

Сравнительный анализ антенных систем Ka-диапазона с сетью питания на основе несимметричной и симметричной полосковых линий

И.А. ФАНЯЕВ¹, А.А. ТИМОШЕНКО¹, А.Л. САМОФАЛОВ¹, И.В. СЕМЧЕНКО², С.А. ХАХОМОВ¹

В работе проведено численное исследование антенных систем Ka-диапазона с сетями питания, реализованными на основе несимметричной и симметричной полосковых линий. Рассмотрены конструкции делителей мощности, систем распределения питания и патч-антенн, выполнен анализ их S-параметров и амплитудно-фазовых характеристик. Показано, что симметричная полосковая линия обеспечивает более равномерное распределение мощности и снижение паразитного излучения. Установлено, что несимметричная линия позволяет получить более высокий коэффициент усиления, однако приводит к ухудшению диаграммы направленности. Определены компромиссы между электродинамическими характеристиками и технологической реализуемостью. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании антенных систем миллиметрового диапазона.

Ключевые слова: T-образный делитель мощности, патч-антенна, S-параметры, диаграмма направленности, антенная система.

The paper presents a numerical study of Ka-band antenna systems with feeding networks implemented using asymmetric and symmetric stripline technologies. Power dividers, feeding network architectures, and patch antennas are investigated, and their S-parameters as well as amplitude-phase characteristics are analyzed. It is shown that the symmetric stripline provides more uniform power distribution and reduced parasitic radiation. At the same time, the asymmetric line enables a higher gain, but leads to degradation of the radiation pattern. Trade-offs between electromagnetic performance and fabrication feasibility are identified. The obtained results can be applied in the design of millimeter-wave antenna systems.

Keywords: T-junction power divider, patch antenna, S-parameters, radiation pattern, antenna system.

Введение. Современные антенные системы миллиметрового диапазона, в частности Ka-диапазона, широко применяются в радиолокации, спутниковой связи и системах 5G/6G, что предъявляет повышенные требования к их энергетическим и пространственным характеристикам [1]–[3]. При проектировании таких систем ключевую роль играет выбор типа линии передачи для реализации сети питания, поскольку она определяет не только электродинамические характеристики антенной системы, но и технологическую реализуемость устройства в целом.

Наиболее распространёнными вариантами планарных передающих структур являются несимметричная и симметричная полосковые линии. Это два фундаментальных класса планарных передающих структур, широко используемых в СВЧ- и миллиметровых диапазонах [4], однако их конструктивные различия предопределяют существенные отклонения в электромагнитных характеристиках, технологической реализации и областях применения [5]. Несимметричная линия [6], [7] обладает несколько более низкими диэлектрическими потерями при малой толщине подложки и упрощённым возбуждением, однако она подвержена излучению на резких изгибах, неоднородностях и открытых концах, чувствительна к влиянию соседних трасс и внешних электромагнитных полей из-за отсутствия верхнего экрана, тогда как симметричная линия, будучи полностью замкнутой между двумя заземлениями, практически не излучает, обеспечивает высокую степень изоляции между соседними трактами, устойчива к внешним помехам и сохраняет стабильность фазы, но требует многослойной металлизации, точного контроля толщины диэлектрика и юстировки слоёв, что усложняет изготовление и повышает стоимость [8].

Несмотря на обширные исследования, посвящённые отдельным аспектам применения указанных линий, вопросы комплексного сравнительного анализа их влияния на характеристики антенных систем Ka-диапазона остаются недостаточно изученными. В частности, требуется оценка компромиссов между электродинамическими характеристиками (коэффициент

усиления, диаграмма направленности, уровень заднего излучения) и технологической реализуемостью при использовании несимметричной и симметричной полосковых линий в составе сети питания антенной решётки.

Целью настоящей работы является численное исследование и сравнительный анализ антенных систем Ка-диапазона с сетями питания, реализованными на основе несимметричной и симметричной полосковых линий, с оценкой их S-параметров, амплитудно-фазовых характеристик и параметров излучения.

Моделирование делителя на различных видах полосковых линий. В качестве диэлектрика взят материал Rogers 4350В с медным фольгированием толщиной 17 мкм, относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3,48$ и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0037. Для несимметричной полосковой линии (рисунок 1, а) толщина диэлектрика составила $h = 0,338$ мм. Симметричная полосковая линия (рисунок 1, б) состояла из 3-х слоев меди, двух слоев диэлектрика с толщинами $h_1 = 0,354$ мм и $h_3 = 0,338$ мм и связующего слоя препрега Rogers 4450В толщиной $h_2 = 0,1$ мм, относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3,54$ и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,004.

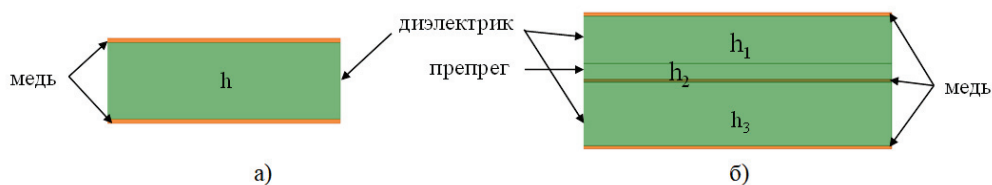


Рисунок 1 – Варианты полосковых линий: а) несимметричная, б) симметричная

На рисунке 2 представлены планарные конструкции Т-образного делителя мощности, реализованные на несимметричной (а) и симметричной (б) полосковых линиях, и приведены их частотные зависимости S-параметров. Топология сформирована разветвлением входного тракта на два выходных плеча, одно из которых содержит ступенчатый переход ширины, выполняющий функцию импедансного трансформатора. Расширенный участок линии вблизи узла тройника компенсирует паразитную ёмкостную реактивность разветвления и согласует волновое сопротивление входа с приведённым импедансом параллельно соединённых выходов, обеспечивая минимизацию коэффициента отражения и равномерное распределение СВЧ-мощности. Входное волновое сопротивление обоих Т-делителей составляло 50 Ом, а сопротивление трансформаторов по 35 Ом.

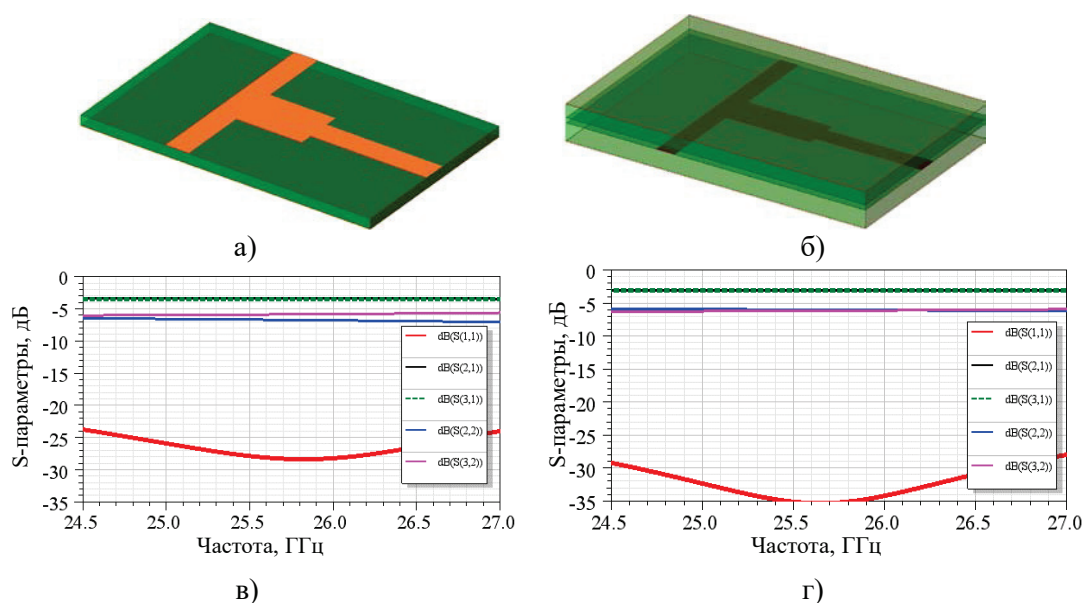


Рисунок 2 – Варианты конструкций Т-делителей на (а) несимметричной и (б) симметричной линиях, S-параметры (в) и (г) соответственно

T-делители имеют низкий коэффициент отражения от первого входа, настроены на равное деление мощности – коэффициенты передачи составили -3,4 дБ (рисунок 2, в) и -3,17 дБ (рисунок 2, г). Коэффициенты отражения от 2 и 3 входов, а также коэффициент связи $S_{2,3}$ не превышают -6 дБ.

Система питания. На основе T-делителей мощности были построены две системы питания, каждая на 32 выхода (рисунок 3). Расстояния между выходами по двум осям одинаковы и составили 7 мм. В первом варианте (рисунок 3, а) волновое сопротивление каждого выхода составляло 100 Ом. Во втором варианте (рисунок 3, б) – 50 Ом.

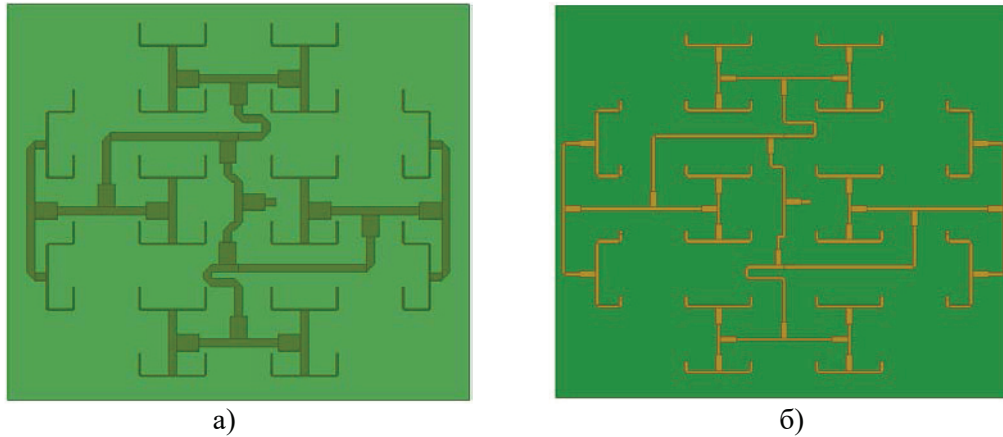


Рисунок 3 – Топологии двух вариантов систем питания, построенных на (а) несимметричной и (б) симметричной полосковых линиях

Различие выбора разных волновых сопротивлений обусловлено тем, что для симметричной линии с учетом толщины и диэлектрической проницаемости диэлектрика расчетная ширина центрального полоска составила бы порядка 0,05 мм, что технологически нереализуемо или крайне затруднительно при использовании стандартных процессов фотолитографии и травления. В связи с этим для системы питания на симметричной полосковой линии целесообразнее выбирать более низкое волновое сопротивление (50 Ом), что позволяет увеличить ширину центрального проводника до технологически приемлемых значений (0,35 мм), сохраняя при этом приемлемый уровень согласования в составе устройства.

Ниже, на рисунке 4 представлены результаты численных расчетов фаз и амплитуд в зависимости от частоты для двух предложенных вариантов систем питания на 32 выхода.

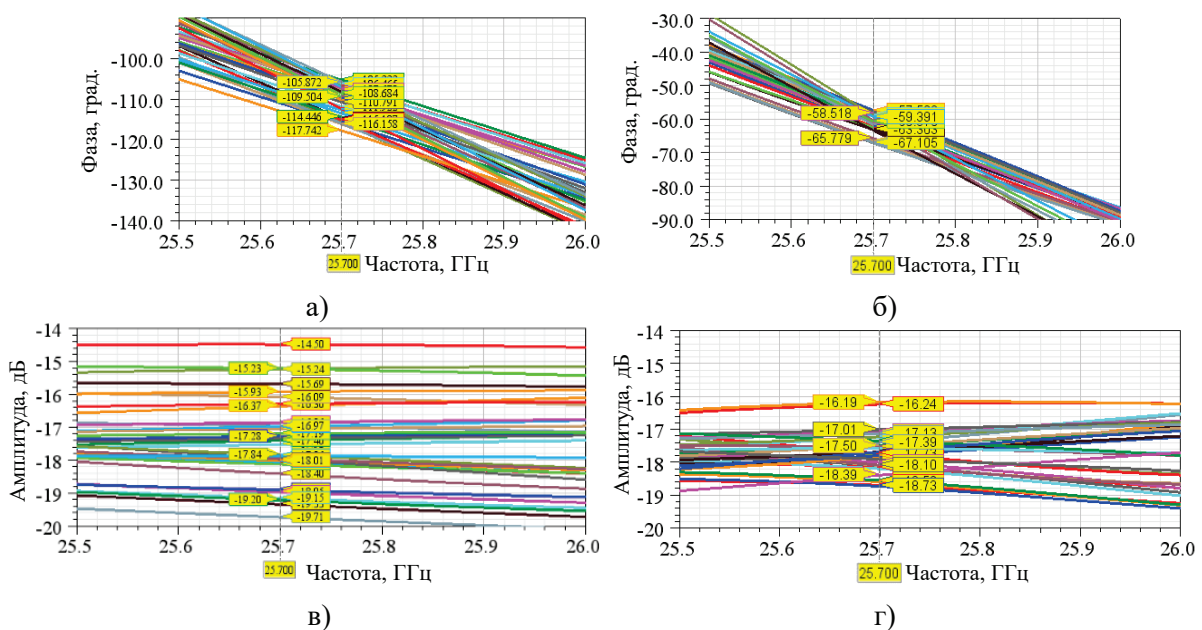


Рисунок 4 – Графики частотной зависимости фаз и амплитуд двух вариантов систем питания, построенных на (а, в) несимметричной и (б, г) симметричной полосковых линиях

Анализ результатов полученных графиков показал, что для системы питания, построенной на несимметричной полосковой линии, разброс фаз на всех выходах составил не более 12° , а разбаланс амплитуд на частоте 25,7 ГГц составил не более 5 дБ. А вот второй вариант показал чуть лучший результат – разброс фаз и амплитуд на частоте 25,7 ГГц на всех выходах составил не более 10° и 2,5 дБ соответственно.

Патч-антенны. На рисунке 5 представлены две конструкции патч-антенн. Обе антенны содержат прямоугольный металлический патч (с размерами $3,23 \times 2,42$ мм и $2,83 \times 1,8$ мм соответственно) в качестве излучающего элемента и полосковую линию питания. Передача мощности от линии питания к антенне осуществляется через щель в заземляющей подложке. В первом варианте (а) применяется узкая несимметричная линия с волновым сопротивлением 100 Ом, что обеспечивает непосредственное согласование с высоким входным сопротивлением патча в точке питания. Во втором варианте (б) используется более широкая 50-омная симметричная линия, согласованная с патчем через емкостную неоднородность в виде круглого металлического диска радиусом 0,5 мм в месте перехода от линии к излучающему элементу, что компенсирует реактивную составляющую импеданса и улучшает согласование антенны со стандартным 50-омным трактом.

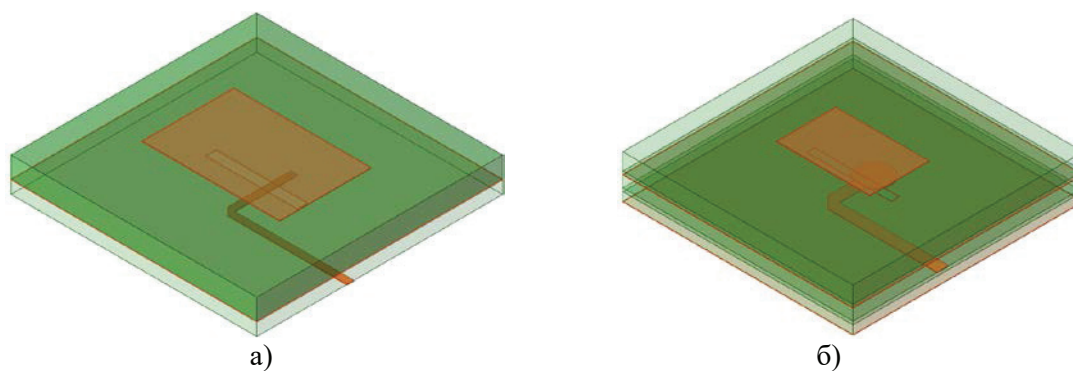


Рисунок 5 – Конструкции патч-антенн для двух вариантов согласования с питающей (а) несимметричной и (б) симметричной линией

Толщина диэлектрического слоя между патч-антеннами и заземляющей подложкой равна 0,508 мм. Обе антенны в процессе оптимизации параметров настроены на частоту 25,7 ГГц, при этом коэффициент отражения составил не более -26 дБ. Ширина диаграммы направленности для антенны (рисунок 5, а) составила в двух главных плоскостях 100° и 90° соответственно. Для второго варианта (рисунок 5, б) она составила в двух главных плоскостях 127° и 87° соответственно. Коэффициент усиления для двух антенн равен 3,4 дБ и 2,5 дБ соответственно.

Антенная система Ка-диапазона с сетью питания. С учетом всех представленных выше конструкций были построены две антенные системы с сетью питания на основе несимметричной и симметричной полосковых линий. На рисунке 6 представлены конструкции полученных антенных систем и их характеристики излучения. Общие размеры печатных плат составили 49×42 мм с толщинами 0,85 мм и 1,35 мм соответственно.

Из полученных полярных диаграмм направленности при частоте 25,7 ГГц следует существенное различие в качестве излучения двух антенных систем. Анализ рисунка 6, в показал, что диаграмма отличается высоким и симметричным коэффициентом усиления (максимум порядка 17,2 дБ). Однако открытая структура линии питания приводит к тому, что сам фидер начинает работать как паразитный излучатель. Это вызывает интерференцию полей, искажение диаграммы направленности, и самое главное, значительный рост уровня заднего лепестка, который достигает 6,8 дБ.

Анализ рисунка 6, г показал, что диаграмма имеет чуть пониженный максимум усиления (порядка 16 дБ) и выраженную асимметрию. Стоит отметить, что уровень излучения в заднюю полусферу относительно низкий и не превышает 0 дБ. Благодаря экранированию линии питания, паразитное излучение фидера отсутствует. Это указывает на эффективную работу излучателя при минимальном влиянии посторонних факторов.

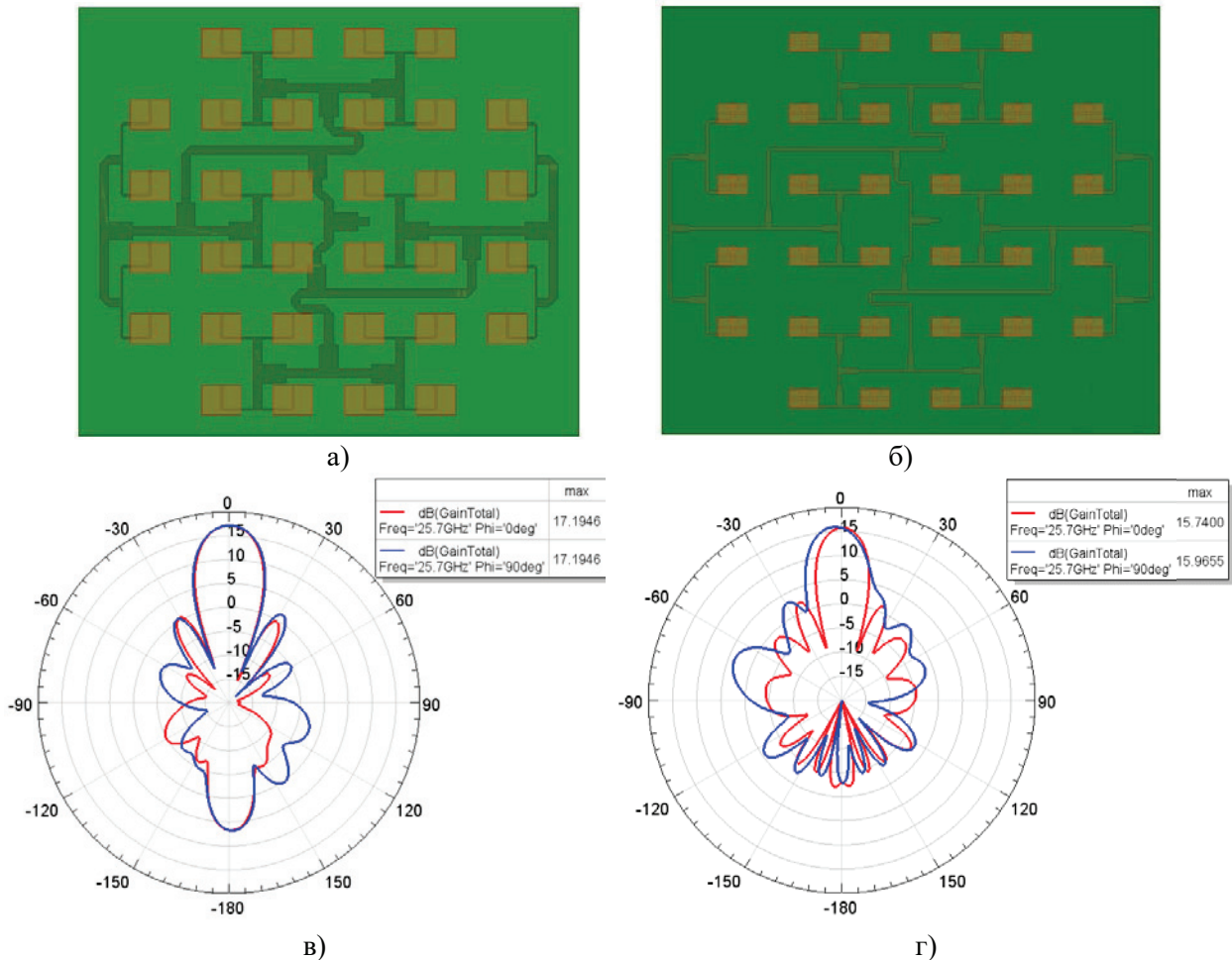


Рисунок 6 – Конструкции двух вариантов антенных систем, построенных на (а) несимметричной и (б) симметричной полосковых линиях, а также диаграммы направленности в двух главных плоскостях

Сравнительный анализ. Сравнение антенных систем на несимметричной и симметричной полосковых линиях показывает, что тип линии оказывает определяющее влияние как на распределение мощности, так и на характеристики излучения.

Система на симметричной линии демонстрирует более равномерные амплитудно-фазовые распределения (разброс фаз до 10° , амплитуд – до 2,5 дБ), что свидетельствует о лучшей электродинамической стабильности. В то же время несимметричная линия обеспечивает более высокий коэффициент усиления одиночного элемента и всей решетки (до 17,2 дБ), однако сопровождается выраженным паразитным излучением фидерной линии. Это приводит к искажению диаграммы направленности и увеличению уровня заднего лепестка (до 6,8 дБ). В системе на симметричной линии, напротив, паразитное излучение эффективно подавлено и уровень заднего лепестка не превышает 0 дБ, несмотря на несколько меньшее усиление (около 16 дБ).

Таким образом, несимметричная линия предпочтительна при приоритете максимального усиления и простоты реализации, тогда как симметричная линия обеспечивает более качественную диаграмму направленности и стабильность характеристик, что делает её более целесообразной для высокоточных антенных систем Ка-диапазона.

Заключение. В работе выполнено численное исследование двух антенных систем Ка-диапазона с сетями питания на основе несимметричной и симметричной полосковых линий. Показано, что при сопоставимых характеристиках согласования и эффективности деления мощности тип линии существенно влияет на амплитудно-фазовое распределение и качество излучения системы.

Установлено, что применение симметричной полосковой линии обеспечивает более высокую равномерность распределения мощности и подавление паразитного излучения фидерной линии, что приводит к формированию более качественной диаграммы направленности с низким уровнем заднего излучения. В то же время использование несимметричной линии позволяет достичь несколько большего коэффициента усиления, однако сопровождается ухудшением пространственных характеристик из-за влияния паразитных эффектов.

Следовательно, выбор типа полосковой линии должен осуществляться с учетом приоритетных требований к антенной системе: максимальное усиление и технологическая простота либо высокая стабильность характеристик и качество излучения. Полученные результаты подтверждают необходимость комплексного учета конструкции линии передачи при проектировании антенных систем миллиметрового диапазона.

Работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований, проект Ф24КИТГ-005.

Литература

1. Pozar, D. M. Microwave engineering / D. M. Pozar. – 4th ed. – Hoboken : John Wiley & Sons, 2012. – 732 p.
2. Balanis, C. A. Antenna theory: Analysis and design / C. A. Balanis. – 4th ed. – Hoboken : John Wiley & Sons, 2016. – 1104 p.
3. Активная передающая бианизотропная метаповерхность с функцией управления фазой для B5G/6G приложений беспроводной связи / И. А. Фаняев [и др.] // Проблемы физики, математики и техники. – 2025. – № 4 (65). – С. 103–107.
4. Verho, S. Design of a compact and minimalistic intermediate phase shifting feed network for Ka-band electrical beam steering / S. Verho, J. Y. Chung // Sensors. – 2024. – Vol. 24, № 4. – P. 1235.
5. Bahl, I. J. Microstrip lines and slotlines / I. J. Bahl. – 3rd ed. – Boston : Artech House, 2013. – 608 p.
6. Phase and polarization modulations using radiation-type metasurfaces / P. Xu [et al.] // Advanced Optical Materials. – 2021. – Vol. 9, № 16. – P. 2100159.
7. Simple and comprehensive strategy to synthesize Huygens metasurface antenna and verification / J. W. Wu [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2023. – Vol. 71, № 8. – P. 6652–6666.
8. Collin, R. E. Foundations for microwave engineering / R. E. Collin. – 2nd ed. – New York : McGraw-Hill, 2001. – 944 p.

¹Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины

²ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника»

Поступила в редакцию 06.04.2026