

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.396

<https://doi.org/10.31649/1997-9266-2021-156-3-105-112>

І. В. Забегалов¹
 В. В. Шуляк²
 С. І. Пільтай²
 А. В. Булашенко²
 О. В. Булашенко¹

ХВИЛЕВОДНО-ЩІЛИННИЙ ФІДЕРНИЙ ТРАКТ АНТЕН З КОЛОВОЮ ПОЛЯРИЗАЦІЄЮ

¹Шосткинський фаховий коледж ім. Івана Кожедуба Сумського державного університету;

²Національний технічний університет України
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Сучасні інформаційні системи використовують сигнали з круговою поляризацією. Серед них можна виділити системи стеження, системи дистанційного зондування, супутникові телевізійні системи. Використання в супутникових системах зв'язку сигналів з коловою поляризацією дозволяє успішно протидіяти багатопроменевому поширенню сигналів у навколишньому середовищі, що зменшує інтерференційні завади. Завдяки відбиттю сигналів від різних об'єктів, вони перетворюють свою поляризацію. Це дозволяє зменшити спотворення сигналів в приймальному пристрої, що збільшує інформаційну ємність бездротових каналів передачі даних. У супутниковому зв'язку широко використовуються багатодіапазонні рупорні антени. Застосування таких пристроїв дозволяє передавати сигнали високої потужності та приймати сигнали з низьким рівнем завад. Такі системи застосовуються для живлення рефлекторних антен з широкими смугами пропускання. Для таких застосувань запропоновано рупорний антенний пристрій, в якому можна обробляти сигнали, що забезпечують формування сигналів з лівою круговою поляризацією та сигналів з правою круговою поляризацією. Живлення запропонованої рупорної антени здійснювалося через отвір у вигляді щілини, прорізаної в прямокутному хвилеводі. Завдяки тому, що щілина розташована під кутом 45°, антена може формувати сигнали з подвійною круговою поляризацією. Запропонована конструкція може використовуватися без поляризаційних пристроїв, які необхідно окремо розробляти. Створена конструкція рупорної антени на робочій частоті 16 ГГц забезпечує пікове значення коефіцієнта підсилення антени 24 дБ для сигналів з правою круговою поляризацією і пікове значення коефіцієнта підсилення 18 дБ для сигналів з лівою круговою поляризацією. Поляризаційна ізоляція перевищує 12 дБ. Більше того, на робочій частоті максимальне значення коефіцієнта відбиття набуває значення 17 дБ. Таким чином, розроблена рупорна антена з подвійною круговою поляризацією забезпечує ефективні характеристики у вузькій смузі частот.

Ключові слова: супутникова система, рупорна антена, колова поляризація, хвилевід, щілина, діаграма спрямованості, коефіцієнт підсилення антени.

Вступ

Телекомунікаційні системи сьогодні стрімко розвиваються. Серед них слід виділити системи зв'язку 5G з новими технологіями OFDM [1]—[3], D2D [4]—[6], M2M [7]—[9]. Розглянуті технології покращують якість зв'язку, збільшують швидкість передачі даних та кількість абонентів, що обслуговуються.

Поляризаційні пристрої традиційно використовують поляризаційну обробку сигналів. Такі пристрої будуються, зазвичай, на базі прямокутного або круглого хвилеводів [10]—[12]. Ключовим елементами таких пристроїв є реактивні елементи, що розміщені всередині хвилеводу. Тому

на їх виході формується зсув фази між основними хвилями в 90° . Історично першими серед таких структур з'явилися структури з металевими штирями [13]—[16]. Такі поляризатори є відносно вузькосмуговими. Далі з'явилися хвильоводні поляризатори на основі реактивних елементів у вигляді індуктивних та ємнісних діафрагм [17]—[23]. Сьогодні існує велика кількість методик з розрахунку поляризаторів з діафрагмами [24]—[29]. Крім того, поширеними є конструкції з діафрагмами у вигляді щілинних структур [30], [31]. Такі структури мають ширшу смугу частот порівняно зі структурами у вигляді щілин. Більше того, використовуються комбіновані поляризаційні пристрої у вигляді діафрагм та штирів [32]—[34]. Такий підхід дає можливість здійснювати налаштування пристрою. Також існують поляризаційні пристрої на основі коаксіальних та ребрих хвильоводів [35]—[40]. Такі конструкції дозволяють розширювати смугу пропускання пристроїв за рахунок періодичних структур. Але такі конструкції поляризаторів мають складну форму та збільшення розмірів. Останнім часом поширення набули поляризаційні пристрої на основі хвильоводів з перегородками різної форми [41]. Поляризатори з перегородкою використовуються в системах зв'язку 5G [42].

Поляризаційну обробку сигналів може здійснювати хвильоводно-щілинний фідерний тракт конічної рупорної антени або пірамідальної рупорної антени [42]—[46]. Використання у таких системах рупорної антени забезпечує такі переваги: високий коефіцієнт підсилення антени, високий коефіцієнт корисної дії, проста конструкція. Крім того, рупорні антени забезпечують менші квадратичні фазові помилки, що є причиною вузьких діаграм спрямованості. Колову поляризацію можна отримати за допомогою металевої перегородки у круглих хвильоводах, за допомогою додавань гофр у хвильовід, діелектричних пластин, канавок або діафрагм. Недоліком указаних хвильоводних систем живлення є громіздкість утвореного антенно-фідерного тракту, його висока вартість і складність виготовлення.

Таким чином, розробка простої системи живлення рупорів для опромінювачів супутникових антенних систем є актуальною задачею сьогодення. *Метою статті* є створення та оптимізація ефективності рупорної антени з живленням від прямокутного хвильоводу через нахилу щілину в широкій стінці для забезпечення прийому чи передачі колової поляризації. Для її досягнення розв'язані задачі оптимізації геометричної конфігурації щілини для отримання ефективного узгодження тракту, а також розраховано розміри апертури рупора для отримання необхідного високого коефіцієнта підсилення антени.

Результати дослідження

На рис. 1 показана конструкція рупорної антени, що має систему живлення у вигляді щілини у прямокутному хвильоводі. Такий хвильовід з одного боку має закоротку, що збільшує ефективність за рахунок мінімізації втрат, а з іншого боку має вхідний порт. У хвильоводі щілина розташована під кутом 45° для отримання кругової поляризації. Центр щілини розміщений на відстані половини довжини хвилі, а довжина щілини має бути наближено рівною половині довжини хвилі. Розміри перетину прямокутного хвильоводу вибрані таким чином, щоби в ньому поширювалися лише хвилі TE_{10} та TE_{01} .

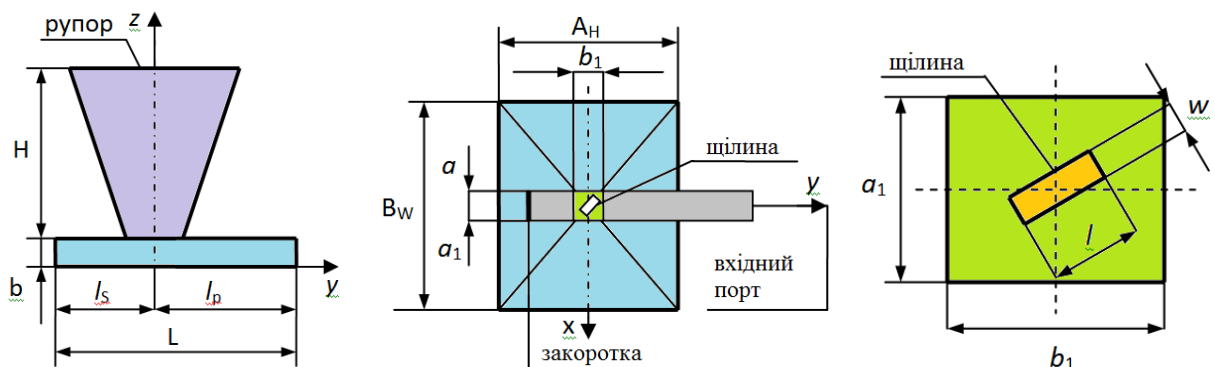


Рис. 1. Конструкція рупорної антени

Запропонована будова антени забезпечує переваги стосовно конструкції, ваги, об'єму, керованої потужності, спрямованості та ефективності.

Фазовий зсув на виході рупорної антени досягається за рахунок [47]

$$\Delta\psi = \beta_1 L - \beta_2 L = 90^\circ, \quad (1)$$

де β_1 — стала поширення хвилі TE_{10} , β_2 — стала поширення хвилі TE_{01} .

Згідно з теорією хвильоводів стала поширення у прямокутному хвильоводі визначається [48]

$$\beta = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (2)$$

де a та b — розміри широкої та вузької стінок прямокутного хвильоводу, λ_0 — довжина хвилі у вільному просторі.

Довжина хвилі у хвильоводі визначається з виразу

$$\lambda_{XB} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}}\right)^2}}, \quad (3)$$

де λ_{KP} — критична довжина хвилі у хвильоводі; λ_0 — довжина хвилі у вільному просторі.

Розподіл поля у розкритті пірамідального рупора визначається

$$\dot{E}_Y = \dot{E}_m \cos\left(\frac{\pi x}{L_H}\right) \exp\left[-0,5ik\left(\frac{x^2}{R_H} + \frac{y^2}{R_E}\right)\right], \quad (4)$$

де R_E та R_H — довжини рупора в Е та Н-площині; L_H — довжина розкриття рупора в Н-площині.

Коефіцієнт спрямованої дії пірамідального рупора

$$D = \frac{\pi}{32} \left[\left(\frac{D_E \lambda}{L_H} \right) \cdot \left(\frac{D_H \lambda}{L_E} \right) \right], \quad (5)$$

де L_E та L_H — довжини розкриття рупора в Е та Н-площині; D_E та D_H — коефіцієнти спрямованої дії в Е та Н-площині, відповідно.

В [48] запропоновано вибирати довжину L прямокутного хвильоводу більше за $0,75\lambda_{XB}$, де λ_{XB} — довжина хвилі у прямокутному хвильоводі.

За допомогою виразів (1), (2), для робочої частоти 16 ГГц, довжину та ширину прямокутного хвильоводу отримали такими: $a = 9,17$ мм, $b = 8,92$ мм та $L = 7,7$ см.

Після вирізання щілини тангенційні компоненти полів Е та Н мають бути неперервними через щілину та хвильовід [49]. В околі резонансу напруга має приблизно гармонічну форму з довжиною хвилі у вільному просторі, при цьому струм стає рівним нулю на межах щілини. Амплітуда напруги буде залежати від довжини та ширини щілини. Поза межами резонансу напруга досить низька. Електричне поле, що створюється в цій щілині здійснює поточний зсув, що замінює перервний струм провідності [45]. Щоб отримати колову поляризацію щілину необхідно нахилити під кутом 45° (рис. 1). Центр похилої щілини має збігатися з фазовим центром пірамідального рупора, де здійснюється збудження електромагнітної хвилі. Відповідні розміри щілини вибирають так, щоб збудження у прямокутному хвильоводі зумовило появу двох ортогональних хвиль TE_{10} та TE_{01} однакової амплітуди [47]. Такий підхід забезпечує ефективне збудження колової поляризації (права колова поляризація, ПКП). Якщо щілина має кут 45° з нахилом ліворуч, то виникає кросполяризація (ліва колова поляризація, ЛКП).

Відстань від центру щілини до закороченого кінця прямокутного хвильоводу оптимізували за $l_s = 0,51\lambda$ хв, а відстань від центра щілини до вхідного порту визначалася відстанню $l_p = 0,92\lambda$ хв. Щілина розміщувалася таким чином, щоб мінімізувати коефіцієнт відбиття у порту подачі. Таким чином, хвильовий опір в центрі щілини наближено дорівнював імпедансу вільного простору.

Для збудження максимального поля в щілині усі її елементарні ділянки апертури повинні бути синфазними. Протифазне поле буде ослаблювати збуджену моду і погіршувати узгодження антени. Воно з'являється за довжини щілини, яка перевищує половину довжини хвилі у хвильоводі. Таким чином, оптимальна довжина щілини становить приблизно $\lambda_0/2$. За достатньо малої товщини щілини, вона збуджуватиме моди з малими амплітудами. За великої товщини виникає значна неоднорі-

дність і стрімко зростає коефіцієнт відбиття. Отже, існує оптимальне значення товщини щілини. В результаті, розміри щілини оптимізовані для досягнення найкращого коефіцієнта відбиття на резонансній частоті. Ширина щілини визначається виразом $0,12\lambda_0$, а довжина щілини визначається іншим виразом $0,54\lambda_0$. Точніше оптимальні розміри щілини на широкій стінці досліджено в [50].

Класична теорія [49] використовувалася для аналізу випромінюючих характеристик пірамідального рупора та для перевірки конструкції рупорного елементу, якщо припустити, що фазовий розподіл на основі пірамідального рупора змінюється по напрямках x та y з рівномірною швидкістю.

Рупор антени виконано за принципом узгодження вхідного імпедансу таким чином, щоб імпеданс всередині рупора мав поступово змінюватися у відповідності з імпедансом вільного простору. Геометричні розміри рупорної антени можна оптимально розрахувати із застосуванням рівняння пірамідального рупора [48], якщо відомий коефіцієнт підсилення (21 дБ), робоча смуга частота (16 ГГц) та розмір основи рупора (a_1 та b_1). Оптимальний пірамідальний рупор здійснює максимальне підсилення в площинах E та H . Діаграма спрямованості рупорної антени буде залежати від A_H та B_w (розміри рупора в отворі) та H (довжина рупора, що також впливає на кути розкриття рупора) разом з a_1 та b_1 . Робота буде зосереджена на визначенні інших розмірів для досягнення потрібного підсилення залежно від апертури рупора, ширини та висоти рупора [48]. В дослідженні кут розкриття рупора має варіюватися в діапазоні від 0 до 90° для отримання мінімального відбиття та максимального підсилення антени.

На рис. 2 показана залежність коефіцієнта відбиття у робочому діапазоні частот 15,5...18 ГГц. Графік отриманий для числової моделі у програмі CST MS за допомогою FDTD методом оптимізації Нелдера. Наведено метод оптимізації функції від декількох змінних. Запропонований метод дозволяє ефективно оптимізувати функції без використання градієнтів. Метод є надійним та забезпечує ефективні характеристики. Розміри і кут нахилу щілини критично впливають на узгодження антени. Тому вони варіювалися для забезпечення мінімального значення коефіцієнта відбиття в околі частоти 16 ГГц. Розміри апертури рупора і його довжина мають ключовий вплив на коефіцієнт підсилення антени. Його максимізацію виконано чисельно за допомогою зміни указаних розмірів після їх попередньої теоретичної оцінки за допомогою формул (4), (5).

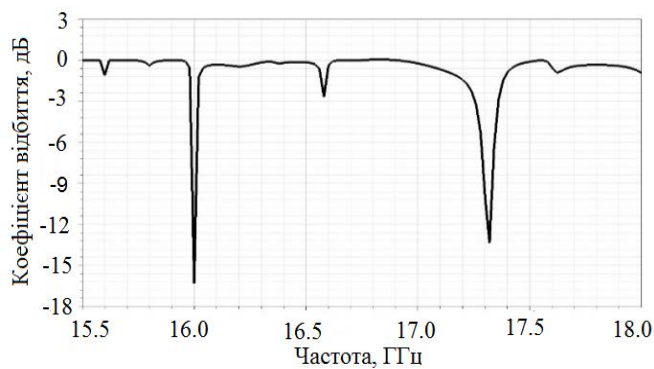


Рис. 2. Залежність коефіцієнта відбиття від частоти

Рис. 2 ілюструє, що коефіцієнт відбиття на частоті 16,0 ГГц набуває значення 17 дБ. Крім того, на частоті 17,42 ГГц коефіцієнт відбиття дорівнює 14 дБ.

На рис. 3 показана залежність коефіцієнта підсилення від кута для основної поляризації та кросполяризації на частоті 16,0 ГГц для кутів $\varphi = 0^\circ$ і $\varphi = 45^\circ$. Різниця між підсиленнями правої колової поляризації (ПКП) та лівої колової поляризації (ЛКП) набуває значення близько 12 дБ. Запропонована рупорна антена забезпечує коефіцієнт підсилення для 24 дБ для правої колової поляризації та підсилення по кросполяризації 12,5 дБ на центральній частоті діапазону $f = 16,0$ ГГц.

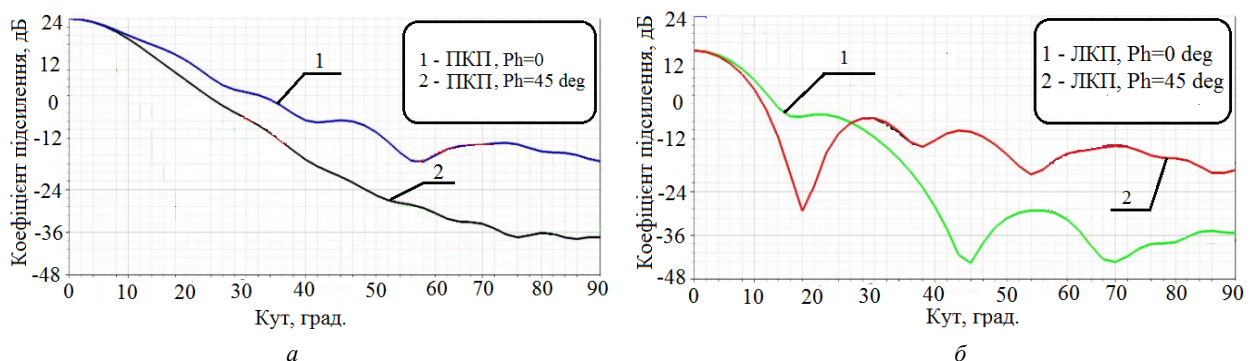


Рис. 3. Залежність коефіцієнта підсилення від кута

Підкреслимо, що максимальне підсилення для 0 градусів складає 18 дБ для лівої колової поляризації, якщо значення кутів $\varphi = 0^\circ$ і $\varphi = 45^\circ$. Всі розміри розробленої рупорної антени подані у таблиці.

Розміри розробленої рупорної антени

Назва розміру	Значення, мм
Довжина апертури рупора, A_H	80,55
Ширина апертури рупора, B_w	62,25
Висота рупора, H	100,5
Розмір широкої стінки прямокутного хвильоводу, a	9,17
Розмір вузької стінки прямокутного хвильоводу, b	8,92
Довжина прямокутного хвильоводу, L	76,98
Відстань від центра щілини до закороченого боку, l_s	27,56
Відстань від центра щілини до входу, l_p	49,37
Ширина щілини, w	1,79
Довжина щілини, l	9,97
Довжина від основи рупора, a_1	9,17
Ширина від основи рупора, b_1	7,87

Розміри від основи рупора (a_1 та b_1) вибираються таким чином, щоб рупорна антена розміщувалася по центру щілини. Для щілини всередині має виконуватися умова $b_1 \leq a_1$ та $b_1 > 7,5$ мм. В результаті знайдені розміри: $a_1 = a = 9,17$ мм та $b_1 = 7,87$ мм. Інші конструктивні параметри рупорної антени визначені такими: $A_H = 80,55$ мм (довжина апертури рупора), $B_w = 62,25$ мм (ширина рупора) та $H = 100,5$ мм (висота рупора). Розміри апертури як в Е, так і в Н площинах пірамідального рупора залежать від довжини хвилі та визначені у відповідності до методики [48]. Встановлено значення підсилення антени 24 дБ для правої колової поляризації та 18 дБ для лівої колової поляризації. Висота рупорної антени в площині Е така ж сама, як і в площині Н.

Висновки

Запропонована методика розробки та оптимізації антенного рупорного пристрою з коловою поляризацією. Рупорна антена використовується на робочій частоті 16,0 ГГц. Живлення антени здійснюється через щілину, що розміщена під кутом 45° . Це дозволяє формувати дві ортогональні хвилі, що утворюють зсув фази на виході 90° . Антена підтримує максимальне підсилення 24 дБ та 18 дБ для правої та лівої колової поляризації, відповідно.

Розроблену рупорну антену можна використовувати в супутникових інформаційних системах з поляризаційною обробкою сигналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] А. Ю. Мирончук, О. О. Шпилька, и С. Я. Жук, «Метод оценивания частотной характеристики канала в OFDM системах на основе фильтрации и экстраполяции пилот-сигналов», *Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 78, с. 36-42, 2019. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.78.36-42>.
- [2] O. Yu. Myronchuk, et al., "Two-stage method for joint estimation of information symbols and channel frequency response in OFDM communication systems," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 63, no. 8, pp. 418-429, 2020. <https://doi.org/10.3103/S073527272008004X>.
- [3] O. Myronchuk, et al., "Algorithm of channel frequency response estimation in orthogonal frequency division multiplexing systems based on Kalman filter," in *IEEE 15th Int. Conf. on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering*. Lviv-Slavske, 2020. <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235385>.
- [4] A. V. Bulashenko, S. I. Pilyay, and I. V. Demchenko, "Energy efficiency of the D2D direct connection system in 5G network," in *IEEE Int. Conf. on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, 2020, pp. 537-542. <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468035>.
- [5] А. В. Булашенко, «Оцінка зв'язності D2D комунікацій у мережах 5G», *Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 81, с. 21-29, 2020. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.81.21-29>.
- [6] А. В. Булашенко, «Комбінований критерій вибору маршрутизації D2D технології», *Радіоелектроніка, інформатика, управління*, № 1, с. 7-13, 2021. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2021-1-1>.
- [7] A. Bulashenko, et al., "New traffic model of M2M technology in 5G wireless sensor networks," in *IEEE 2nd Int. Conf. on Advanced Trends in Information Theory*, 25-27 November 2020, Kyiv, Ukraine, pp. 125-131. <https://doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349305>.
- [8] S. I. Pilyay, A. V. Bulashenko, and I. V. Demchenko, "Wireless sensor networks connectivity in heterogeneous 5G mobile systems," in *IEEE Int. Conf. on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, 2020, pp. 625-630. <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468073>.
- [9] А. В. Булашенко, «Розподіл ресурсів для пристроїв малої потужності технології M2M в мережах 5G», *Наукові вісники КПІ*, 2020, Вип. 3, с. 7-13. <https://doi.org/10.20535/kpi-sn.2020.3.203863>.
- [10] G. Virone, et al., "Combined-phase-shift waveguide polarizer," *IEEE Microwav and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 509-511, 2008. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2008.2001005>.

- [11] S. I. Pilyay, A. V. Bulashenko, and I. V. Demchenko, "Waveguide iris polarizers for Ku-band satellite antenna feeds," *Journal of Nano- and Electronic Physics*, no. 12(5), 05024-1-5, 2020. [https://doi.org/10.21272/jnep.12\(5\).05024](https://doi.org/10.21272/jnep.12(5).05024).
- [12] S. I. Pilyay, O. Yu. Sushko, A. V. Bulashenko, and I. V. Demchenko "Compact Ku-band iris polarizers for satellite telecommunication systems," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, no. 19, pp. 1673-1690, 2020. <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v79.i19.10>.
- [13] S. Pilyay, et al., "Information resources economy in satellite systems based on new microwave polarizers with tunable posts," *Path of Science*, vol. 6, no 11, pp. 5001-5010, 2020. <https://doi.org/10.22178/pos.55-1>.
- [14] L. Polo-Lopez, J. L. Masa, J. L., and J. A. Ruiz-Cruz, "Design of a reconfigurable rectangular waveguide phase shifter with metallic posts," in *European Microwave Conference*, Oct. 2017, Nuremberg, Germany. <https://doi.org/10.23919/EuMIC.2017.8230730>.
- [15] Г. С. Кушнір, та ін., «Компактний хвильоводний поляризатор із трьома протифазними штирями», *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 5, с. 97-104, 2020. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2020-151-5-97-104>.
- [16] С. І. Калініченко, та ін., «Регульований поляризатор на основі квадратного хвильоводу із діафрагмами та штирями», *Технічна інженерія*, вип. 86, № 2, с. 108-116, 2020. [https://doi.org/10.26642/ten-2020-2\(86\)-108-116](https://doi.org/10.26642/ten-2020-2(86)-108-116).
- [17] B. Subbarao, and V. F. Fusco, "Compact coaxial-fed CP polarizer," *IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters*, vol. 3, pp. 145-147, 2004. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2004.831084>.
- [18] S-M. Hwang, et al., "Study on design parameters of waveguide polarizer for satellite communication," *IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Singapore, 2012. <https://doi.org/10.1109/APCAP.2012.63332020>.
- [19] F. F. Dubrovka, et al., "A novel wideband coaxial polarizer," *IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Odessa, 2013, pp. 473-474. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2013.6650816>.
- [20] A. V. Bulashenko, S. I. Pilyay, and I. V. Demchenko, "Optimization of a polarizer based on a square waveguide with irises," *Science-Based Technologies*, vol. 47, no. 3, pp. 287-297, 2020. <https://doi.org/10.18372/2310-5461.47.14878>.
- [21] S. I. Pilyay, A. V. Bulashenko, and I. V. Demchenko, "Compact polarizers for satellite information systems," in *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, 2020, pp. 557-562. <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9467889>.
- [22] S. I. Pilyay, et al., "Numerical performance of FEM and FDTD methods for the simulation of waveguide polarizers," *Visnik NTUU KPI Serii Radiotekhnika, Radioaparobuduvannia*, vol. 84, pp. 11-21, 2021. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.84.11-21>.
- [23] Е. І. Калиніченко, и др., «Высокоэффективный волноводный поляризатор для спутниковых информационных систем», *Вісник Черкаського державного технологічного університету. Технічні науки*, Вип. 4. с. 14-26, 2020. <https://doi.org/10.24025/2306-4412.4.2020.217129>.
- [24] G. Virone, et al., "A novel design tool for waveguide polarizer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, vol. 53, no. 3, pp. 888-894, 2004. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.842491>.
- [25] A. A. Kirilenko, D. Yu. Kulik, and L. A. Rud, "Stepped approximation technique for designing coaxial waveguide polarizers," in *IX IEEE Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques*, Odessa, 2013, pp. 470-472. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2013.6650815>.
- [26] A. V. Bulashenko, S. I. Pilyay, and I. V. Demchenko, "Analytical technique for iris polarizers development," in *IEEE Int. Conf. on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, 8-10 Oct. 2020, Kharkiv, Ukraine, pp. 593-598. <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9467981>.
- [27] S. I. Pilyay, A. V. Bulashenko, and I. V. Demchenko, "Analytical synthesis of waveguide iris polarizers," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, no. 18, pp. 1579-1597, 2020. <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v79.i18.10>.
- [28] A. V. Bulashenko, and S. I. Pilyay, "Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development," *Visnik NTUU KPI Serii Radiotekhnika, Radioaparobuduvannia*, vol. 83, pp. 17-28, 2020. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.83.17-28>.
- [29] A. V. Bulashenko, S. I. Pilyay, and I. V. Demchenko, "Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Theory," *Journal of Nano- and Electronic Physics*, vol. 12, no. 6, p. 06026, 2020. [https://doi.org/10.21272/jnep.12\(6\).06026](https://doi.org/10.21272/jnep.12(6).06026).
- [30] D. Yu. Kulik, S. A. Steshenko, and A. A. Kirilenko, "Compact polarization plane rotator at a given angle in the square rectangular waveguide," *Telecom. and Radio Engineering*, vol. 76, no. 1, pp. 855-864, 2017. <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v76.i10.20>.
- [31] A. A. Kirilenko, et al., "A tunable compact polarizer in a circular waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 2, pp. 592-596, 2019. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2881089>.
- [32] A. Bulashenko, S. Pilyay, Ye. Kalinichenko, and O. Bulashenko, "Mathematical modelling of iris-post sections for waveguide filters, phase shifters and polarisers," in *IEEE 2nd Int. Conf. on Advanced Trends in Information Theory*, 25-27 November 2020, Kyiv, Ukraine, pp. 330-336. <https://doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349321>.
- [33] S. Pilyay, A. Bulashenko, H. Kushnir, and O. Bulashenko, "New tunable iris-post square waveguide polarizers for satellite information systems," in *IEEE 2nd Int. Conf. on Advanced Trends in Information Theory*, 25-27 November 2020, Kyiv, Ukraine, pp. 132-137. <https://doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349357>.
- [34] S. Pilyay, A. Bulashenko, Ye. Herhil, and O. Bulashenko, "FDTD and FEM simulation of microwave waveguide polarizers," in *IEEE 2nd Int. Conf. on Advanced Trends in Information Theory*, 25-27 November 2020, Kyiv, Ukraine, pp. 132-137. <https://doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349339>.
- [35] L. A. Rud, and K. S. Shpachenko, "Polarizers on a segment of square waveguide with diagonally ridges and adjustment iris," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 55, no. 10, pp. 458-463, 2012. <https://doi.org/10.3103/S0735272712100044>.
- [36] F. Dubrovka, et al., "Prediction of eigenmodes cutoff frequencies of sectoral coaxial ridged waveguides," in *Int. Conf. on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science*, 2012, Lviv, Ukraine, pp. 191.
- [37] F. Dubrovka, et al., "Boundary problem solution for eigenmodes in coaxial quad-ridged waveguides," *Information and Telecommunication Science*, vol. 5, no. 1, pp. 48-61, 2014. <https://doi.org/10.20535/2411-2976.12014.48-61>.
- [38] S. I. Pilyay, "Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides," in *14-th Int. Conf. on Math. Methods in Electromagnetic Theory*, 28-30 Aug. 2012, Kyiv, Ukraine, pp. 492-495. <https://doi.org/10.1109/MMET.2012.6331195>.

- [39] F. F. Dubrovka, et al., "Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 1. Theory," *Visnyk NTUU KPI, Seriya – Radiotekhnika Radioaparaturbuduvannia*, vol. 54, pp. 13-23, 2013. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2013.54.13-23>.
- [40] F. F. Dubrovka, et al., "Eigenmodes of coaxial quad-ridged waveguides. Numerical results," *Radioelectronics and Comm. Systems*, vol. 57, no 2, pp. 59-69, 2014. <https://doi.org/10.3103/S0735272714020010>.
- [41] F. Dubrovka, et al., "Compact X-band stepped-thickness septum polarizer," in *IEEE Ukrainian Microwave Week*. Kharkiv, 2020, pp. 135-138. <https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252583>.
- [42] K. Al-Amoodi, et al., "A compact substrate integrated waveguide notched-septum polarizer for 5G mobile device," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2517-2521, 2020. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2020.303840>.
- [43] O. B. Jacobs, J. W. Odendaal, and J. Joubert, "Elliptically shaped quad-ridged horn antennas as feed for reflector," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 756-759, 2011. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2011.2163050>.
- [44] C. Shu, et al., "A wideband dual-circular-polarization horn antenna for mmWave Wireless Communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 1726-1730, 2019. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2927933>.
- [45] H.-Y. Yu, et al., "Wideband circularly polarized horn antenna exploiting open slotted end structure," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 267-271, 2020. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2020.2964623>.
- [46] S.V. Yadav and A. Chittora, "Circularly polarized high-power antenna with higher-order mode excitation," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, pp. 1-5, 2021. <https://doi.org/10.1017/S175907821000611>.
- [47] W. L. Stutzman, *Polarization in Electromagnetic Systems*. Artech House, Norwood, 352 p, 2018.
- [48] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley and Sons, Hoboken, 2005.
- [49] P. J. Clarricoats, and A. D. Olver, *Corrugate Horn Antennas*. London, U.K.: Peter Peregrinus, 1984, 484 p.
- [50] W. Ren, et al., "Full-wave analysis of broad wall slot's characteristics in rectangular waveguides," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 9, pp. 2436-2444, 2004. <https://doi.org/10.1109/TAP.2004.834109>.

Рекомендована кафедрою радіотехніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 26.04.2021

Забегалов Ігор Вікторович — викладач електротехнічного відділення, e-mail: denim_ua@ukr.net ;
Булашенко Олександр Васильович — студент електротехнічного відділення, e-mail: alex.bulashenko2020@gmail.com .

Шосткинський фаховий коледж імені Івана Кожедуба Сумського державного університету, м. Шостка;

Шуляк Вадим Вадимович — студент радіотехнічного факультету, e-mail: iamnerones@gmail.com ;
Пільтяй Степан Іванович — канд. техн. наук, доцент кафедри теоретичних основ радіотехніки, e-mail: crosspolar@ukr.net ;

Булашенко Андрій Васильович — старший викладач кафедри теоретичних основ радіотехніки, e-mail: an_bulashenko@i.ua .

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

I. V. Zabegalov¹
V. V. Shuliak²
S. I. Piltiai²
A. V. Bulashenko²
O. V. Bulashenko¹

Waveguide Slot Feed Section for Antennas with Circular Polarization

¹Ivan Kozhedub Shostka Professional College of Sumy State University;

²National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

Modern information systems use circularly polarized signals. Among them are tracking systems, remote sensing systems, satellite television systems. The use of circularly polarized signals in satellite communication systems allows to combat multipath propagation of signals in the environment, which reduces interference. By reflecting signals from different objects, they transform their polarization. This makes it possible to reduce signal distortions in the receiving device, which increases the information capacity of wireless data transmission channels. In satellite communications, multi-band horn antennas are widely used. The use of such devices allows transmission of signals with high power and reception of signals with low noise level. Such systems are used as powering a reflector antenna with a wide bandwidth. For such applications, a horn antenna device has been proposed in which signals can be excited that produce left-hand circularly polarized signals and right-hand circularly polarized signals. The proposed horn antenna was powered through a slot that was cut in a rectangular waveguide. Due to the 45° angle of the slot, the antenna can generate signals with double circular polarization. The proposed design can be used without polarizing devices, which must be developed separately. The developed design of the

horn antenna at the operating frequency of 16 GHz provides a peak antenna gain of 24 dB for signals with right circular polarization and a peak value of a gain of 18 dB for signals with left circular polarization. The polarization isolation is greater than 12 dB. Moreover, at the operating frequency, the maximum value of the reflection coefficient takes on a value of 17 dB. Thus, the developed waveguide slot feed section for antennas with circular polarization provide rather good characteristics in a narrow frequency band.

Keywords: satellite system, horn antenna, circular polarization, waveguide, slot, directional diagram, antenna gain.

Zabegalov Ihor V. — Lecturer of Electromechanical Department, e-mail: denim_ua@ukr.net ;

Shuliak Vadym V. — Student of the Department of Radio Engineering, e-mail: iamnerones@gmail.com ;

Piltiia Stepan I. — Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor of the Chair of Theoretical Foundations of Radio Engineering, e-mail: crosspolar@ukr.net ;

Bulashenko Andrii V. — Senior Lecturer of the Chair of Theoretical Foundations of Radio Engineering, e-mail: an_bulashenko@i.ua ;

Bulashenko Oleksandr V. — Student of the Department of Electrical Engineering, e-mail: alex.bulashenko2020@gmail.com

И. В. Забегалов¹

В. В. Шуляк²

С. И. Пильтій²

А. В. Булашенко²

А. В. Булашенко¹

Волноводно-щелевой фидерный тракт антенн с круговой поляризацией

¹Шосткинський професійний коледж імені Івана Кожедуба

Сумського державного університету;

²Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»;

Современные информационные системы используют сигналы с круговой поляризацией. Среди них можно выделить системы отслеживания, системы дистанционного зондирования, спутниковые телевизионные системы. Использование в спутниковых системах связи сигналов с круговой поляризацией позволяет бороться с многолучевым распространением сигналов в окружающей среде, что уменьшает интерференционные помехи. Благодаря отражению сигналов от разных объектов они преобразовывают свою поляризацию. Это позволяет уменьшить искажения сигналов в приемном устройстве, что увеличивает информационную емкость беспроводных каналов передачи данных. В спутниковой связи широко применяются многодиапазонные рупорные антенны. Применение таких устройств позволяет передавать сигналы высокой мощности и принимать сигналы с низким уровнем шума. Такие системы применяются для питания рефлекторной антенны с широкой полосой пропускания. Для этого предложено рупорное антенное устройство, в котором можно возбуждать сигналы, которые обеспечивают формирование сигналов с левой круговой поляризацией и сигналов с правой круговой поляризацией. Питание предложенной рупорной антенны осуществляется через щелевое отверстие, прорезанное в прямоугольном волноводе. Благодаря тому, что щель расположена под углом 45°, антенна может формировать сигналы с двойной круговой поляризацией. Предложенная конструкция может использоваться без поляризационных устройств, которые необходимо отдельно разрабатывать. Созданная конструкция рупорной антенны на рабочей частоте 16 ГГц обеспечивает пиковое значение коэффициента усиления антенны 24 дБ для сигналов с правой круговой поляризацией и пиковое значение коэффициента усиления 18 дБ для сигналов с левой круговой поляризацией. Поляризационная изоляция превышает 12 дБ. Более того, на рабочей частоте максимальное значение коэффициента отражения принимает значение 17 дБ. Таким образом, разработанная рупорная антенна с двойной круговой поляризацией обеспечивает эффективные характеристики в узкой полосе частот.

Ключевые слова: спутниковая система, рупорная антенна, круговая поляризация, волновод, щель, диаграмма направленности, коэффициент усиления антенны.

Забегалов Игорь Викторович — преподаватель электротехнического отделения, e-mail: denim_ua@ukr.net ;

Шуляк Вадим Вадимович — студент радиотехнического факультета, e-mail: iamnerones@gmail.com ;

Пильтій Степан Іванович — канд. техн. наук, доцент кафедри теоретических основ радиотехники, e-mail: crosspolar@ukr.net ;

Булашенко Андрій Васильєвич — старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники, e-mail: an_bulashenko@i.ua ;

Булашенко Александр Васильевич — студент электротехнического отделения, e-mail: alex.bulashenko2020@gmail.com