

Н. М. Каращук, І. А. Цикалов, В. О. Савенко

МАЛОВТРАТНИЙ ОПРОМІНЮВАЧ ДЗЕРКАЛЬНОЇ ПАРАБОЛІЧНОЇ АНТЕНИ ДЛЯ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ КАНАЛІВ ІНФОРМАЦІЇ РАДІОРЕЛЕЙНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Аналіз досвіду сучасної збройної боротьби показує, що успішність виконання бойових завдань у певній мірі залежить від своєчасного виявлення інформації каналів зв'язку, зокрема, радіорелейних ліній зв'язку. Збільшення дальності виявлення станції радіомоніторингу можна досягти шляхом застосування дзеркальної параболічної антени з опромінювачем у вигляді конічного рупора з малими втратами за рахунок застосування узгоджувального пристрою. Проаналізовано конструктивні рішення узгоджувальних пристроїв та визначено, що більшість з них резонансні. Обґрунтовано та здійснено вибір конструкції діелектричного трансформатора (довжиною $\lambda_x/8$, λ_x – довжина хвилі в круглому хвилеводі, м) для узгодження конічного рупорного опромінювача у всій смузі його робочих частот (для хвилі типу H_{11}). Для досягнення мети використовувалися методи теорії антен й електродинаміки, зокрема теорія довгих ліній. Розроблено математичний апарат для розрахунку параметрів діелектричного трансформатора довжиною $\lambda_x/8$. Вказано, що його хвильовий опір повинен дорівнювати модулю опору навантаження. Розрахунок значення активного трансформованого опору за формулою (10) дає завжди додатне значення вхідного опору, величина якого зростає зі збільшенням реактивного опору навантаження. Достовірність отриманих формул підтверджена збіжністю за одиницями вимірювання та графіками залежностей зміни зовнішнього радіуса коаксіальної лінії живлення b (її хвильового опору), а також товщини та місця включення узгоджувального діелектричного трансформатора l_1 . Практичне значення результатів дослідження полягає в можливості покращення узгодження рупорної антени на базі круглого хвилеводу в діапазоні його робочих частот для певного типу хвилі.

Ключові слова: *маловтратний опромінювач; дальність виявлення; радіомоніторинг; узгоджувальний трансформатор; діелектричний трансформатор; конічний рупор.*

Постановка проблеми в загальному вигляді. Одним із шляхів забезпечення необхідної дальності виявлення системами радомоніторингу каналів інформації радіорелейних ліній зв'язку є застосування спрямованих дзеркальних параболічних антен із малими втратами. Зменшення втрат потужності сигналу в антені можна досягти, зокрема, шляхом покращення узгодження опромінювача із лінією живлення. Для більш рівномірного опромінення дзеркала доцільно застосовувати як опромінювач конічну рупорну антену. Проте розміри розкриття хвилеводу живлення не повинні бути більше визначених, оскільки в ньому можуть виникнути хвилі вищих типів, які порушуватимуть нормальну роботу хвилеводного тракту. Іншою особливістю хвилеводних випромінювачів є їх відносно погане узгодження з вільним простором [6–7]. Унаслідок різкої зміни умов поширення електромагнітної хвилі за переходу від хвилеводу до вільного простору коефіцієнт відбиття досягає за модулем величини $|\Gamma| = 3$ [6]. Наявність рупора дозволяє

© Н. М. Каращук, І. А. Цикалов, В. О. Савенко, 2020

дещо звузити діаграму спрямованості (ДС), проте проблеми узгодження круглого хвилеводу із рупором та лінією живлення не усуває.

Отже, постає необхідність вибору та розрахунку пристрою узгодження круглого хвилеводу із конічним рупором та лінією живлення.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Для поліпшення узгодження використовують різні конструктивні рішення [8–10]: узгоджувальні трансформатори у вигляді діелектричних втулок, кілець, відрізків ліній передачі енергії; узгоджувальні пристрої для компенсації реактивних складових опору – штирі, діафрагми, короткозамкнені хвильові шлейфи; поглинальні навантаження. Розрахунок зазначених вище узгоджувальних елементів вимагає врахування неоднорідностей у хвилеводах [8], тому він зазвичай проводиться методом еквівалентних схем [8, 9]. Загальним проблемним питанням застосування зазначених неоднорідностей є їх резонансність. Їх використання не забезпечує узгодження хвилеводу круглого перетину в заданій смузі частот для хвилі H_{11} і призводить до зміни структури її поля. Часто застосовуються чвертьхвильові діелектричні трансформатори, але вони дозволяють отримати узгодження у вузькій смузі частот [9, 10]. Тому для узгодження хвилеводу круглого перетину з коаксіальною лінією живлення та конічним рупором у всій смузі частот хвилі типу H_{11} пропонуємо використання діелектричного трансформатора довжиною $\lambda_x/8$, який послідовно включається в коаксіальну лінію живлення конічної рупорної антени.

Формулювання завдання дослідження. Необхідно отримати формули для розрахунку конструкції діелектричного трансформатора довжиною $\lambda_x/8$ для узгодження конічної рупорної антени в смузі її робочих частот для хвилі типу H_{11} . Дослідити зміну зовнішнього радіуса коаксіальної лінії живлення b (її хвильового опору), а також товщини та місця включення узгоджувального діелектричного трансформатора l_1 .

Виклад основного матеріалу. Вирази для розрахунку параметрів узгоджувального діелектричного трансформатора довжиною l_m виводять для конічної рупорної антени (рис. 1).

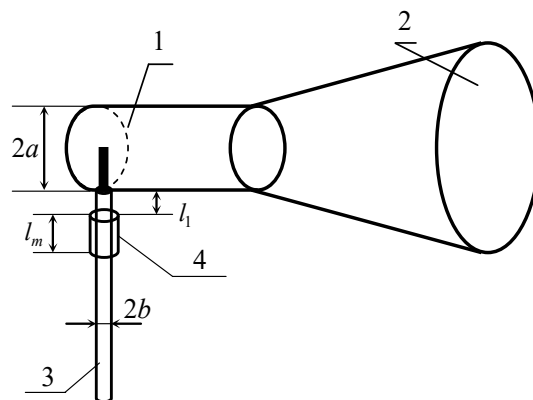


Рис. 1. Конічна рупорна антена на базі круглого хвилеводу з узгоджувальним діелектричним трансформатором довжиною l_m

Рупорна антена складається з круглого хвилеводу 1 діаметром $2a$, круглого рупора 2, коаксіальної лінії збудження 3 діаметром $2b$. Узгодження коаксіальної лінії з рупором 2 здійснюється з допомогою діелектричного трансформатора 4 довжиною $l_m = \lambda_x/8$, який вмикається на відстані l_1 від початку круглого рупора. У хвилеводі 1 збуджується основна хвиля H_{11} .

Діелектричний трансформатор перетворює опір у довгій лінії, який відповідає хвильовому опорі рупора, його визначають за таким виразом [8]:

$$Z_{ex} = \rho \frac{Z_n + j(\rho \operatorname{tg}(kl))}{\rho + jZ_n \operatorname{tg}(kl)}, \quad (1)$$

де Z_{ex} – вхідний опір відрізка довгої лінії l , Ом;

k – хвильове число, рад/м;

ρ – хвильовий опір, Ом;

Z_n – опір навантаження, Ом.

Припустимо, що довга лінія з хвильовим опором навантажена на хвильовий опір і повинна бути узгоджена з іншою довгою лінією, що має хвильовий опір ρ_2 . Для узгодження пропонуємо застосувати лінію, довжина якої дорівнює чверті довжини хвилі, яка розповсюджується в цій лінії. Для розрахунку хвильового опорі узгоджувального трансформатора застосуємо формулу (1), вважаючи, що

$$kl = \frac{2\pi \lambda}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}, \quad Z_n = \rho_1, \quad Z_{ex} = \rho_2.$$

Поділивши чисельник та знаменник правої частини (1) на $\operatorname{tg}(kl)$ і взявши границю за $kl \Rightarrow \pi/2$, у результаті отримаємо

$$\rho = \sqrt{Z_{ex} Z_n} = \sqrt{\rho_1 \rho_2}. \quad (2)$$

Розглянемо узгодження за допомогою діелектричного трансформатора довжиною $l_m = \lambda_x/8$. У формулі (1) опір навантаження має активну r та реактивну x складові:

$$Z_n = r + jx. \quad (3)$$

Запишемо для цього випадку вираз (1) у вигляді

$$Z_{ex} = \rho \frac{r + j(x + \operatorname{tg}(kl))}{\rho - x \operatorname{tg}(kl) + j r \operatorname{tg}(kl)}. \quad (4)$$

Помноживши чисельник та знаменник виразу (4) на комплексно спряжене значення знаменника, визначимо дійсну частину від уявної:

$$Z_{ex} = \rho \frac{r(\rho - x \operatorname{tg}(kl)) + (x + \rho \operatorname{tg}(kl)) r \operatorname{tg}(kl)}{(\rho - x \operatorname{tg}(kl))^2 + (r \operatorname{tg}(kl))^2} + j\rho \frac{r(\rho + x \operatorname{tg}(kl))(\rho - x \operatorname{tg}(kl)) - r^2 \operatorname{tg}(kl)}{(\rho - x \operatorname{tg}(kl))^2 + (r \operatorname{tg}(kl))^2}. \quad (5)$$

Знайдемо умови, за яких у результаті трансформації опір стане дійсним. Для цього прирівняємо уявну частину виразу (5) до нуля:

$$r(\rho + x \operatorname{tg}(kl))(\rho - x \operatorname{tg}(kl)) - r^2 \operatorname{tg}(kl) = 0. \quad (6)$$

Відмітимо, що згідно з виразом (3) модуль опору навантаження визначається як $|Z_n| = \sqrt{r^2 + x^2}$. Виберемо значення хвильового опору ρ узгоджувального трансформатора рівним модулю опору навантаження:

$$\rho^2 = r^2 + x^2. \quad (7)$$

Замінивши ρ у виразі (6), отримаємо

$$\left[\rho^2 - (r^2 + x^2) \operatorname{tg}(kl) + \rho x (1 - (\operatorname{tg}(kl))^2) \right] = 0.$$

Із отриманого виразу опір буде дійсним, якщо виконуватиметься рівність

$$(\operatorname{tg}(kl))^2 = 1, \quad (8)$$

звідси значення аргументу тангенса і довжина узгоджувального трансформатора дорівнюють:

$$kl = \frac{\pi}{4}, \quad l_m = \frac{\pi \lambda_x}{4 \cdot 2\pi} = \frac{\lambda_x}{8}. \quad (9)$$

Підставляючи довжину l_m та хвильовий опір ρ (7) у формулу (5), знайдемо значення трансформованого опору:

$$R = \rho \frac{r(\rho - x) + r(\rho + x)}{(\rho - x)^2 + r^2} = \frac{\rho r}{\rho - r}. \quad (10)$$

Отримані вирази (7), (9) і (10) дозволяють здійснити повний розрахунок параметрів узгоджувального діелектричного трансформатора. Його хвильовий опір повинен дорівнювати модулю опору навантаження, довжина – $\lambda_x/8$, а активний опір на виході визначатиметься виразом (10). Оскільки $\rho = \sqrt{x^2 + r^2}$, то вираз (10) дає завжди позитивне значення вхідного опору. Величина цього опору тим більша, чим більший реактивний опір навантаження x .

Оскільки узгоджувальний діелектричний трансформатор має невелику довжину – $l_m = \lambda_x/8$, то за зміни частоти відбувається компенсація реактивної складової на виході трансформатора.

За отриманими виразами проводилося дослідження зміни зовнішнього радіуса коаксіальної лінії живлення b (її хвильового опору), а також товщини та місця включення узгоджувального діелектричного трансформатора l_1 . На графіках на рис. 2 наведено розраховані залежності результатів узгодження коаксіальної лінії з круглим рупором за допомогою узгоджувального діелектричного трансформатора. Отримані залежності (рис. 2) справедливі для випадку поширення хвилі типу H_{11} в коаксіальній лінії живлення і в круглому хвилеводі. Згідно з рис. 2 узгоджувальний діелектричний трансформатор необхідно включати ближче до рупора, щоб відрізок лінії, у якому зберігається відбита хвиля, був якомога меншим. У такому положенні досягається необхідна смуга частот, у межах якої виконується узгодження.

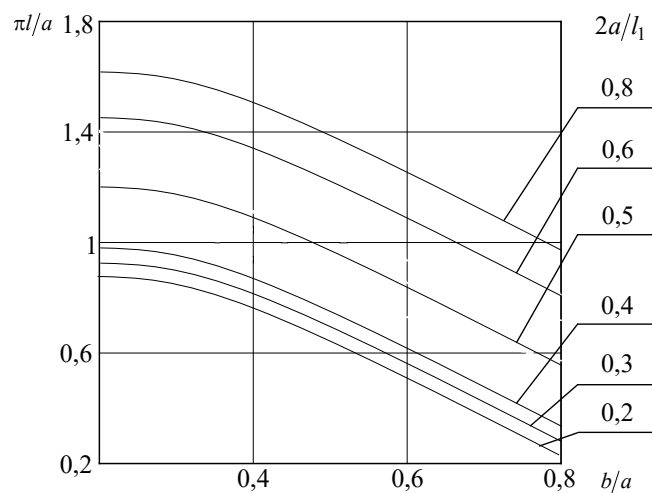


Рис. 2. Розрахункові залежності узгодження коаксіальної лінії з круглим рупором за допомогою узгоджувального діелектричного трансформатора

У такому разі узгоджувальний діелектричний трансформатор розглядається у вигляді пристрою з малими втратами, що трансформує в усій смузі частот опір навантаження в опір, близький до хвильового опору лінії, підключеної до входу узгоджувального пристрою.

Висновки. Наукова новизна результатів проведеного дослідження полягає в отриманні виразів (7), (9), (10) для розрахунку конструкції та параметрів узгоджувального діелектричного трансформатора довжиною $l_m = \lambda_x/8$, їх достовірність підтверджена збіжністю за одиницями вимірювання. Узгоджувальний діелектричний трансформатор довжиною $l_m = \lambda_x/8$ має активний опір у смузі робочих частот конічної рупорної антени.

Практичне значення результатів дослідження полягає в можливості узгодження рупорної антени на базі круглого хвилеводу в діапазоні його робочих частот для певного типу хвилі. Покращення узгодження зменшує втрати потужності сигналу в дзеркальній параболічній антені системи радіомоніторингу каналів інформації радіорелейних ліній зв'язку, що дозволяє збільшувати її дальність виявлення.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Carbon-Based Composite Microwave Antennas / N. A. Dugin, T. M. Zaboronkova, C. Krafft, G. R. Belyaev // *Electronics*. 2020. No 9 (4). P. 590. <https://doi.org/10.3390/electronics9040590>
2. Moallemizadeh A., Kiani-Kharaji M., Mohammad-Ali-Nezhad S. A simple design substrate-integrated waveguide horn antenna with reduced back lobe // *International Journal of Electronics*. 2020. Vol. 107. P. 417–430. <https://doi.org/10.1080/00207217.2019.1661025>
3. Tang Y. -F., Wu K., Mallat N. -K. Development of Substrate-Integrated Waveguide Filters for Low-Cost High-Density RF and Microwave Circuit Integration: Direct-Coupled Cavity Bandpass Filters With Chebyshev Response // *Access IEEE*. 2015. Vol. 3. P. 1313–1325. <https://doi:10.1109/ACCESS.2015.2461551>
4. Sorrentino R., Bianchi G., Chang K. *Microwave and RF Engineering*. John Wiley & Sons, 2010. P. 912. ISBN: 978-0-470-66021-8.
5. Zbitou J., Errkik A. *Emerging Innovations in Microwave and Antenna Engineering*. IGI Global, 2018. P. 437. <https://doi:10.4018/978-1-5225-7539-9>
6. Santos Lima A. L., da Rosa G. S., Bergmann J. R. A mode-matching solution for the study of cylindrical waveguide bifurcation via closed-form coupling integrals // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. 2020. Vol. 118. P. 135–153. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153135>
7. Неганов В. А., Ключев Д. С., Табаков Д. П. *Устройства СВЧ и антенны*. Москва, 2016. 728 с.
8. Лебедев И. В. *Техника и приборы СВЧ*. Москва : Высшая школа, 1970. 437 с.
9. Jongsuebchoke I., Akkaraekthalin P., Torrungrueng D. Theory and design of quarter-wave-like transformers implemented using conjugately characteristic-impedance transmission lines // *Microwave and Optical Technology Letters*. 2016. Vol. 58 (11). P. 2614–2619. <https://doi.org/10.1002/mop.30120>
10. Compact wideband multi-section quarter-wave-like transformers / T. Satitchantrakul, A. Prayoot, R. Silapunt, D. Torrungrueng // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 2018. Vol. 32. P. 1911–1924. <https://doi:10.1080/09205071.2018.1482239>

Подано 30.12.2020

REFERENCES

1. Dugin, N. A., Zaboronkova, T. M., Krafft, C., & Belyaev, G. R. (2020). Carbon-Based Composite Microwave Antennas. *Electronics*, 9 (4), 590. <https://doi.org/10.3390/electronics9040590>
2. Moallemizadeh, A. A., Kiani-Kharaji, M., & Mohammad-Ali-Nezhad, S. (2020). A simple design substrate-integrated waveguide horn antenna with reduced back lobe. *International Journal of Electronics*, Vol. 107, 417–430. <https://doi.org/10.1080/00207217.2019.1661025>
3. Tang, Y.-F., Wu, K., & Mallat, N.-K. (2015). Development of Substrate-Integrated Waveguide Filters for Low-Cost High-Density RF and Microwave Circuit Integration: Direct-Coupled Cavity Bandpass Filters With Chebyshev Response. *Access IEEE*, Vol. 3, 1313–1325. <https://doi:10.1109/ACCESS.2015.2461551>
4. Sorrentino, R., Bianchi, G., & Chang, K. (2010). *Microwave and RF Engineering*. John Wiley & Sons. ISBN: 978-0-470-66021-8.
5. Zbitou, J., & Errkik, A. (2018). *Emerging Innovations in Microwave and Antenna*

Engineering. IGI Global. [https://doi: 10.4018/978-1-5225-7539-9](https://doi.org/10.4018/978-1-5225-7539-9)

6. Santos Lima, A. L., da Rosa G. S., & Bergmann, J. R. (2020). A mode-matching solution for the study of cylindrical waveguide bifurcation via closed-form coupling integrals. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 118, 135–153. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153135>
7. Neganov, V. A., Kliuev, D. S., & Tabakov, D. P. (2016). *Ustroistva SVCh i anteny [Microwave devices and antennas]*. Moscow [in Russia].
8. Lebedev, I. V. (1970). *Tekhnika i pribory SVCh [Microwave equipment and devices]*. Moscow [in Russia].
9. Jongsuebchoke, I., Akkaraekthalin, P., & Torrungrueng, D. (2016). Theory and design of quarter-wave-like transformers implemented using conjugately characteristic-impedance transmission lines. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 58 (11), 2614–2619. <https://doi.org/10.1002/mop.30120>
10. Satitchantrakul, T., Prayoot, R., & Silapunt, D. (2018). Compact wideband multi-section quarter-wave-like transformers. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 32, 1911–1924. [https://doi: 10.1080/09205071.2018.1482239](https://doi.org/10.1080/09205071.2018.1482239)

N. M. Karaschuk, I. A. Tsikalov, V. O. Savenko

IRRADIATOR WITH MINIMAL LOSSES OF PARABOLIC ANTENNA FOR RADIO MONITORING SYSTEMS OF INFORMATION CHANNELS OF RADIO RELAY COMMUNICATION LINES

Analysis of the experience of modern struggle shows that the success of combat missions to some extent depends on the timely detection of information from communication channels, in particular, radio relay communication lines. Increasing the detection range of the radio monitoring station can be achieved by using a mirror parabolic antenna with a radiation in the form of a conical horn with low losses due to the use of a matching device. The constructive decisions of matching devices are analysed and it is determined that most of them are resonant. The substantiation and selection of the design of the dielectric transformer with the length $\lambda_x/8$ (λ_x – wavelength in a round waveguide, m) for coordination of the conical horn irradiator in the whole band of its operating frequencies for the wave type is carried out. To achieve the goal, the methods of antenna theories and electrodynamics were used, in particular the theory of long lines. A mathematical apparatus has been developed for calculating the parameters of a dielectric transformer (the length $\lambda_x/8$). It is stated that its impedance must be equal to the modulus of load resistance. The calculation of the value of the active transformed resistance according to the formula (10) always gives a positive value of the input resistance, the value of which is greater the greater the reactive load reactance. The reliability of the obtained formulas is confirmed by the convergence of units and graphs of dependences of the changes of the outer radius of the coaxial power line b (its impedance), as well as the thickness and place of inclusion on the matching dielectric transformer l_1 . The practical significance of the research results lies in the possibility of improving the matching of a horn antenna based on a circular waveguide in the range of its operating frequencies for a certain type of wave.

Keywords: irradiator with minimal losses; detection range; radio monitoring; matching transformer; dielectric transformer; conical horn antenna.