассеяния, обусловленное возбуждением каждой щели основной модой волновода с последующим возбуждением и излучением всех щелей в направлении входа 2 (например, для щели с номером n излучение щелей с номерами $n+1 \dots N$), $\mathbf{E}_{feed}^{back}$ - аналогично предыдущей составляющей, но с возбуждением и излучением всех щелей в направлении входа 1 (например, для щели с номером n излучение щелей с номерами $n-1 \dots 1$), $\mathbf{E}_{feed}^b$ - поле рассеяние, обусловленное отличным от нуля коэффициента отражения/согласования щели в волноводе и определяющимся геометрическим положением щели, фактически это брэгговское рассеяние.

В приближении отсутствия взаимодействия щелей по внешнему пространству, что имеет место в случае продольных щелей, а также отсутствия взаимодействия щелей на основном типе волны в волноводе, что справедливо для решеток с числом элементов более 12 [16], применяя энергетический метод расчета для составляющих поля рассеяния выражения (4) на основной поляризации $\mathbf{e}_\varphi$ (то есть в скалярном случае), в работе были получены выражения для всех составляющих рассеянного поля выражения (4). Приведем выражение для первого слагаемого выражения (4) (в выражении ниже для краткости опущен множитель $\exp(-jkr)/R$):

$$\mathbf{E}_{feed}^{in1}(\theta, f) = j \cdot \frac{A_{eff}}{\lambda} \cdot \sin^3(\theta) \cdot \frac{1}{N} \cdot \left(\Gamma_1 e^{-jk\xi_w L_{w1}} \right)^2 \cdot \left(\sum_{n=1}^N \left(\alpha_n^{0.5} \cdot e^{-jkd(n-1)(-\sin(\theta)+\xi)} \cdot \frac{1}{t_n} \prod_{l=1}^n t_l \right) \right)^2, \quad (5)$$

где $\alpha_n = g_n / (0.5g_n + 1)^2$ - коэффициенты связи щелей с полем волновода, $t_n = 2 / (g_n + 2)$ - коэффициенты передачи щелей, g_n - нормированная эквивалентная проводимость продольной щели [16], ξ_w - коэффициент замедления фазовой скорости в волноводе, $\xi = \xi_w - 0.5 \cdot c / (f \cdot d)$ - коэффициент замедления фазовой скорости возбуждения переменноразной ВЦАР, Γ_1, Γ_2 - коэффициенты отражения входов 1 и 2 соответственно, L_{w1}, L_{w2} - расстояния до входов 1 и 2 от ближних к ним щелей. В выражении (5) использована нормировка на поле рассеяния полностью отражающих элементов $\Gamma_{mn}(\theta, \phi) = 1$. Выражение (5) является, фактически, ДН решетки, возведенной в квадрат, при возбуждении входа 1. На пропорциональность переизлученной

компоненты рассеянного поля квадрату ДН для апертурных антенн было обращено внимание в работах [4, 6]. В данном случае этот вывод следует из операции поэлементного суммирования переотраженных и излученных полей элементов ВЦАР.

Был проведен расчет отражательной способности $\psi(x, y)$ исследуемой ВЦАР (см. рис.4), используя в качестве рассеянных полей выражение (4) и преобразованную формулу (1) с учетом приближения дальней зоны $R \gg d$. Для ускорения и оптимизации вычислений расчет проводился с применением библиотеки TensorFlow.

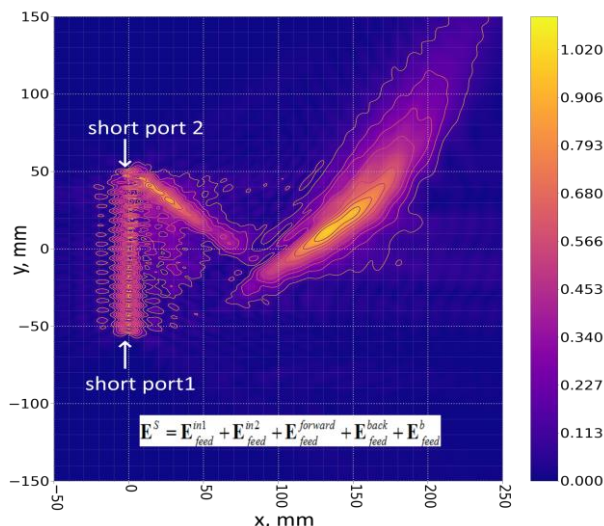


Рис. 4. Распределение модуля отражательной способности $\psi(x, y)$ с учетом всех составляющих рассеянного поля

Анализ данных моделирования на рис. 4 позволяет сделать вывод о точной идентификации областей 1, 2, 3 на рис. 2 и связи всех наблюдаемых в эксперименте центров рассеяния с компонентами выражения (4).

Область 1 – область брэгговского рассеяния E_{feed}^b , и однократного отражения от металлических частей конструкции антенны.

Область 2 – область переизлученной составляющей второго порта АР E_{feed}^{in2} и структурной составляющей $E_{feed}^{forward} + E_{feed}^{back}$. Центры рассеяния этих составляющих расположены на прямых линиях в случае E_{feed}^{in2} с началом на 18-й щели, ближней к входу 2, в случае $E_{feed}^{forward} + E_{feed}^{back}$ прямые имеют начало на всех щелях АР, но центры рассеяния обладают спадающей интенсивностью от 18-й щели с наибольшим коэффициентом связи α_{18} , до 1-й щели с наименьшим коэффициентом связи α_1 .

Область 3 – область переизлученной составляющей первого (рабочего) порта АР E_{feed}^{in1} . Наблюдаемое пространственное смещение центров рассеяния по сравнению с составляющей второго порта АР E_{feed}^{in2} очевидно связано с дополнительной волноводной секцией первого порта длиной 30 мм.

IV. РАСЧЕТ ЭПР И ДН

Была выполнена оценка вклада в ЭПР обратного рассеяния разных источников рассеяния, полученных

восстановлением функции отражательной способности (см. рис. 5). При вычислении ЭПР по формуле (2) для каждой области 1, 2, 3 (см. рис. 2) используем данные об отражательной способности на всей плоскости восстановления исходной отражательной способности, а недостающие значения вне рассматриваемых областей дополняем нулями, то есть проводим пространственную фильтрацию исходной отражательной способности. Для каждой операции вычисления ЭПР использовалась нормировка на ЭПР калибровочного объекта – сферы диаметром 100 мм [11].

Основной вклад в ЭПР ВЦАР в области углов близких к нормали вносят область 1 (рис. 2) – брэгговское рассеяние E_{feed}^b , область 2 (рис. 2) – структурное рассеяние $E_{feed}^{forward} + E_{feed}^{back}$, обусловленное конструкцией и расположением щелей решетки, область 3 (рис. 2) – переизлученная составляющая, приводящая к появлению луча в ЭПР с направлением, соответствующим направлению излучения на данной частоте $E_{feed}^{in1}(\theta, f)$, при условии плохого согласования входа антенны (в приведенных экспериментах $\Gamma_1 = -1$). В области углов далеких от нормали увеличение ЭПР обусловлено появлению брэгговских боковых лепестков (рис. 5). Таким образом, проведенный анализ позволяет идентифицировать составляющие рассеяния АР последовательного питания, а применение пространственной фильтрации отражательной способности позволяет оценить вклад в ЭПР каждой составляющей рассеяния.

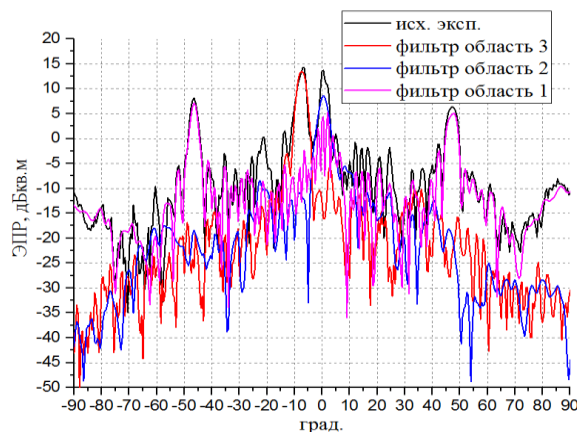


Рис. 5. Моностатические ЭПР ВЦАР на частоте 34 ГГц

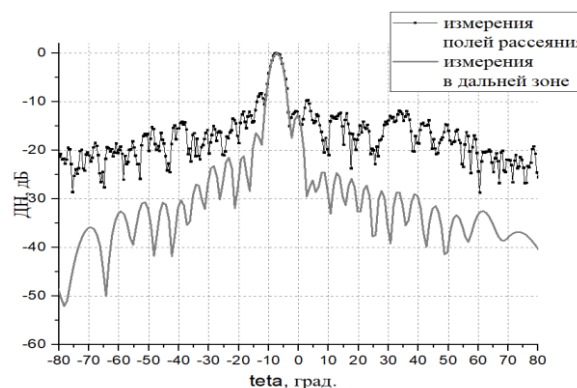


Рис. 6. ДН ВЦАР на частоте 34 ГГц в Н-плоскости

Как было показано, переизлученная составляющая рассеянного поля АР пропорциональна квадрату ДН.

Таким образом, пространственная фильтрация области 3 (рис. 2) и последующее вычисление ЭПР позволяет по измеренным полям рассеяния восстанавливать амплитудную ДН исследуемой антенны. Для этого из вычисленной моностатической ЭПР необходимо извлечь квадратный корень. На рис. 6 приведена измеренная в дальней зоне ДН ВЦАР на частоте 34 ГГц, и восстановленная с помощью процедуры, описанной выше из измеренного поля рассеяния. В динамическом диапазоне ~10 дБ очевидно количественное совпадение диаграмм направленности, полученных двумя методами.

V. Подход к снижению ЭПР АР

Как показывает выполненный анализ снижение ЭПР антенных решеток последовательного питания возможно следующими способами: 1) согласование входов для устранения переизлученных составляющих E_{feed}^{in1} , E_{feed}^{in2} , 2) устранение или снижение влияния брэгговской составляющей рассеяния, что возможно с применением частотно-селективных экранов [1] или излучающих метаструктур, формирующих антенну [7].

В работе был рассмотрен другой подход к снижению брэгговской и структурной составляющих рассеяния – применение структур вытекающей волны, то есть устранение периодической структуры антенных элементов. Была рассчитана и смоделирована АР, составленная из 5-ти одинаковых антенных линеек, каждая из которых представляет собой волновод стандартного сечения 7,2×3,4 мм с прорезанной на широкой стенке щелью, наклоненной по отношению к оси волновода [17], вход антенны находится со стороны нулевого смещения щели от оси. Наклон щели приводит к неравномерному амплитудному распределению по длине антенны, что во ВЦАР достигается смещением щелей. Ширина щели оптимизировалась исходя из условия максимума КУ. Главный луч ДН антенны в полосе частот 26...37 ГГц меняет свое направление в диапазоне 36°...60° по отношению к нормали к антенне. Для измерения поля рассеяния все входы волноводов закорачивались.

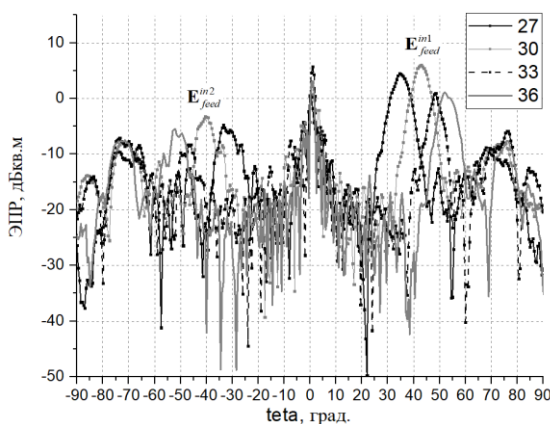


Рис. 7. Моностатические ЭПР на частотах 27-36 Гц

Главным отличием ДОР исследуемой антенны вытекающей волны (см. рис.7) от ВЦАР является отсутствие частотно-зависимых боковых брэгговских лепестков, присутствует только центральный луч ДОР, обусловленный зеркальным отражением падающей волны по нормали к апертуре.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен метод анализа характеристик рассеяния и излучения антенных решеток последовательного возбуждения, основанный на построении двумерных радиоизображений с применением алгоритма инверсного апертурного синтеза к измеренным полям рассеяния в ближней или дальней зонах. На примере ВЦАР и АР волноводов вытекающей волны показано, что пространственная фильтрация двумерных радиоизображений позволяет определять вклад в моностатическую ЭПР антенн разных составляющих рассеянного поля, а также восстанавливать характеристики излучения антенн. Возможность идентификации составляющих рассеянного поля АР обеспечивает полученная в работе математическая модель рассеяния ВЦАР. Предложенный подход может быть применен для анализа АР любого типа, а также частотоселективных поверхностей и экранов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Knott E.F., Schaeffer J.F., Tulley M.T. Radar cross section. SciTech Publishing, 2004.
- [2] Хансен Р.С. Соотношения между антеннами как рассеивателями и как излучателями // ТИИЭР. 1989. Т. 77. №. 5. С. 30.
- [3] Green R. Scattering from conjugate-matched antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1966. Т. 14. №. 1. С. 17-21.
- [4] Бененсон Л.Д., Фельд Я.Н. Рассеяние электромагнитных волн антеннами // Радиотехника и электроника. 1988. Т. 33. №. 2. С. 225-245.
- [5] Hu Y.Y. Back-scattering cross section of a center-loaded cylindrical antenna // IRE Transactions on Antennas and Propagation. 1958. Т. 6. №. 1. С. 140-148.
- [6] Lindsey J.F. Radar cross-section effects relating to a horn antenna // IEEE transactions on antennas and propagation. 1989. Т. 37. №. 2. С. 257-260.
- [7] Ramalingam S. et al. Analysis and design of checkerboard leaky-wave antennas with low radar cross section // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2020. Т. 1. С. 26-40.
- [8] Jenn D.C., Flokas V. In-band scattering from arrays with parallel feed networks // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1996. Т. 44. №. 2. С. 172-178.
- [9] Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход // М.: Радиотехника. 2015. С. 144.
- [10] Mensa D.L. High resolution radar cross-section imaging // Boston. 1991.
- [11] Белов Ю.И. и др. Внутренняя сравнительная калибровка измерительной системы при экспериментальном исследовании характеристик обратного рассеяния объектов методом инверсного апертурного синтеза // Антенны. 2016. №. 1. С. 85-95.
- [12] Broquetas A. et al. Spherical wave near-field imaging and radar cross-section measurement // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1998. Т. 46. №. 5. С. 730-735.
- [13] Белов Ю.И. Экспериментальные исследования рассеивающих свойств рупорных антенн СВЧ – КВЧ диапазонов с помощью метода инверсного апертурного синтеза. / Ю.И. Белов, Е.Л. Варенцов, И.А. Илларионов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. № 1 (том 61). С. 1-12.
- [14] Green R. B. The general theory of antenna scattering. The Ohio State University, 1963.
- [15] Jenn D.C., Lee S. Inband scattering from arrays with series feed networks // IEEE transactions on antennas and propagation. 1995. Т. 43. №. 8. С. 867-873.
- [16] Josefsson L., Rengarajan S.R. Slotted waveguide array antennas: theory, analysis and design. SciTech Publishing, 2018.
- [17] Shashkin V.I. et al. Illumination antennas for radio-vision systems of the 3-mm wavelength range // 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology. IEEE, 2014. С. 485-486.

Влияние метеорологических условий на поляризационные свойства радиоволн 3-х сантиметрового диапазона

Ф. Н. Захаров, О. А. Комогорова

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
zakharovfn@main.tusur.ru

Аннотация. В работе выполнен анализ влияния метеорологических условий, таких как дождь, снег, туман, на поляризационные свойства импульсного радиосигнала с несущей частотой 9 ГГц. В качестве поляризационных свойств рассматривались угол ориентации и угол эллиптичности полностью поляризованного сигнала, коэффициент корреляции амплитуд и разность фаз ортогонально поляризованных сигналов. Исследования проводились на наземной трассе прямой видимости протяженностью 8 км. Получены зависимости поляризационных свойств сигналов от метеорологических условий и сделаны выводы.

Ключевые слова: распространение радиоволн, поляризация, сантиметровый диапазон длин волн, прямая радиовидимость, наземная трасса

I. ВВЕДЕНИЕ

Из теории распространения радиоволн известно, что осадки начинают оказывать заметное влияние на параметры радиосигнала, начиная с частот 7–10 ГГц. В основном, в литературе рассматривается влияние дождя на уровень сигнала и поляризационные характеристики [11, 10, 7], реже рассматривается влияние снега [8, 9]. Например, в работе [2] проанализировано ослабление электромагнитных волн сантиметрового диапазона в облаках, осадках и других метеорологических явлениях. В работах [3, 4] рассматриваются поляризационные эффекты, возникающие при распространении радиоволн в осадках. В работе [6] изучено влияние различных фаз воды в атмосфере (паров, взвешенных капель, тумана и дождя) на распространение электромагнитного излучения в миллиметровом диапазоне длин волн. Получены аналитические выражения для затухания и групповой задержки на пути распространения радиоволны.

Работ, посвященных влиянию других атмосферных явлений на метеорологических параметров, не так много. Например, в работе [5] рассматривается корреляция уровня сигнала с метеорологическими параметрами – температурой, давлением, относительной влажностью, направлением и скоростью ветра. Показано, что уровень сигнала обратно пропорционален температуре, давлению и влажности и установлено, что ветер оказывает заметное влияние на радиосигнал. В работе [1] проводится оценка влияния атмосферных явлений на погрешность вычисления задержки сигнала в тропосфере. В качестве атмосферных явлений рассматриваются различные виды осадков (гидрометеоры) и электрические явления (грозы, зарницы).

Поэтому, целью работы является оценка влияния метеорологических условий на поляризационные свойства радиосигналов на трассе прямой радиовидимости. В качестве исходных данных для проведения исследования были использованы экспериментальные данные по распространению импульсных сигналов 3-х сантиметрового диапазона на наземной открытой трассе протяженностью 8 км.

II. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Передающая антенна располагалась на радиофизическом полигоне ТУСУР, а приёмная – на корпусе радиотехнического факультета ТУСУР. Профиль трассы проведения экспериментальных исследований приведен на рис. 1. Значительная часть трассы распространения радиоволн проходила над водной поверхностью (река Томь).

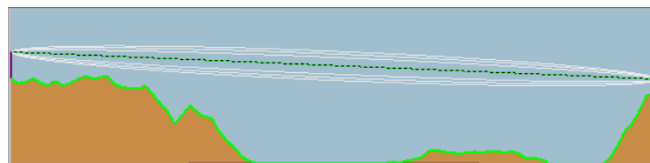


Рис. 1. Профиль трассы проведения измерений

Передатчик формировал импульсный сигнал длительностью 0,5 мкс на частоте 9 ГГц. Моменты излучения импульсов синхронизировались по рубидиевому стандарту частоты. В состав передающего устройства входили две рупорные антенны. Первая антенна излучала сигнал с горизонтальной поляризацией (ГП), вторая с вертикальной поляризацией (ВП).

Сигнал принимался на зеркальную антенну с круговой поляризацией. С антенны сигнал поступал на поляризационный разделитель, после которого осуществлялась регистрация и запись оцифрованных квадратур в бинарные файлы.

Измерения проводились сеансами длительностью 300 сек. За сеанс принималось 30000 импульсов. На рис. 2 приведён пример огибающей принимаемого импульса на одной из квадратур.

Экспериментальные исследования проводились в дневное время при различных метеорологических условиях.

Для обработки полученных бинарных файлов и для расчёта поляризационных характеристик сигнала было разработано программного обеспечения (ПО) на языке программирования Python [12].

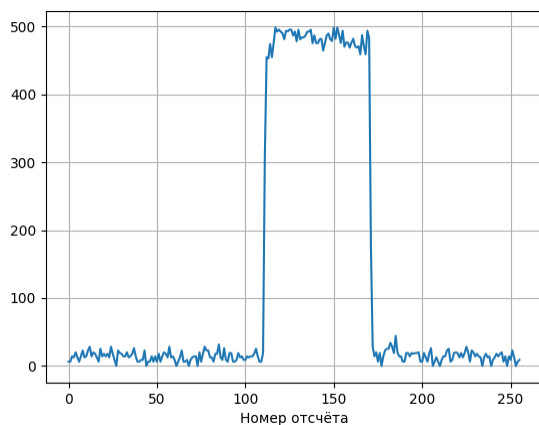


Рис. 2. Пример принимаемого импульса

III. ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА

В качестве поляризационных параметров рассматривались угол ориентации θ и угол эллиптичности ε (рис. 3) полностью поляризованного сигнала, а также коэффициент корреляции амплитуд и разность фаз ортогонально поляризованных компонент сигнала.

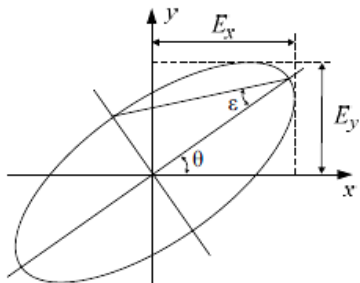


Рис. 3. Углы ориентации и эллиптичности

Угол эллиптичности является поляризационным инвариантом относительно системы координат [13]. Он не зависит от ориентации системы координат передатчика по отношению к приемнику. По этой причине угол эллиптичности может быть использован для описания состояния поляризации радиоволны сигнала.

Угол ориентации и угол эллиптичности рассчитываются с использованием следующих выражений [14]:

$$\theta = M \left[\frac{1}{2} \arctg \left(\frac{2E_x E_y \cos \delta}{E_x^2 - E_y^2} \right) \right],$$

$$\varepsilon = M \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{2E_x E_y \sin \delta}{E_x^2 + E_y^2} \right) \right],$$

где θ – угол ориентации; ε – угол эллиптичности; M – оператор математического усреднения; E_x , E_y – ортогонально поляризованные компоненты сигнала; $\delta = \varphi_x - \varphi_y$ – разность фаз ортогонально поляризованных компонент сигнала в линейном (декартовом) поляризационном базисе.

В случае если $E_x = E_y$ и $\delta = 90^\circ$, а система координат приемника совпадает с системой координат передатчика то, угол ориентации и угол эллиптичности будут равны 45° . Следовательно, поляризационный эллипс будет кругом. При изменении разности фаз или соотношения амплитуд, круг вытянется в эллипс.

Коэффициент корреляции показывает, насколько синхронно изменяются амплитуды ортогонально поляризованных компонент сигнала:

$$r_{xy} = \frac{M \left[(E_x - M(E_x))(E_y - M(E_y)) \right]}{\sqrt{M(E_x - \bar{E}_x)^2 M(E_y - \bar{E}_y)^2}},$$

где $M(E_x)$ и $M(E_y)$ – средние значения ортогонально поляризованных компонент сигнала на длительности импульса.

Разность фаз ортогонально поляризованных компонент сигнала определяется следующим образом:

$$\Delta\varphi = M(\varphi_x - \varphi_y).$$

Необходимо отметить, что поляризационные параметры вычислялись для каждого импульса, а затем усреднялись по совокупности импульсов, принятых при одном типе метеорологических условий.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ РАССЧЁТА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

При проведении исследований рассматривались следующие метеорологические условия: для лета – ясно, пасмурно, облачно, дождь; для зимы – ясно, пасмурно, облачно, снег, туман. Информация об условиях проведения измерений приведена в табл. 1.

ТАБЛИЦА 1. ИНФОРМАЦИЯ ОБ УСЛОВИЯХ ПРОВЕДЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Метеорологические условия	Дата проведения измерений	Температура воздуха	Относительная влажность
<i>Летний период</i>			
Ясно	31 мая 2021 г.	+25°C	25 %
	3 июня 2021 г.	+16°C	50 %
	12 июля 2021 г.	+19°C	80 %
Пасмурно	4 июня 2021 г.	+14°C	60 %
Облачно	1 июня 2021 г.	+18°C	48 %
Дождь	4 июня 2021 г.	+10°C	90 %
<i>Зимний период</i>			
Ясно	25 декабря 2020 г.	–27°C	70 %
Пасмурно	29 декабря 2020 г.	–27°C	70 %
Облачно	4 января 2021 г.	–24°C	73 %
Снег	10 января 2021 г.	–14°C	84 %
Туман	12 января 2021 г.	–30°C	67 %

Для каждого типа метеорологических условий было обработано не менее 120 тыс. принятых импульсов. На рисунках ниже приведены зависимости усредненных по совокупности импульсов поляризационных параметров сигнала от метеорологических условий.

На рис. 4 и 5 приведены значения угла ориентации и угла эллиптичности, соответственно.

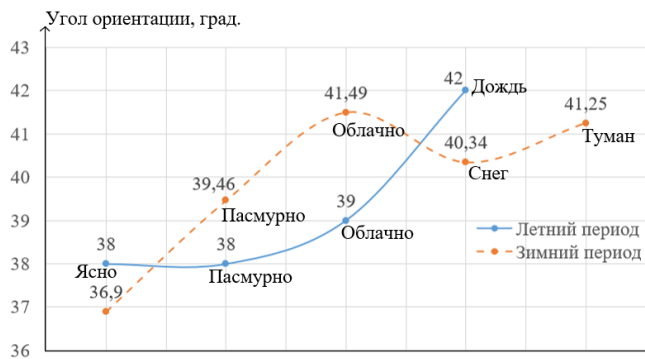


Рис. 4. Угол ориентации

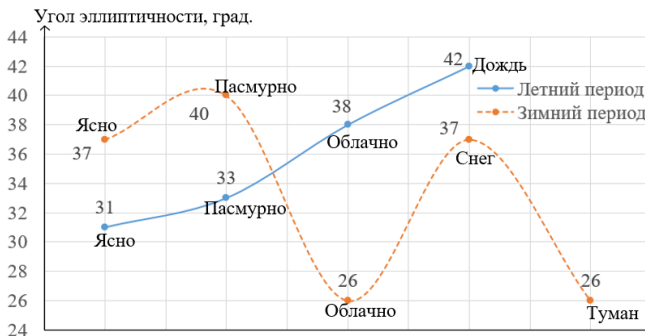


Рис. 5. Угол эллиптичности

Из рис. 4 и 5 видно, что для всех рассмотренных случаев углы ориентации и эллиптичности меньше 45° . Это говорит о том, что компонента сигнала с вертикальной поляризацией ослабевает сильнее, чем с горизонтальной поляризацией. Причем в дожде, разница амплитуд меньше, чем в ясную и пасмурную погоду. Данный результат несколько противоречит теории и требует дальнейшего исследования.

На рис. 6 представлены значения коэффициента корреляции амплитуд ортогонально поляризованных компонент сигнала при различных метеорологических условиях.

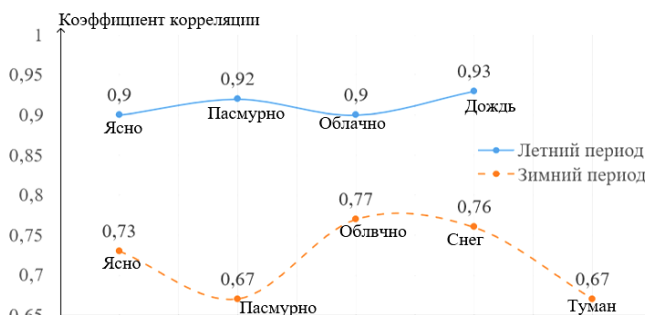


Рис. 6. Коэффициент корреляции

Как видно из рис. 6 коэффициент корреляции в зимнее время меньше в 1,26 раза, чем в летнее время. При этом летом коэффициент корреляции почти не зависит от метеорологических условий. Зимой коэффициент корреляции сильнее зависит от метеорологических условий и уменьшается при уменьшении температуры (табл. 1). Из данных результатов можно сделать вывод о том, что в летний период амплитуды ортогонально поляризованных сигналов флуктуируют более синхронно, чем в зимний.

Приведенные значения коэффициента корреляции в летний период на 10% выше, чем значения из книги [15], полученные на аналогичных трассах.

На рис. 7 приведены графики СКО разности фаз для летнего и зимнего периодов.

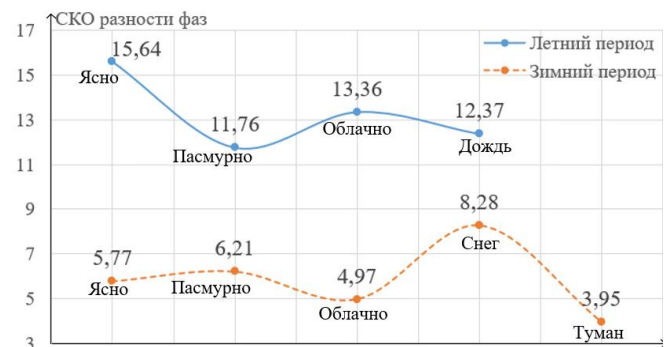


Рис. 7. СКО разности фаз

Как видно из рис. 7, СКО разности фаз больше в летний период чем в зимний в 2,27 раза. В [15] приведены измеренные значения разности фаз на трассах прямой радиовидимости в летний период. Результат сравнения значений приведен в табл. 2.

ТАБЛИЦА II. СРАВНЕНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ В ЛЕТНИЙ ПЕРИОД

СКО разности фаз из [15]	Полученное СКО разности фаз
13° (в течении импульса)	$13,3^\circ$
$16,2^\circ$ (в пределах импульса)	
10° (в течении суток)	

Из табл. 2 видно, что приведенное СКО разности фаз на 30 % выше при длительных наблюдениях сигнала, чем в [15].

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе была проведена оценка влияния метеорологических условий на поляризационные свойства радиосигналов на трассе прямой радиовидимости. Установлено, что погодные условия влияют на поляризационные параметры сигнала и согласуются с результатами других исследований. Однако, результаты в части оценки углов ориентации и эллиптичности полностью поляризованного сигнала являются противоречивыми и требуют дополнительного исследования.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Авторы выражают благодарность заведующему кафедрой радиотехнических систем Мещерякову А.А. за оказанную помощь при проведении данного исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Sarkar S.K., Kumar A. Recent studies on cloud and precipitation phenomena for propagation characteristics over India // Indian Journal of Radio and Space Physics. 2007. V. 36. pp. 5002-513.
- [2] Arslan C.H., Aydin K., Urbina J.V., Dyrud L. Satellite-Link Attenuation Measurement Technique for Estimating Rainfall Accumulation // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2018. V. 56 (2). pp. 681-693.
- [3] Singh H. et al. Proposed model for radio wave attenuation due to rain (RWAR) // Wireless Personal Communications. 2020. V. 115. pp. 791-807.

- [4] Antar Y.M.M. Propagation effects due to snow and melting particles along a propagation path // 1990 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. IEEE, 1990. pp. 200-204.
- [5] Hatsuda T., Okuno M., Inoue K., Itoh K., Mitsuhashi R.. Comparison of multiple satellites diversity characteristics between rain and snow attenuations for 14/12 GHz band // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest, Montreal, QC, Canada, 1997. V. 4. pp. 2556-2559.
- [6] Кхьюнг Н.В. Оценка влияния метеобразования на распространение радиоволн в X-диапазоне // Труды МФТИ. 2020. №3 (47). С. 94-103.
- [7] Olsen R.L. A review of theories of coherent radio wave propagation through precipitation media of randomly oriented scatterers, and the role of multiple scattering //Radio Science. 1982. V. 17 (5). pp. 913-928.
- [8] Mishchenko M.I. Coherent propagation of polarized millimeter waves through falling hydrometeors // Journal of electromagnetic waves and applications. 1992. V. 6 (7). pp. 1341-1351.
- [9] Golovachev Y. et al. The effect of weather conditions on millimeter wave propagation // International Journal of Circuits, System, and Signal Processing. 2019. T. 13. С. 690-695.
- [10] Amajama J., Eshiet M. Impact of weather components on (UHF) radio signal // International Journal of Engineering Research and General Science. 2016. V. 4 (3). pp. 481-494.
- [11] Zakharov F.N., Mikhailenko S.A., Timoshin D.V. Influence of the Atmospheric Phenomena on the Tropospheric Delay of Satellite Navigation Signals // Russian Physics Journal – July 2018, Volume 61, Issue 3, pp 525–533.
- [12] Комогорова О.А. Мусихин И.Д. Программа для обработки бинарных файлов и анализа статистических характеристик СВЧ сигнала // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2023», Томск, 17-19 мая 2023 г. Томск: Из-во ТУСУРа, 2023. В печати.
- [13] Карнышев В.И., Литхарт Л.П., Хлусов В.А., Шарыгин Г.С. Поляризационные инварианты матрицы рассеяния невязимного радиолокационного объекта // Радиолокация, навигация, связь: материалы докл. VIII Междунар. науч.-технич. конф. В 4 т. Воронеж: ВГУ, 2002. Т. 3. С. 1648–1654.
- [14] Громов В.А., Аникин А.С. Оценка мгновенного угла эллиптичности сигналов РЛС кругового обзора на закрытой наземной трассе в X-диапазоне // Доклады ТУСУР. 2013. №3 (29). С. 17-23.
- [15] Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения / В.П. Денисов, Г.С. Шарыгин, М.В. Крутиков, В.Ю. Лебедев, А.А. Мещеряков, Д.В. Дубинин, Е.П. Ворошилин, А.А. Гальцер, Н.А. Колядин. В.Г. Корниенко, К.Е. Мухомор. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. 501 с.

Increasing the Near-field Interaction of a flat Spiral Coil by Optimizing the Distribution of Currents in its Turns

Yuliya Grigorovich

*School of Physics and Engineering ITMO University
St. Petersburg, Russia*

Il'dar Yusupov

*School of Physics and Engineering ITMO University
St. Petersburg, Russia*

Sergej Geyman

*School of Physics and Engineering ITMO University
St. Petersburg, Russia*

Mihail Udov

*School of Physics and Engineering ITMO University
St. Petersburg, Russia
mikhail.udrov@metalab.ifmo.ru*

Abstract—This paper presents a method for enhancing the near-field interaction of flat spiral coils with wire lengths comparable to the wavelength and overall dimensions not less than an order of magnitude shorter than the conductor length. The method focuses on optimizing the distribution of currents across the coils by adjusting their magnitude and phase characteristics. Numerical calculations are conducted to analyze the current distribution of the coils and evaluate the increase in energy transfer efficiency between coils, even in the presence of surrounding objects. The proposed method has demonstrated up to a 5.6-fold increase in energy transfer efficiency. This approach to achieving the desired current distribution within the coils of a flat coil can find practical applications in wireless energy transfer and RFID technology.

Keywords—wireless power transfer; near-field interaction; RFID

I. INTRODUCTION

Flat single- and multi-coils are commonly employed for energy transfer using a magnetic field. They are typically created either by printing on a dielectric material or by constructing wire structures in free space. These coils are characterized by their small size, low ohmic losses, and high efficiency. The efficiency of these systems is primarily determined by the ability of such emitters to generate a high-intensity magnetic field. When neglecting the ohmic losses, the efficiency of these systems is directly proportional to the inductance of their coils, which can be calculated or measured with appropriate instruments in most cases.

However, all such coils achieve their maximum transfer coefficient within a limited spatial area, which is determined by their fixed geometry and, typically, by the constancy of their electrical characteristics. The accuracy of the latter statement increases as the mutual inductance value between the receiving and transmitting coils decreases in the electrodynamic system. This occurs when there is either a significant disparity in geometric sizes, a considerable distance between the coils, or a mutual orientation that hinders high mutual-induction flux linkage.

Coil sizes in wireless power transfer (WPT) systems affect transmission range and bias sensitivity. Thus, the works [1, 2] present the development of printed planar spiral coils for biomedical applications, where the distance of

effective energy transfer (up to 70%) of these systems at 13.5 MHz is about 1–2 cm.

Since the range of interaction in the near field is determined by the intensity level of the magnetic field, the electric currents serve as the source for the transmitting coil. Achieving in-phase currents in the turns of the coil maximizes the field within the fixed geometry of the coils and the shape of their cross-section. By the reciprocity principle, the relationship between the external field and the currents in the receiving coil will be identical. As a result, extreme values of the magnetic field induction occur along the symmetry axis of the coil.

One of the well-known methods to achieve in-phase and uniform distribution of currents in coil turns is to segment them with capacitors. This method is widely used in many designs [3]. Segmentation with the use of capacitors improves transmission efficiency and provides a more stable wireless power transmission system [5, 6]. The method of coil segmentation by capacitors has also found application in radio frequency identification (RFID) systems. For example, an antenna design consisting of a planar magnetic frame and a quartz substrate was presented [7]. To increase the magnetic field intensity in the near zone, capacitive elements were used, which allows to compensate the inductive component of the frame impedance and match it with the impedance of the element at the operating frequency. The work [8] presents a model of a segmented magnetic antenna, where the antenna length is commensurate with the wavelength. Capacitors are also used here to produce in-phase and constant amplitude current on a loop of large electrical size. The work [9] shows a segmented printed antenna consisting of a primary square segmented loop and a parasitic rectangular segmented loop. The capacitance is presented in a printed design. The proposed design achieves a uniform magnetic field distribution over a wider readout area.

However, all the shown designs of planar segmented coils do not imply controlling the ratings of the concentrated elements. In certain cases, however, such adaptation is very effective, and it can significantly increase the transfer coefficient of the system of two coils, located at some distance from each other. In this paper, we numerically explore the effectiveness of a method for controlling field distribution when transmitting electromagnetic energy between two flat coils in the near (middle) zone, especially in

This work was supported by the Russian Science Foundation under Project 23-19-00511.

the presence of interfering objects. Our approach involves redistributing the magnetic field of the transmitting coil to significantly enhance the efficiency of energy transfer compared to fixed electric parameters of the radiating element.

II. SEGMENTED COIL DESIGN AND SIMULATION RESULTS

We conducted computational studies on a system consisting of a receiving coil and a transmitting coil, both tuned to a frequency of 13.5 MHz, which corresponds to RFID standards. The transmitting coil has an overall size of 1 m, while the receiving coil measures 0.045 m. In the first case, the pitch between the coils is 0.09 m, while in the second case, it is 0.03 m. The conductors have a square cross-section of 3×3 mm and 1×1 mm respectively, and they are made of copper. Figure 1 illustrates the general view of these coil models. Tuning the resonant frequency of the receiving coil is achieved by connecting a tuning capacitor C_r in the gap between the turns. For the transmitting coil, tuning is performed by adjusting the combination of parameters of capacitors 2, which are positioned on its turns. The input impedance of generator 1 corresponds to 50 Ω .

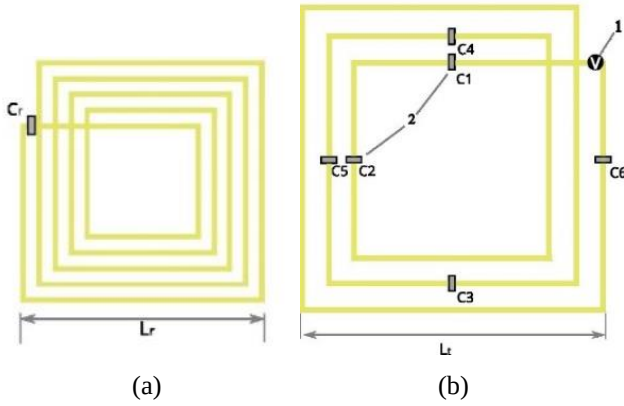


Fig. 1. Coil designs: (a) receiving coil, (b) transmitting coil; 1 – generator port, 2 - tunable capacitors

In the absence of the segmentation by capacitors the current distribution has a complex behavior due to the coupling effect. Since the coil conductor length is about 0.25λ , which implies the capacitive coupling in addition to the inductive coupling. The case of current distribution on the turns of the transmitting coil without segmenting them with capacitors is shown in Fig. 2, it also shows the Smith chart for the cross section of the generator connection port.

The coil has an input impedance of $27.3 - j4752 \Omega$, i.e. is not matched with the transmitter. For the case of the controllable coil, ensuring its matching leads to almost in-phase distribution of currents in its turns, which can be seen in Fig. 3.

The main advantage of the adaptive transmitting coil is the possibility of maximizing the field in the receiving point in the presence of extraneous objects close to the transmitting antenna. It will be shown that at the initial settings of the transmitting antenna the current induced on the receiving side can be significantly lower in magnitude than the current after the adjustment of the capacitor nominal values. The principle described above was checked by the example of a system of coils, between which there is a shading object – a block made of perfect electric conductor with the dimensions of $100 \times 100 \times 20$ cm. Fig. 4 shows their mutual arrangement. The transmitting coil is located below, the receiving coil is

on top at distance H_r , and the interfering object between them at some distance H_b .

All numerical calculations were performed with the of CST Studio Suite 2022, which allows performing electrodynamic analysis of complex structures based on their finite-element models. In this case, due to the peculiarities of the geometry of the coils and their electrical dimensions, the frequency method of solving the electrodynamic problem was chosen.

Fig. 5 shows the amplitude spectra of currents in the turns of the receiving coil for the most representative cases of field control from the transmitting coil, data on the parameters of the coil in each case are summarized in Table 1. The supply voltage was 1V. The green curves illustrate the distribution of currents in the transmitting coil operation with the initial settings of the parameters, which were obtained for the receiving and transmitting system in the absence of an interfering object, and the red ones – when the process of adaptation of the transmitting antenna to the criterion of maximum current in the receiving antenna was implemented. They show that the multiplicity of the gain in the current amplitude on the receiving side when adjusting the segmented antenna can be up to 2.2–5.6.

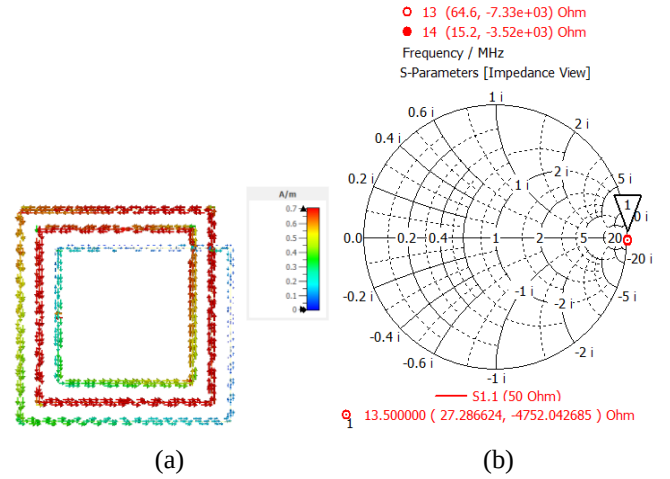


Fig. 2. Illustrated current distribution on the turns of the transmitting coil (a) and its corresponding resistance diagram for the input port (b): unsegmented coil

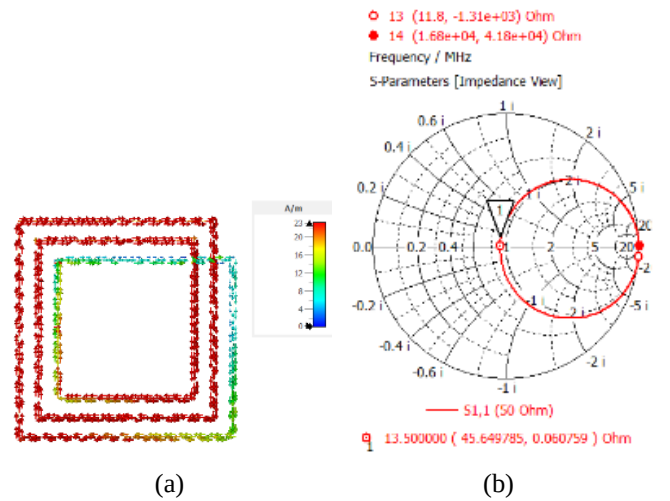


Fig. 3. Illustrated current distribution of the transmitting coil turns (a) and the corresponding resistance diagram for the input port (b): segmented coil

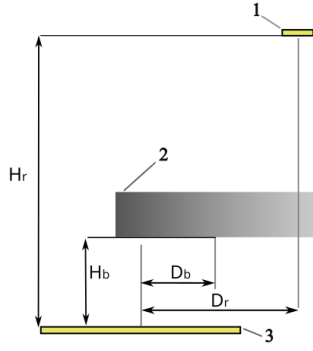
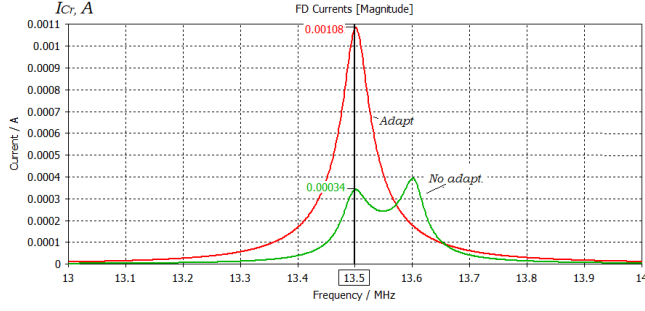
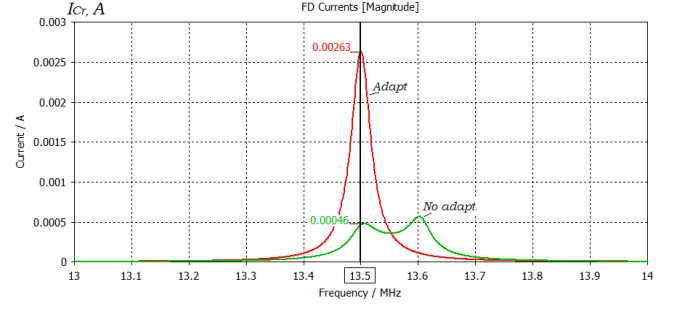


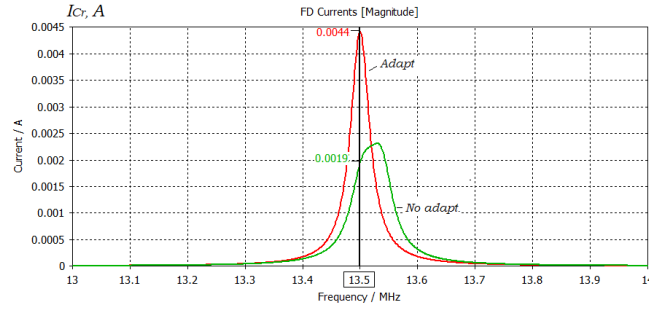
Fig. 4. Mutual positioning of objects in the system. 1 – receiving coil, 2 – object between antennas, 3 – transmitting coil



(a)



(b)



(c)

Fig. 5. (a),(b), and (c) illustrate the distribution of currents in the turns of the receiving coil for parameter sets 1, 2, and 3, respectively

TABLE I. COIL PARAMETERS

	Parameter set 1. Hr=2 m, Hb=0.5 m, Dr=1 m, Db=0 m.		Parameter set 2. Hr=2 m, Hb=0.5 m, Dr=0 m, Db=0 m		Parameter set 3. Hr=1 m, Hb=0.5 m, Dr=0.5 m, Db=0.5 m	
	Before optimization	After optimization	Before optimization	After optimization	Before optimization	After optimization
$C1$	13 pF	27 pF	13 pF	14 pF	1.7 pF	7.5 pF
$C2$	1 nF	920 pF	1 nF	950 pF	270 pF	1.3 nF
$C3$	3 nF	125 nF	3 nF	3.5 nF	1.6 pF	1.6 nF
$C4$	430 pF	1.3 nF	430 pF	390 pF	225 pF	290 pF
$C5$	140 pF	28 pF	140 pF	150 pF	290 pF	210 pF
$C6$	1.2 pF	14 pF	1.2 pF	1.2 pF	5.5 pF	1.8 pF
C_r	135 pF	135 pF	135 pF	135 pF	135 pF	135 pF

III. CONCLUSION

The method of controlling the field distribution demonstrates its effectiveness when transmitting electromagnetic energy within the near (middle) zone between two flat coils in the presence of interfering objects. It allows for the redistribution of the magnetic field of the transmitting coil in such a way that it significantly enhances the efficiency of energy transfer compared to situations with fixed electric parameters of the radiating element. The

adjustment (adaptation) elements of the coil can be lumped elements such as capacitors, which are positioned in specific locations along its turns. Changes in the capacitor parameters will result in variations in the amplitude and phase distribution of current in the coils, subsequently leading to spatial redistribution of the field. Implementing this principle in practice can prove beneficial for RFID communication and power transmission to low-power consumers.

REFERENCES

- [1] J. Luo, R. Xue, J. Cheong, X. Zhang, and L. Yao, "Design and Optimization of Planar Spiral Coils for Powering Implantable Neural Recording Microsystem," 2023.
- [2] S.R. Khan and G.S. Choi, "Analysis and optimization of four-coil planar magnetically coupled printed spiral resonators," *Sensors (Switzerland)*, vol. 16, no. 8, 2016
- [3] V. Puchnin et al., "Quadrature transceive wireless coil: Design concept and application for bilateral breast MRI at 1.5 T," *Magn. Reson. Med.*, vol. 89, no. 3, pp. 1251–1264, 2023
- [4] Y. Tao, Rosti Lemdiasov, Arun Venkatasubramanian, and Marshal Wong, "Segmented Coil Design Powering the Next Generation of High-efficiency Robust Micro-implants," in *Wireless Power Transfer-Perspectives and Application*, 2022.
- [5] S. Stoecklin, A. Yousaf, G. Gidion, and L. Reindl, "Efficient Wireless Power Transfer with Capacitively Segmented RF Coils," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 24397–24415, 2020
- [6] M. Derkach, P. Turalchuk, and I. Munina, "Near-field microwave antenna for radio-frequency identification systems based on SAW passive elements," pp. 2–6.
- [7] D.M. Dobkin, S.M. Weigand, and N. Iyer, "Segmented magnetic antennas for near-field UHF RFID," *Microw. J.*, vol. 50, no. 6, pp. 96–102, 2007.
- [8] X. Qing and Z. N. Chen, "UHF near-field segmented loop antennas with enlarged interrogation zone," 2012 IEEE Int. Work. Antenna Technol. iWAT 2012, no. January 2015, pp. 132–135, 2012

Устройство фазирования для антенны круговой поляризации

С. В. Балландович¹, С. С. Голиков², Г. А. Костиков¹, Л. М. Любина¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

²АО «НИИ телевидения»

tas88@mail.ru

Аннотация. Приведены результаты проектирования и изготовления устройства фазирования для антенны с переключаемой круговой поляризацией (КП). Приводятся и обсуждаются расчетные и экспериментальные характеристики. Изготовленное устройство обеспечивает вносимые потери в каналах не хуже 1,5 дБ и фазовую ошибку не более 5° в 10 % полосе частот. Устройство позволяет реализовать антенну с переключаемым направлением КП на базе двух пар излучателей с линейными ортогональными поляризациями.

Ключевые слова: антенны круговой поляризации, устройство фазирования, коэффициент эллиптичности, диаграмма направленности, квадратурный фазовый сдвиг

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные радиотехнические системы предъявляют повышенные требования к форме диаграммы направленности и поляризационным характеристикам антенн КП. Особенно эта задача актуальна для облучателей зеркальных антенн и антенных решеток, для которых требуется разработка антенн с переключаемой поляризацией [1–3], работающих в совмещенных диапазонах рабочих частот с совпадающим фазовым центром [4]. Интересным решением в этой связи является реализация антенны круговой поляризации на основе совокупности двух пар излучателей с линейными ортогональными поляризациями, каждый из которых запитан в квадратуре [5]. Целью настоящей работы является разработка, изготовление и экспериментальное исследование устройства, обеспечивающего равное деление мощности с квадратурным фазовым сдвигом между четырьмя соседними каналами. Для оперативной смены поляризации устройство должно предусматривать возможность изменения знака фазового сдвига между соседними квадратурными каналами.

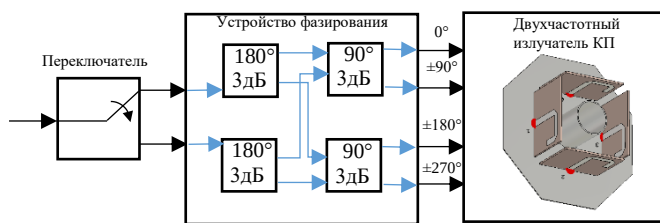


Рис. 1. Структурная схема устройства и его место в организации переключаемой поляризации.

Структурная схема устройства и его место в антенной системе, формирующей переключаемую круговую поляризацию, приводится на рис. 1. Элементы, обеспечивающие 180° фазовый сдвиг и 3 дБ деление, можно реализовать различными способами: гибридный

мост, делитель Уилкинсона с дополнительной линией задержки, мосты для поверхностного монтажа, изготовленные на основе LTCC технологии. С целью снижения вносимых потерь и повышения технологичности устройства выбран вариант реализации схемы в микрополосковом исполнении на основе делителей Уилкинсона с дополнительной линией задержки.

В работе приводятся и обсуждаются результаты схемотехнического проектирования в пакете *AWR Design Environment*, а также экспериментального исследования характеристик изготовленного устройства.

II. РАЗРАБОТКА ТОПОЛОГИИ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА

Топология устройства приводится на рис. 2. При анализе использовались микрополосковые элементы, характеристики которых заданы на основе аналитического решения для квази-ТЕМ волны с учетом диэлектрических и кондуктивных потерь.

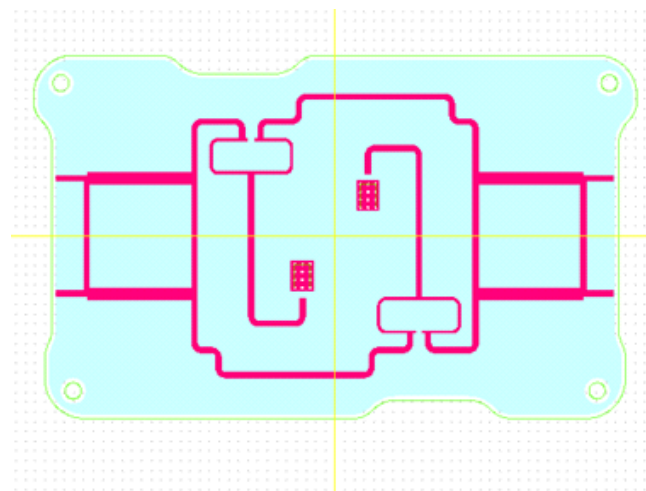


Рис. 2. Топология печатной платы устройства фазирования.

В качестве диэлектрической подложки используется материал с толщиной 1,28 мм, диэлектрической проницаемостью 10,6 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,002. Габариты печатной платы составляют 60x100 мм.

Расчетные частотные зависимости фазы коэффициента передачи между входом и выходами квадратурных каналов приводятся на рис. 3.

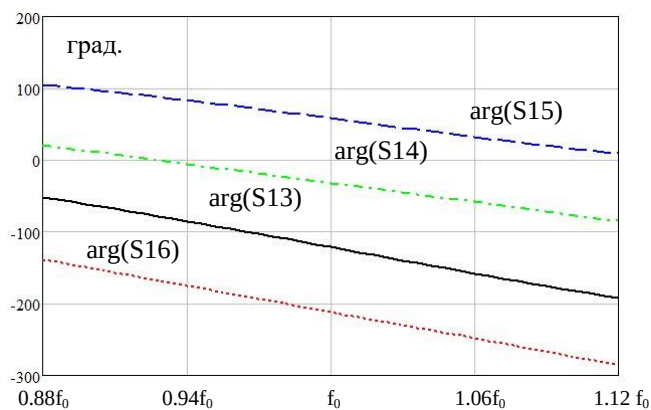


Рис. 3. Частотная зависимость фазы коэффициентов передачи между входом №1 и выходами устройства фазирования.

На центральной рабочей частоте (f_0), находящейся в верхней части L-диапазона, ошибка в вычисленных значениях разности фаз между каналами не превосходит 2° . Вследствие симметрии устройства при возбуждении со второго входа уровень ошибки сохраняется, а разность фаз на выходах каналов меняет знак.

Частотные зависимости модулей коэффициентов передачи между входом и выходами приводятся на рис. 4.

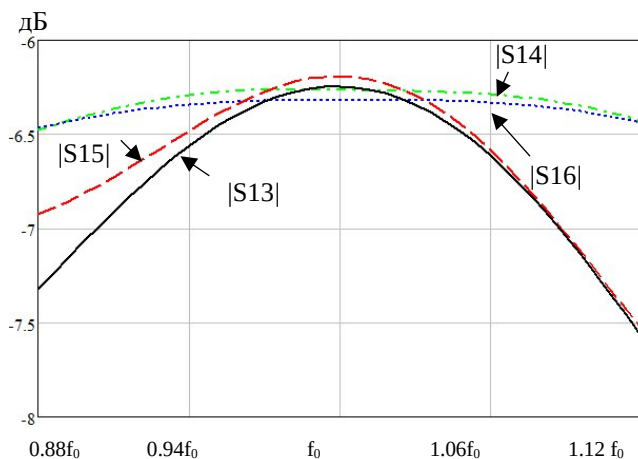


Рис. 4. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи между входом №1 и выходами.

Из приведенных зависимостей видно, что на частоте f_0 расчетные вносимые потери в каждом канале не превосходят 0,3 дБ, а в 10% полосе не превышают 0,5 дБ.

III. ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ФАЗИРОВАНИЯ

Фотография изготовленного устройства приводится на рис. 5.

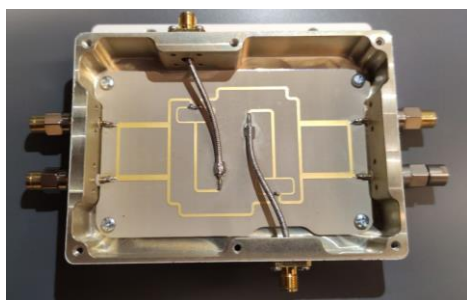


Рис. 5. Фотография устройства фазирования.

Топология изготовлена на подложке Arlon AD1000 с параметрами аналогичными представленным при схемотехническом моделировании. Нижняя сторона подложки имеет сплошную металлизацию и непосредственно укладывается в фрезерованный корпус. Для подведения входных сигналов используются полужесткие коаксиальные кабели SF085 с кабельным фланцевым разъемом, с другой стороны они непосредственно распаиваются к контактным площадкам на печатной плате. Для вывода квадратурных сигналов используются приборные разъемы, устанавливаемые на печатную плату. Экспериментальные зависимости получены на основе панорамного измерителя параметров СВЧ цепей Planar 50244.

Частотные зависимости фазы коэффициентов передачи приводятся на рис. 6, на частоте f_0 разность фаз между соседними каналами составляет $\pi/2$, фазовая ошибка в полосе 10% не превышает 5° .

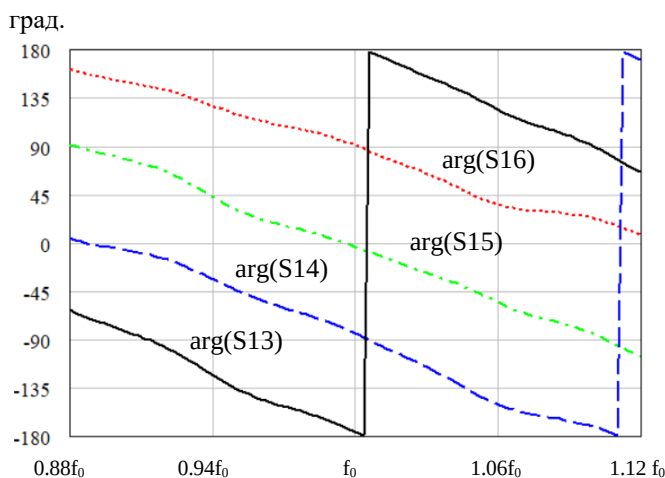


Рис. 6. Частотные зависимости фазы на выходах устройства.

Модули коэффициентов передачи каналов приводятся на рис. 7, вносимые потери в каждый канал на частоте f_0 не превосходят 0,9 дБ. Более заметный уровень потерь по сравнению с расчетом обусловлен наличием подводящих разъемов и кабелей.

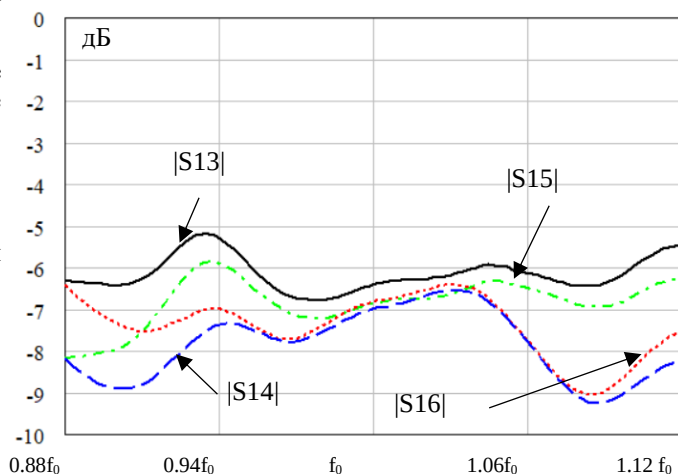


Рис. 7. Частотные зависимости коэффициентов передачи.

Развязка между входами устройства в полосе 10 % не превышает -22 дБ (рис. 8), на центральной частоте рабочего диапазона она достигает -30 дБ.

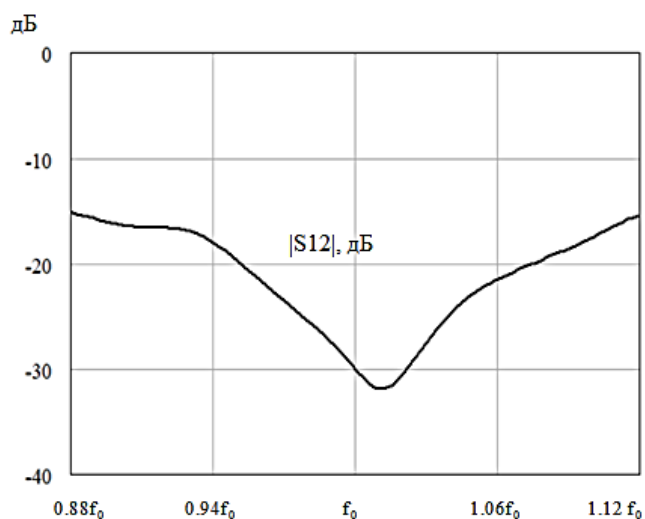


Рис. 8. Развязка между входами устройства фазирования.

Частотные зависимости согласования на входных и выходных портах приводятся на рис. 9, 10 соответственно. В полосе 10 % согласование на входе оказывается лучше -10 дБ, на выходных портах аналогичный уровень обеспечивается в полосе 25 %.

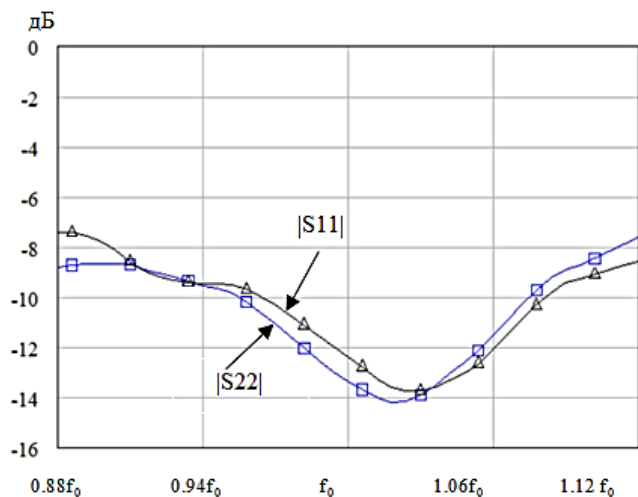


Рис. 9. Согласование на входных портах устройства

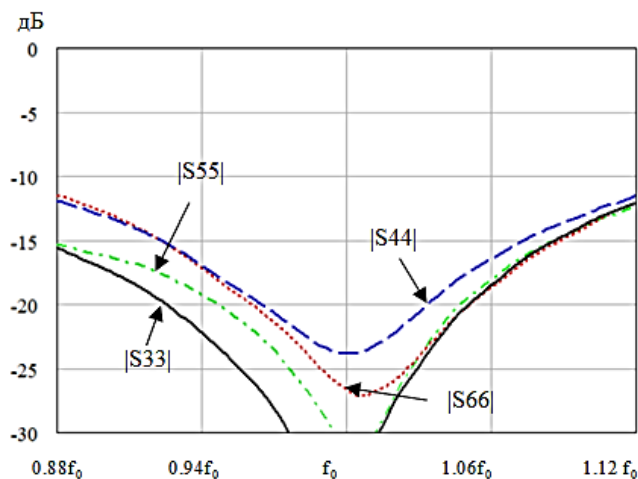


Рис. 10. Согласование на выходах устройства.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты демонстрируют хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных и подчеркивают перспективность применения предложенного варианта исполнения фазированного устройства для реализации антенны с переключаемой круговой поляризации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] L. Kang, H. Li, B. Tang, X. Wang, J. Zhou Quad-Polarization-Reconfigurable Antenna With a Compact and Switchable Feed // IEEE antennas and wireless propagation letters, vol. 20, №. 4, april 2021, pp. 548-552
- [2] G. Kim, K. Kim, S. Chae, H. Cho, J. Yu A Wideband Reconfigurable Feeding Network for Quadruple Polarization Antenna. // 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). 23-26 October 2018, Korea, pp. 238-241.
- [3] C. Gu, S. Gao, H. Liu Compact Smart Antenna With Electronic Beam-Switching and Reconfigurable Polarizations IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 63, №. 12, dec 2015 pp. 5325-5333
- [4] Moon-Hee Chung A Design of a Dual-band Feed System for S/X-band. // Proceedings of the 48th European Microwave Conference pp. 1493-1496.
- [5] A. Yasin, J. Yang, T. Östling. A Compact Dual-Band Feed for Reflector Antennas Based on Choke Horn and Circular Eleven // Antenna IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 57, No. 10, October 2009, pp. 3300-3302.

Применение спектрального тензора прохождения обтекателя для оценки его параметров и влияния на характеристики укрытой им антенны

А. В. Кирпанев¹, Н. А. Кирпанев²

¹Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «РАДАР ММС»
²ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»
 E-mail: kirpanev_av@radar-mms.com

Аннотация. Предлагается способ оценки влияния обтекателя на характеристики укрытой им антенны с помощью его спектрального тензора прохождения. Поля излучения антенны и системы «антенна-обтекатель» описываются с помощью векторных спектров однородных плоских волн, компоненты которых определяются через амплитуды векторных сферических волн. Амплитуды векторных сферических волн антенны и системы «антенна-обтекатель» определяются по распределению поля на окружающей их сфере. Приведены возможные пути определения спектрального тензора прохождения обтекателя. На основе компьютерного моделирования показана возможность оценки параметров обтекателя с помощью восстановления поля на вынесенной апертуре (ВА) системы «антенна-обтекатель» на основе распределения поля на сфере, замыкающей исследуемую систему. Показана возможность оценки диэлектрической проницаемости материала обтекателя с помощью его спектрального тензора прохождения.

Ключевые слова: антенна; радиопрозрачный обтекатель; ближнее поле; дальнее поле; апертурное поле; диэлектрическая проницаемость; волновой фронт; напряженность электрического поля; измерительный зонд; сканер

1. ВЫБОР СПОСОБА СКАНИРОВАНИЯ И ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРЕНИЙ

В некоторых случаях исследуемая система «испытуемая антенна – радиопрозрачный обтекатель» (ИА-РПО) обладают небольшими размерами. Это условие позволяет определить основные характеристики системы ИА-РПО по амплитудно-фазометрическим измерениям в дальней зоне [1], так как не требуется большая безэховая экранированная камера (БЭК), а существующие теперь гибкие СВЧ-кабели вносят незначительные фазовые ошибки.

В других достаточно часто встречающихся случаях волновые размеры системы ИА-РПО не позволяют выполнить задачу испытания по измерениям в дальней зоне, когда размеры БЭК не позволяют выполнить условия дальнего поля [2]

$$r_{\text{дп}} \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

где $r_{\text{дп}}$ – расстояние до границы области дальнего поля; D – наибольший линейный размер системы ИА-РПО; λ – длина волны. Амплитудно-фазометрические измерения

ближнего поля направленных источников излучения выполняются планарным, цилиндрическим или сферическим сканерами [3]. Выбор сканера определяется направленными свойствами ИА. Граница $r_{\text{апер}}$ апертурного поля ИА определяется условием [4]

$$r_{\text{апер}} \leq 0,6D_a \sqrt{\frac{D_a}{\lambda}}, \quad (2)$$

где D_a – наибольший линейный размер излучающей апертуры ИА. По результатам планарных измерений дальнее поле ИА достоверно восстанавливается в угловом секторе, граница которого определяется условием [3]

$$\beta \leq \arctg \frac{L - D_a}{2d}, \quad (3)$$

где L – размер плоскости сканирования, d – расстояние от излучающей апертуры ИА до плоскости измерений. Если применяется цилиндрический сканер, то L – высота образующей цилиндра, охватывающего ИА, а d – расстояние от излучающей апертуры ИА до этого цилиндра. Для системы ИА-РПО расстояние от апертуры ИА до наружной передней стенки РПО может составлять до $2D_a$ и более. Например, если $d > 2D_a$, а $L = 2D_a$, то сектор достоверного восстановления поля $2\beta < 28^\circ$. Помимо этого для сканирующих антенн необходимо определять характеристики системы ИА-РПО при максимальных углах отклонения ИА или её апертурного волнового фронта (если ИА – решетка с электрическим сканированием). Применение сферического сканера позволяет преодолеть эти проблемы [5].

Ограничивая область восстановления поля ИА и системы ИА-РПО областью передней полусферы в направлении оси OZ декартовой системы координат, электрическое поле ИА

$$E_v(x, y, z) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 A_v(k_x, k_y) e^{-ikk_x x - ikk_y y - ikk_z z} dk_x dk_y, \quad (4)$$

где индекс $v = x, y, z$ служит для обозначения составляющих напряженности электрического поля. Независимые составляющие векторного амплитудного спектра ИА определяются равенствами

$$\begin{cases} A_x(k_x, k_y) = \frac{i(k_y \tilde{E}_\varphi(k_x, k_y) - \tilde{E}_\theta(k_x, k_y) k_z k_x)}{2\pi k k_z \sqrt{k_x^2 + k_y^2}}, \\ A_y(k_x, k_y) = -\frac{i(k_x \tilde{E}_\varphi(k_x, k_y) + \tilde{E}_\theta(k_x, k_y) k_z k_y)}{2\pi k k_z \sqrt{k_x^2 + k_y^2}}, \end{cases} \quad (5)$$

где $k_x = \sin \theta \cos \varphi$; $k_y = \sin \theta \sin \varphi$; $k_z = \sqrt{1 - k_x^2 - k_y^2} = \cos \theta$; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число. Входящие в (5) составляющие $\tilde{E}_\theta(k_x, k_y)$ и $\tilde{E}_\varphi(k_x, k_y)$

$$\begin{cases} \tilde{E}_\theta(k_x, k_y) = \frac{1}{\sqrt{\eta} \sqrt{2\pi}} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \sum_{m=-n}^n i^n \left(-\frac{m}{|m|}\right)^m e^{im\varphi} \times \\ \times (b_{nm} \frac{\partial P_n^{(m)}(\cos \theta)}{\partial \theta} - a_{nm} \frac{m P_n^{(m)}(\cos \theta)}{\sin \theta}), \\ \tilde{E}_\varphi(k_x, k_y) = \frac{1}{\sqrt{\eta} \sqrt{2\pi}} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \sum_{m=-n}^n i^{n+1} \left(-\frac{m}{|m|}\right)^m e^{im\varphi} \times \\ \times (b_{nm} \frac{m P_n^{(m)}(\cos \theta)}{\sin \theta} - a_{nm} \frac{\partial P_n^{(m)}(\cos \theta)}{\partial \theta}), \end{cases} \quad (6)$$

где $\eta = \sqrt{\epsilon_0/\mu_0}$; ϵ_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; $P_n^{(m)}(\cos \theta)$ – нормированный присоединенный полином Лежандра; θ и φ – угол места и азимут сферической системы координат; a_{nm}, b_{nm} – амплитуды векторных сферических волн, определяемые с помощью известных интегральных выражений [6] по измерениям составляющих напряженности электрического поля $E_\theta(r_0, \theta, \varphi)$ и $E_\varphi(r_0, \theta, \varphi)$ на сфере радиуса r_0 , окружающей ИА; $N = kr_a + 10$ – верхний предел суммирования векторных сферических волн [5]; r_a – радиус минимальной сферы, охватывающей ИА. Ниже, на рис. 1, приведен один из распространенных вариантов сферического сканера.

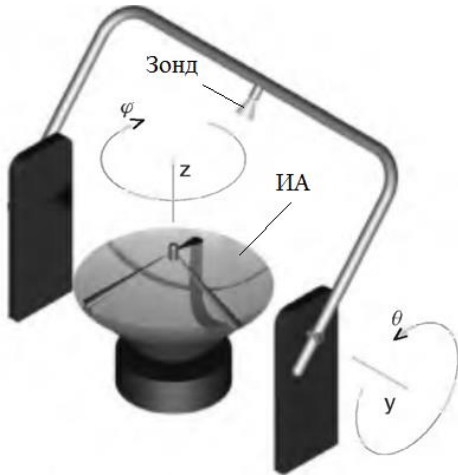


Рис. 1. Сканер с азимутальным поворотным столом и перемещением зонда по дуге

Между координатами, функциями, соотношениями, входящими в (6) и k_x, k_y существуют зависимости [5]:

$$\begin{aligned} \varphi &= \arccos(k_x / \sqrt{k_x^2 + k_y^2}), & P_n^{(m)}(\cos \theta) &= P_n^{(m)}(\sqrt{1 - k_x^2 - k_y^2}) = \\ &= P_n^{(m)}(k_x, k_y), \sin \theta = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}, & \frac{m P_n^{(m)}(\cos \theta)}{\sin \theta} &= \frac{m P_n^{(m)}(k_x, k_y)}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}}. \end{aligned}$$

При экспериментальном исследовании системы ИА-РПО выполняют два этапа измерений: ИА без РПО и ИА с РПО. Электрическое поле системы ИА-РПО, также как и поле ИА, определяется в передней полусфере на основе принципа суперпозиции однородных плоских волн

$$E_{v \text{ а-о}}(x, y, z) = k^2 \int_{-1}^1 \int F_v(k_x, k_y) e^{-ik k_x x - ik k_y y - ik k_z z} dk_x dk_y, \quad (7)$$

где независимые составляющие $F_x(k_x, k_y)$ и $F_y(k_x, k_y)$ векторного амплитудного спектра системы ИА-РПО определяются на основе выражений, аналогичных (5)–(6) по измерениям составляющих ближнего электрического поля $E_{\theta \text{ а-о}}(r_{0 \text{ а-о}}, \theta, \varphi)$ и $E_{\varphi \text{ а-о}}(r_{0 \text{ а-о}}, \theta, \varphi)$ на сфере $r_{0 \text{ а-о}}$ системы ИА-РПО. Отличие в (6) будет лишь в изменении верхнего предела суммирования векторных сферических волн $N_{\text{а-о}} = kr_{\text{а-о}} + 10$, где $r_{\text{а-о}}$ радиус минимальной сферы, охватывающей ИА-РПО. Естественно $N_{\text{а-о}} > N$.

II. СПЕКТРАЛЬНЫЙ ТЕНЗОР ПРОХОЖДЕНИЯ ОБТЕКАТЕЛЯ

Величины k_x и k_y , определяющие направления распространения однородных плоских волн, называют ещё пространственными частотами [7]. При таком подходе ИА и ИА-РПО можно рассматривать как пространственный фильтр, характеристика которого зависит от k_x, k_y и частоты возбуждения ω , связь между $F_x(k_x, k_y)$, $F_y(k_x, k_y)$ и $A_x(k_x, k_y)$, $A_y(k_x, k_y)$ в среде, свободной от зарядов и токов ($\text{div} \mathbf{E} = 0$) можно определить равенством

$$\begin{pmatrix} F_x(k_x, k_y) \\ F_y(k_x, k_y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{xx}(k_x, k_y) & T_{xy}(k_x, k_y) \\ T_{yx}(k_x, k_y) & T_{yy}(k_x, k_y) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_x(k_x, k_y) \\ A_y(k_x, k_y) \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где

$$\mathbf{T}(k_x, k_y) = \begin{pmatrix} T_{xx}(k_x, k_y) & T_{xy}(k_x, k_y) \\ T_{yx}(k_x, k_y) & T_{yy}(k_x, k_y) \end{pmatrix} \text{ – спектральный тензор}$$

прохождения обтекателя (СПТО), являющейся, фактически, его передаточной характеристикой. Если РПО не изменяет поляризацию поля ИА, то

$$\begin{pmatrix} F_x(k_x, k_y) \\ F_y(k_x, k_y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T(k_x, k_y) & 0 \\ 0 & T(k_x, k_y) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_x(k_x, k_y) \\ A_y(k_x, k_y) \end{pmatrix},$$

или

$$\begin{cases} F_x(k_x, k_y) = T(k_x, k_y) A_x(k_x, k_y), \\ F_y(k_x, k_y) = T(k_x, k_y) A_y(k_x, k_y). \end{cases} \quad (9)$$

Рассмотрим случай x – поляризации поля ИА. При этом дальнейшее поле ИА

$$\begin{cases} E_\theta(r, \theta, \varphi) = i \frac{2\pi k}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} \frac{e^{-ikr}}{r} k_x A_x(k_x, k_y), \\ E_\varphi(r, \theta, \varphi) = -i2\pi \frac{k_z}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} \frac{e^{-ikr}}{r} k_y A_x(k_x, k_y), \end{cases} \quad (10)$$

для системы ИА-РПО

$$\begin{cases} E_{\theta \text{ а-о}}(r, \theta, \varphi) = i \frac{2\pi k}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} \frac{e^{-ikr}}{r} k_x F_x(k_x, k_y), \\ E_{\varphi \text{ а-о}}(r, \theta, \varphi) = -i2\pi \frac{k_z}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} \frac{e^{-ikr}}{r} k_y F_x(k_x, k_y), \end{cases} \quad (11)$$

принимая во внимание (9)

$$\begin{cases} T(k_x, k_y) = \frac{E_{\theta \text{ а-о}}(\theta, \varphi)}{E_\theta(\theta, \varphi)}, \text{ при } \varphi \in \text{области I}, \\ T(k_x, k_y) = \frac{E_{\varphi \text{ а-о}}(\theta, \varphi)}{E_\varphi(\theta, \varphi)}, \text{ при } \varphi \in \text{области II}, \end{cases} \quad (12)$$

где область I: $0 \leq \varphi \leq 45^\circ$, $135^\circ \leq \varphi \leq 225^\circ$, $315^\circ \leq \varphi < 360^\circ$, а область II: $45^\circ < \varphi < 135^\circ$, $225^\circ < \varphi < 315^\circ$.

Определить диэлектрическую проницаемость ε однослойного РПО с достаточной для практики точностью можно непосредственно из равенств (12) с учетом (10) и (11). Эти равенства, фактически, характеризуют прохождение плоского волнового фронта, распространяющегося в направлении k_x и k_y через стенку обтекателя. При этом $T(k_x, k_y)$ можно представить

$$T(k_x, k_y) = |T(k_x, k_y)| e^{i\psi(k_x, k_y)},$$

тогда $\varepsilon = \left(\frac{\psi(k_x, k_y) \lambda}{2\pi \Delta} + 1 \right)^2 = \left(\frac{\psi^\circ(k_x, k_y) \lambda}{360^\circ \Delta} + 1 \right)^2$, где Δ – толщина стенки РПО.

Оценить ε можно по восстановлению поля на эквивалентной вынесенной апертуре (ЭВА), показанной на рис. 2. В ЭВА в точке O при вершине РПО напряженность электрического поля определяется

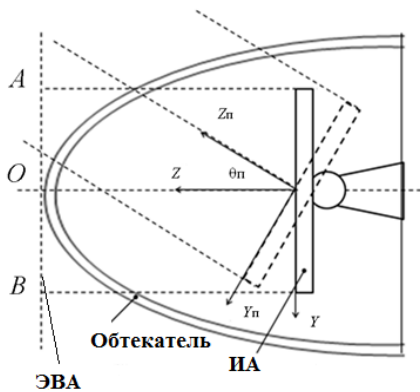


Рис. 2. Восстановление поля на ЭВА

по поля на сфере на основе равенства (7)

$$E_{x \text{ а-о}}(0, 0, d_{\text{нар}}) = k^2 \int_{-1}^1 \int F_x(k_x, k_y) e^{-ikk_z d_{\text{нар}}} dk_x dk_y, \quad (13)$$

в этой же точке для ИА без РПО

$$E_x(0, 0, d_{\text{нар}}) = k^2 \int_{-1}^1 \int A_x(k_x, k_y) e^{-ikk_z d_{\text{нар}}} dk_x dk_y, \quad (14)$$

где $d_{\text{нар}} = d_{\text{вн}} + \Delta$ – расстояние до наружной поверхности обтекателя, $d_{\text{вн}}$ – расстояние от начала координат до внутренней поверхности обтекателя. Комплексный коэффициент прохождения в точке O через стенку обтекателя определится равенством

$$T_{\text{ст}}(0, 0, d_{\text{нар}}) = E_{x \text{ а-о}}(0, 0, d_{\text{нар}}) / E_x(0, 0, d_{\text{нар}}), \quad (15)$$

а диэлектрическая проницаемость

$$\varepsilon = \left(\frac{\psi(0, 0, d_{\text{нар}}) \lambda}{2\pi \Delta} + 1 \right)^2 = \left(\frac{\psi^\circ(0, 0, d_{\text{нар}}) \lambda}{360^\circ \Delta} + 1 \right)^2,$$

где $\psi(0, 0, d_{\text{нар}}) = \arctg(\text{Im}(T_{\text{ст}}(0, 0, d_{\text{нар}})) / \text{Re}(T_{\text{ст}}(0, 0, d_{\text{нар}})))$.

Определение ε не является основной задачей применения СПТО и восстановления поля на ЭВА, в отличие от задачи различных методов коррекции влияния обтекателя на характеристики антенны [8,9].

III. КОМПЬЮТЕРНАЯ ВЕРИФИКАЦИЯ

Проверка адекватности методов восстановления ЭМП на ЭВА, определение диэлектрической проницаемости с помощью восстановления ЭМП на ЭВА и с помощью $T(k_x, k_y)$ выполнялась с помощью компьютерного моделирования. Рассматривалась система ИА-РПО, приведенная на рис. 3.

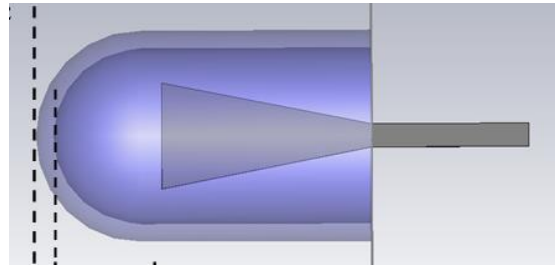


Рис. 3. Компьютерная модель и расположение ЭВА

По распределению поля на сфере радиуса 1м вокруг ИА и системы ИА-РПО восстанавливались поля в апертуре ИА и на ЭВА системы ИА-РПО. Ниже на рис. 4-5 приведены сечения восстановленного поля на ЭВА, проходящую через вершину РПО. Приведены распределение фазы и амплитуды. При этом штриховая линия – без РПО, сплошная – с РПО.

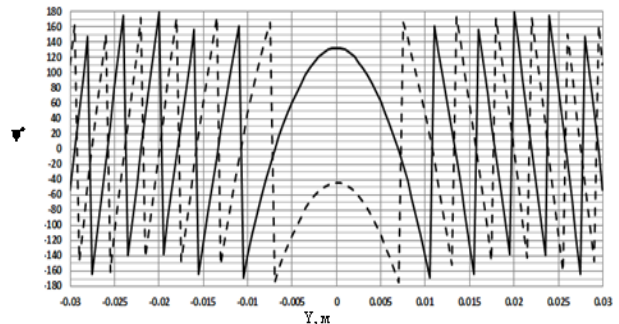


Рис. 4. Распределение фазы

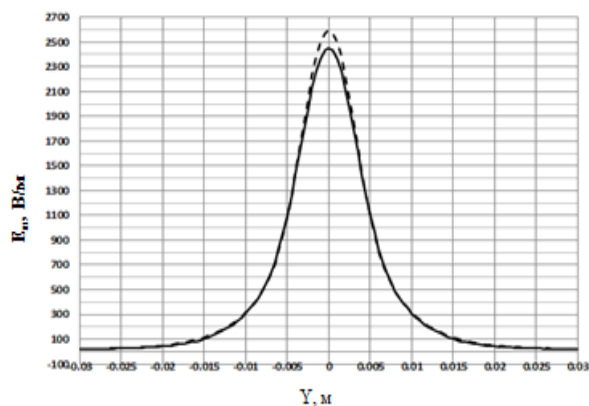


Рис. 5. Распределение амплитуды

Подобная верификация была выполнена для рупора с меньшей апертурой и открытого волновода Н₁₀. Ниже в таблице 1, сопоставлены результаты, полученные разными методами.

ТАБЛИЦА 1. Относительная погрешность ϵ в %

Примененный метод	«Большой» рупор	«Малый» рупор	Н10
Восстановление поля на ЭВА	3.4	13.4	7.1
Применение СТПО	1.28	2.22	0.17

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе приведены способы исследования системы ИА-РПО по распределения ближнего поля на сфере, окружающей исследуемую систему. В качестве радиоволновой характеристики РПО предложен спектральный тензор прохождения обтекателя (СТПО). Рассмотрены также пути определения влияния РПО на основе восстановления поля на эквивалентных вынесенных апертурах во внешней по отношению к РПО

области. С помощью определения диэлектрической проницаемости однослойного обтекателя подтверждена работоспособность изложенных подходов. Дальнейшие исследования предполагается направить на поиск путей коррекции влияния РПО на характеристики ИА как с помощью СТПО, так и с помощью восстановления поля на ЭВА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кирпанев А.В., Кирпанев Н.А. Методы исследования системы «антенна-обтекатель» с помощью сферического сканера // Антенны и распространение радиоволн: сб. докладов Всероссийской научно-технической конференции. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2021. С.66-69.
- [2] Захарьев Л.Н., Леманский А.А. и др. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М.: Радио и связь, 1985. 368 с.
- [3] Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. и др. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1985. 272 с.
- [4] Геруни П.М. Антенны сверхвысоких частот. Антенные измерения. Термины и определения. Рекомендация. Ереван: ВНИИРИ, 1990.
- [5] Кирпанев А.В., Кирпанев Н.А., Шубников В.В. Особенности исследования системы «антенна-обтекатель» по измерению ближнего поля сферическим сканером. // Вопросы радиоэлектроники. 2020. № 9. С. 14–21.
- [6] Yaghjian A. D. An overview of near-field antenna measurements // IEEE Trans. Antennas Propag. 1986. Vol. 34. P. 30–45.
- [7] Kerns D.M. Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions. Washington: U.S. Government Printing Office, 1981. 179 p.
- [8] Каплун В.Л. Обтекатели антенн СВЧ. М.: Советское радио, 1974. 239 с.
- [9] Криштопов А.В., Щербаков А.В. Алгоритм коррекции амплитудно-фазового распределения системы антенна – обтекатель для обеспечения заданных характеристик направленности ФАР (АФАР) перспективных авиационных и космических РЛС // Материалы V Всероссийской научной конференции. Муром: МИ ВлГУ, 2012. С. 301–306.

Научно-практический рецензируемый журнал
**«ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ РОССИИ.
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА»**



Публикует результаты научных исследований преподавателей, сотрудников, докторантов, аспирантов и студентов высших учебных заведений, а также научно-исследовательских организаций России и зарубежных стран. Журнал ориентирован на публикацию материалов, соответствующих области радиоэлектроники и смежных областей.



СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
ПЕРВЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ



IEEE

WWW.ADMINC.ETU.RU

197022, Санкт-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5, лит. Ф
СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Центр конференций
+7 (812) 346-46-37 irvc.eltech@mail.ru
ADMINC.ETU.RU

