

# Удосконалена методика розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження

Артюшин Л. М.<sup>1</sup>, Колос Ю. О.<sup>2</sup>, Каращук Н. М.<sup>2</sup>, Авсієвич Р. О.<sup>2</sup>, Коваль Д. В.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Державний науково-дослідний інститут авіації

<sup>2</sup>Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова

E-mail: knm7@ukr.net

Представлено удосконалену методику розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з частковим діелектричним заповненням (ЧДЗ) та штирем збудження. Удосконалення методики розрахунку антени полягає в одночасному врахуванні ефективної діелектричної проникності часткового діелектричного заповнення, зміни розмірів штиря збудження та його зміщення відносно осі хвилеводу для зменшення геометричних розмірів поперечного перетину хвилеводу та покращення узгодження антени у визначеній смузі частот. З цією метою значення ефективної діелектричної проникності знаходиться через власні поперечні векторні функції порожнистого хвилеводу. В методиці зокрема наводиться удосконалений вираз (9) для розрахунку нормованої провідності коаксіально-хвилеводного переходу зі сторони прямокутного хвилеводу, який дозволяє забезпечити узгодження штиря збудження з коаксіальною лінією живлення шляхом визначення (оптимізації) його розмірів та положення у хвилеводі. Використовується отримана формула для нормованої шунтуючої провідності, що вноситься штирем, навантаженим на опори  $z_1$  та  $z_2$ , яка може бути застосована в різних часткових випадках за зміни характеру опорів навантажень  $z_1$  та  $z_2$  при розрахунку та проектуванні інших антен і елементів техніки надвисоких частот. Представлені графіки залежностей коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН) від частоти за різних радіусу, довжини штиря збудження та його зміщення відносно осі прямокутного хвилеводу. За оптимальних розмірів та положення штиря збудження покращено узгодження антени у визначеній смузі частот (зменшено КСХН до рівня, що не перевищує 1,18 у смузі частот 6–8 ГГц). Також застосування ЧДЗ дозволяє зменшувати геометричні розміри поперечного перетину хвилеводу (до 61% і більше) за його незмінного електричного розміру (для смуги частот 6–8 ГГц розмір поперечного перетину прямокутного хвилеводу для хвилі типу  $H_{10}$  складає  $23 \times 10$  мм за відносної діелектричної проникності пластин товщиною  $s_x = 6$  мм, яка дорівнює  $\epsilon_r = 1,9$ ). Наводяться графіки нормованих діаграм спрямованості антени в площинах E та H. Достовірність та обґрунтованість отриманих результатів забезпечується збіжністю результатів розрахунку за граничних умов із відомими результатами та збіжністю отриманих формул за одиницями вимірювання.

**Ключові слова:** прямокутний хвилевід; часткове діелектричне заповнення; штир збудження; коефіцієнт стоячої хвилі за напругою; узгодження; коаксіально-хвилеводний перехід

DOI: [10.20535/RADAR.2020.82.5-13](https://doi.org/10.20535/RADAR.2020.82.5-13)

## Вступ. Постановка проблеми

Одним із перспективних типів антен, які застосовуються в діапазоні надвисоких частот (НВЧ), є відкриті кінці хвилеводів прямокутного чи круглого перетинів [1], які знаходять самостійне застосування, зокрема, як слабкоспрямовані антени літальних апаратів, опромінювачі дзеркальних антен, елементи фазованих антенних решіток.

Антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу характеризуються слабкою спрямованістю і простою в конструктивному плані. Проте

вони мають порівняно великий розмір поперечного перетину в сантиметровому діапазоні хвиль. Наприклад, для хвилі типу  $H_{10}$  та смуги частот 8–12 ГГц розмір поперечного перетину складає  $23 \times 10$  мм, а для смуги частот, наприклад, 6–8 ГГц –  $29 \times 13$  мм [2–7]. Зменшити геометричні розміри поперечного перетину відкритого кінця прямокутного хвилеводу за незмінних електричних розмірів можна шляхом застосування часткового діелектричного заповнення (ЧДЗ) [4–7].

За використання відкритого кінця прямокутного хвилеводу важливу роль мають способи збудження хвиль необхідного типу. Частіше для переходів від коаксіальної лінії живлення до хвилеводної застосовується електричний зв'язок [8]. При цьому штир збудження розташований паралельно електричним силовим лініям. Підбираючи довжину штиря збудження  $l_{ш}$  та відстань від нього до короткозамкненої стінки  $l_1$ , можна забезпечити необхідне узгодження. Але зменшення втрат в антені вказаного типу доцільно досягти шляхом покращення узгодження.

## 1 Аналіз останніх досліджень і публікацій

Розв'язок електродинамічної задачі для частково заповненого хвилеводу (ЧЗХ) зводиться, в першу чергу, до пошуку постійної розповсюдження [9, 10]. Для визначення постійних розповсюдження та полів у ЧЗХ розроблено ряд точних та наближених методів [11, 12], які характеризуються особливостями, що обмежують їх застосування в тому чи іншому випадку.

Метод, представлений в літературі [13], має достатню для практики точність. Тому доцільне його застосування для розрахунку постійної розповсюдження з метою зменшення геометричних розмірів поперечного перетину прямокутного хвилеводу шляхом ЧДЗ. Оскільки хвилевід неоднорідний, то вводиться ефективна діелектрична проникність  $\varepsilon_{ef}$  середовища, яке його заповнює, для розрахунку основних електродинамічних характеристик [13]. Значення  $\varepsilon_{ef}$  знаходиться через власні поперечні векторні функції порожнистого хвилеводу [9, 13]. Модифікація ЧДЗ повинна бути такою, щоб передбачати наявність пристрою збудження. Тому доцільно із можливих [13] обрати модифікацію 2–1–2 — дві діелектричні пластини, розташовані симетрично біля вузьких стінок хвилеводу.

Для модифікації 2–1–2 ефективна діелектрична проникність для хвилі типу  $H_{10}$  має такий вигляд:

$$\varepsilon_{ef} = 1 + (\varepsilon_r - 1) \eta, \quad (1)$$

де  $\varepsilon_r$  — відносна діелектрична проникність матеріалу, яким заповнено хвилевід;  $\eta$  — множник заповнення, який визначається наступним чином:

$$\eta = (1 - \sin(c_x \pi t_x)) t_x, \quad (2)$$

де  $c_x$  — розмір діелектричної пластини вздовж широкої стінки хвилеводу, м;  $t_x$  — коефіцієнт заповнення хвилеводу вздовж широкої стінки, який знаходиться за формулою:

$$t_x = 2c_x/a, \quad (3)$$

де  $a$  — розмір широкої стінки хвилеводу, м.

Розмір широкої стінки хвилеводу, пов'язаний із ефективною діелектричною проникністю  $a_d$ , з урахуванням критичної довжини хвилі  $\lambda_{кр}$ , визначається таким чином [4, 7]:

$$a_d = \frac{\lambda_{кр}}{2\sqrt{\varepsilon_{ef}}}. \quad (4)$$

Розмір вузької стінки хвилеводу  $b_x$  вибирається з умови  $b_x = (0, 4 \dots 0, 5) a$  [4, 7, 14]. Нехай розмір вузької стінки з урахуванням впливу ЧДЗ  $b_{xд} = 0, 5 a_d$ . Отриманий вираз (4) дозволяє врахувати вплив відносною діелектричною проникністю діелектрика ЧЗХ  $\varepsilon_r$  на зміну геометричних розмірів поперечного перетину прямокутного хвилеводу для хвилі типу  $H_{10}$ .

Критерієм узгодження пристрою збудження із хвилеводом є режим біжучої хвилі в коаксіальній лінії живлення, тобто рівність вхідного опору штиря збудження хвильовому опору коаксіальної лінії живлення  $Z_L$ . Вхідний опір штиря збудження в хвилеводі в загальному випадку є комплексною величиною. Активна частина вхідного опору залежить в основному від довжини штиря збудження, реактивна — від довжини та товщини. На відміну від вільного простору, вхідний опір штиря збудження в хвилеводі залежить від структури поля в хвилеводі поблизу штиря.

Активну частину вхідного опору можна вважати рівною опору випромінювання штиря збудження в прямокутному хвилеводі  $R_\Sigma$ . Опір випромінювання штиря збудження в прямокутному хвилеводі за наявності відбитої хвилі визначається відомим співвідношенням [8, 15], яке враховує зокрема зміщення штиря збудження відносно вузької стінки хвилеводу  $x_1$ , відстань від штиря збудження до ближчого вузла напруги  $l_{max1}$ . Положення штиря збудження  $l_1$  рекомендується вибирати із умови рівності реактивних частин провідностей справа та зліва від нього відповідно до виразу наведеного в [8]. Задаючи величини  $x_1$  та  $l_1$ , знаходиться довжина штиря збудження  $l_{ш}$ , за якої можна отримати необхідне значення його вхідного опору.

Отже, для повного узгодження можна регулювати довжину штиря збудження  $l_{ш}$  та положення короткозамкнутої стінки в хвилеводі  $l_1$ . Проте в ряді випадків для спрощення конструкції обмежуються одним регулюванням та допускають певне розузгодження в коаксіальній лінії живлення. Крім того, відомі формули дають точні результати тільки за достатньо малих значень  $l_{ш}$  і справедливі за допущення, що в правій частині прямокутного хвилеводу буде біжуча хвиля [16].

На рис. 1 представлені графіки зміни коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН) у смузі частот 6–8 ГГц відкритого кінця прямокутного хвилеводу в перетині розташування штиря збудження, отримані шляхом розрахунку та експериментальних досліджень за відомою методикою [8, 16–18].

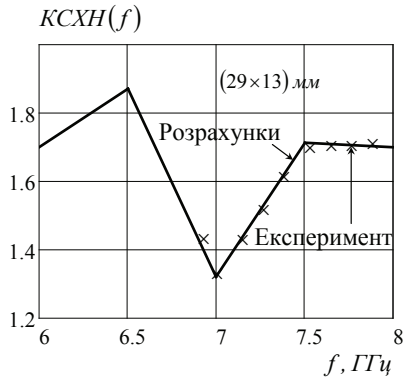


Рис. 1. Графіки зміни КСХН відкритого кінця прямокутного хвильоводу в перетині розташування штиря збудження

Відповідно до рис. 1, величина КСХН змінюється в межах від 1,32 до 1,87 за значень розмірів поперечного перетину прямокутного хвильоводу  $(29 \times 13)$  мм.

Нормовані діаграми спрямованості (ДС) відкритого кінця прямокутного хвильоводу в площинах Е і Н та коефіцієнт підсилення відкритого кінця прямокутного хвильоводу [19, 20] не враховують ЧДЗ.

**Метою статті** є удосконалення методики розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвильоводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження, яка врахувала б одночасно ефективну діелектричну проникність заповнення, зміну розмірів штиря збудження та його зміщення відносно осі хвильоводу для зменшення геометричних розмірів поперечного перетину хвильоводу та покращення узгодження антени у визначеній смузі частот.

## 2 Виклад основного матеріалу

Антену у вигляді відкритого кінця прямокутного хвильоводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження в декартовій системі координат може бути зображена у вигляді, наведеному на рис. 2.

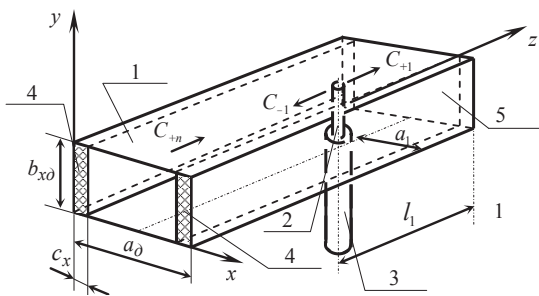


Рис. 2. Антена у вигляді відкритого кінця прямокутного хвильоводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження

Антену (рис. 2) складається з відрізка прямокутного хвильоводу 1, який збуджується штирем 2, та коаксіальної лінії живлення 3. Паралельно вузькій стінці хвильоводу встановлені прямокутні діелектричні пластини 4, а торцева стінка 5 є короткозамкнутою.

Розрахунок збудження прямокутного хвильоводу виконано за використання методу, розглянутого в роботах [10, 17, 21], із здійсненням його удосконалення.

На рис. 2 наведено наступні позначення амплітуд хвиль:  $C_{+n}$  – амплітуда падаючої на розкриття хвилі, що поширюється вздовж осі  $z$ ;  $C_{+1}$  – амплітуда хвилі, яка збуджена штирем та розповсюджується вздовж осі  $z$  до короткозамкнутої торцевої стінки;  $C_{-1}$  – амплітуда хвилі, яка збуджена штирем та розповсюджується у напрямку до розкриття.

### 2.1 Опис удосконаленої методики розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвильоводу із ЧДЗ та штирем збудження

Порядок виведення формул, які застосовуються в удосконаленій методиці описаний в літературі [22].

1. Розрахунок довжини хвилі в хвильоводі  $\lambda_x$  для хвилі типу  $H_{10}$  за відомою формулою [3], ефективної діелектричної проникності хвильоводу з ЧДЗ  $\varepsilon_{ef}$  за формулою (1) з урахуванням (2), (3), геометричних розмірів поперечного перетину прямокутного хвильоводу з урахуванням ЧДЗ  $a_d, b_{xd}$  за наступними виразами:

$$a_d = a / \sqrt{\varepsilon_{ef}}, \quad (5)$$

$$b_{xd} = b_x / \sqrt{\varepsilon_{ef}}. \quad (6)$$

2. Розрахунок взаємного опору хвильоводу із ЧДЗ та штиря збудження  $Z_{xb}$  з урахуванням його зміщення відносно осі хвильоводу за формулою [22]:

$$Z_{xb} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{l_{ш}}{b_{xd} k a} \frac{\sin^2 \frac{\pi a_1}{a}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}}, \quad (7)$$

де  $\varepsilon_0, \mu_0$  – діелектрична та магнітна проникності вакууму,  $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} \frac{Ф}{М}$ ,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Гн}{М}$ ;  $k = 2\pi / (\lambda_x / \sqrt{\varepsilon_{ef}})$  – хвильове число за розповсюдження хвилі в частково заповненому хвильоводі, град/м, рад/м.

3. Визначення хвильового опору штиря збудження  $Z_{ш}$  з урахуванням його зміщення відносно осі хвильоводу та ЧДЗ хвильоводу за формулою, яка має наступний вигляд:

$$Z_{ш} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_{ef}}} \left[ \ln \frac{2l_{ш} \sin \frac{\pi a_1}{a}}{r} - 1 \right], \quad (8)$$

де  $r$  – радіус штиря збудження, м.

4. Знаходження нормованої провідності коаксіально-хвильового переходу зі сторони прямокутного хвильоводу  $Y$  за формулою:

$$Y = Z_{xb} \frac{2}{jZ_m} \left[ 1 - \frac{\cos kl_m}{kl_m} + \frac{Z_{\pi}}{Z_m} (1 - \cos kl_m) + j \sin kl_m \left( \frac{\sin kl}{kl_m} \right) \right] - jctg \left[ \sqrt{k^2 - \left( \frac{\pi}{a_d} \right)^2} a_{\pi 1} \right], \quad (9)$$

де  $Z_{\pi}$  – хвильовий опір коаксіальної лінії живлення, Ом.

Підбір розмірів та положення штиря збудження у формулі (9) з урахуванням (1)–(8), за яких значення нормованої провідності переходу зі сторони прямокутного хвильоводу  $Y \approx 1$ .

5. Розрахунок амплітуди хвилі, яка збуджена штирем та випромінена в сторону розкриття,  $C_{+1}$  з урахуванням (7), (8) за формулою, що має наступний вигляд:

$$C_{+1} = l_m \frac{E_{-1\xi} E_{\xi}^{ct}}{P_1 j k Z_m} \left( 1 - \frac{1 - \cos kl_m}{kl_m} + \frac{\left( (z_1 z_2 / Z_m^2) (1 - \cos kl_m) + \frac{z_1 - z_2}{j Z_m} \sin kl_m + \cos kl_m - 1 \right) \frac{\sin kl_m}{kl_m}}{\left( \frac{z_1 z_2}{Z_m^2} + 1 \right) \sin kl_m + \frac{z_1 - z_2}{j Z_m} \cos kl_m} \right), \quad (10)$$

де  $P_1$  – норма власної функції хвильоводу, Вт;  $E_{-1\xi}$  – напруженість електричного поля власної хвилі прямокутного хвильоводу, В/м;  $E_{\xi}^{ct}$  – напруженість стороннього електричного поля на штирі збудження, В/м.

6. Визначення нормованої шунтуючої провідності  $Y_m$ , що вноситься штирем збудження в хвильовід, навантажений на опори  $z_1$  та  $z_2$ , з урахуванням (7), (8) за наступним виразом:

$$Y_m = -2 \frac{l_m}{j k Z_m} \frac{E_{-1\xi} E_{+1\xi}}{P_1} \left\{ 1 - \frac{\cos kl_m}{kl_m} + \frac{\left[ \frac{z_1 z_2}{Z_m^2} (1 - \cos kl_m) + \frac{z_1 - z_2}{j Z_m} \sin kl_m + \cos kl_m - 1 \right] \frac{\sin kl_m}{kl_m}}{\left( \frac{z_1 z_2}{Z_m^2} + 1 \right) \sin kl_m + \frac{z_1 - z_2}{j Z_m} \cos kl_m} \right\}. \quad (11)$$

7. Знаходження амплітуди падаючої хвилі на розкриттє відкритого кінця прямокутного хвильоводу з ЧДЗ  $C_{+n}$  з урахуванням (11) із формули [23]:

$$Y_m = -\frac{2\Gamma}{1+\Gamma} = -\frac{C_{+1}}{C_{+1} + C_{+n}}. \quad (12)$$

8. Розрахунок коефіцієнта відбиття від штиря збудження прямокутного хвильоводу з ЧДЗ з урахуванням знайденого значення  $C_{+}$  та (10) за виразом [23, 24]:

$$\Gamma = \frac{C_{+1}}{C_{+n}}. \quad (13)$$

9. Визначення коефіцієнта стоячої хвилі за напругою у смузі частот  $KСХН(f)$  за формулою [3]:

$$KСХН(f) = \frac{1 + |\Gamma(f)|}{1 - |\Gamma(f)|}. \quad (14)$$

10. Розрахунок нормованих діаграм спрямованості (ДС) відкритого кінця прямокутного хвильоводу з ЧДЗ у площинах  $E$   $F_E(\theta)$  та  $H$   $F_H(\theta)$  відповідно за виразами [19], які враховують ЧДЗ:

$$F_E(\theta) = \left[ 1 + \sqrt{\varepsilon_{ef} - \left( \frac{\lambda_0}{2a_d} \right)^2} \cos \theta \right] \frac{\sin \left( \frac{k_0 b_{x,d}}{2} \sin \theta \right)}{\frac{k_0 b_{x,d}}{2} \sin \theta}, \quad (15)$$

$$F_H(\theta) =$$

$$= \left[ \cos \theta + \sqrt{\varepsilon_{ef} - \left( \frac{\lambda_0}{2a_d} \right)^2} \right] \frac{\cos \left( \frac{k_0 a_d}{2} \sin \theta \right)}{1 - \left( \frac{2a_d \sin \theta}{\lambda_0} \right)^2}, \quad (16)$$

де  $\lambda_0$  – довжина хвилі у вільному просторі, м;  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  – хвильове число у вільному просторі, град/м, рад/м.

11. Знаходження коефіцієнта підсилення відкритого кінця прямокутного хвильоводу з ЧДЗ  $G$  за формулою [19] з урахуванням ЧДЗ:

$$G = 0,81 \frac{\pi (a_d b_{x,d})^2}{\lambda_0^2} \times \left[ 1 + \sqrt{\varepsilon_{ef} - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2} \right]^2 \times \left( \sqrt{\varepsilon_{ef} - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2} \right)^{-1} \times \eta_1, \quad (17)$$

де  $\eta_1$  – коефіцієнт корисної дії антени.

Отже, удосконалена методика розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвильоводу з ЧДЗ та штирем збудження враховує ефективну діелектричну проникність заповнення, розміри штиря збудження та його зміщення відносно осі хвильоводу.

## 2.2 Дослідження залежності КСХН від зміни розмірів та положення штиря збудження в прямокутному хвилеводі із ЧДЗ

У результаті проведеного дослідження визначено, що за рахунок часткового діелектричного заповнення із застосуванням двох діелектричних пластин (рис. 2) розмірами  $c_x = 6$  мм, відносна діелектрична проникність яких дорівнює  $\epsilon_r = 1,9$  (фторопласт), можна зменшити поперечний перетин хвилеводу до  $(23 \times 10)$  мм без зміни смуги робочих частот (6–8 ГГц).

За наведеною удосконаленою методикою розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження отримано графіки залежностей КСХН від частоти за різного радіусу штиря збудження та  $l_{ш} = 0,13\lambda_0$ ,  $a_{д1} = 0,26\lambda_0$  (рис. 3).

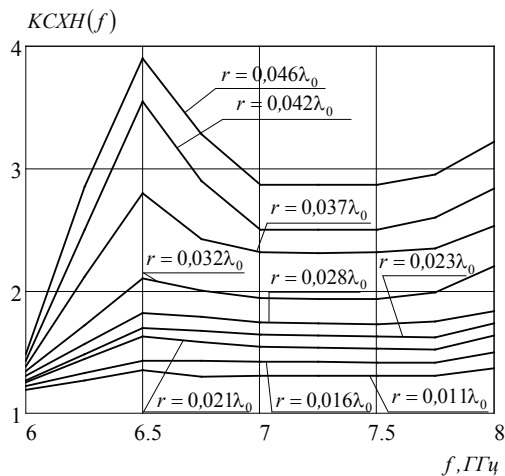


Рис. 3. Графіки залежностей КСХН від частоти за різного радіусу штиря збудження

Якщо радіус штиря збудження  $r$  збільшується, то його хвильовий опір  $Z_{ш}$  зменшується (8), а зведена реактивна провідність зростає [13]. Оскільки реактивна провідність пропорційна потужності реактивного поля, то значення амплітуд хвиль, які збуджені штирем у прямокутному хвилеводі зростає. Відповідно збільшується коефіцієнт відбиття від штиря збудження та КСХН у смугі частот (рис. 3). За значень зміни радіусу штиря збудження в межах від  $0,011\lambda_0$  до  $0,028\lambda_0$  величина КСХН не перевищує 2.

Графіки залежностей КСХН від частоти за різної довжини штиря збудження та  $a_{д1} = 0,26\lambda_0$ ,  $r = 0,016\lambda_0$  наведено на рис. 4.

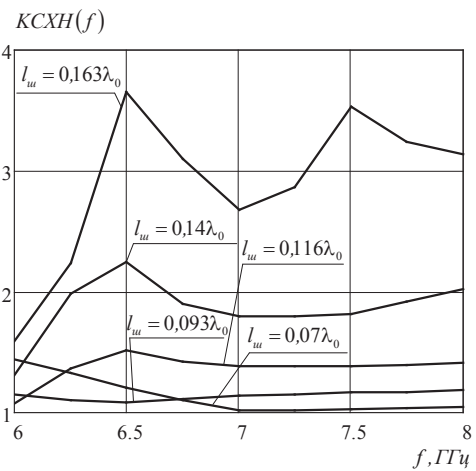


Рис. 4. Графіки залежностей КСХН від частоти за різної довжини штиря збудження

За збільшення довжини штиря збудження значення його хвильового опору зростає, відповідно зростає напруга вздовж штиря, що приводить до збільшення амплітуди хвиль, збуджених штирем у прямокутному хвилеводі.

Проте за цього зростає коефіцієнт відбиття від штиря збудження та КСХН (рис. 4). З іншого боку, за довжини штиря збудження, яка менша від чверті довжини хвилі ( $l_{ш} < \lambda_0/4$ ), він має ємнісну провідність, оскільки в його реактивному полі переважає електрична енергія. Амплітуда напруги вздовж штиря збудження збільшується, а амплітуда струму – спадає. Тоді значення амплітуд хвиль, збуджених штирем у прямокутному хвилеводі, буде зменшуватись. Відповідно, коефіцієнт відбиття від штиря збудження та КСХН зменшаться (рис. 4). За значень  $l_{ш} = 0,07\lambda_0$  та  $l_{ш} = 0,093\lambda_0$  КСХН не перевищує 2.

Графіки залежностей КСХН від частоти за різного зміщення штиря збудження та  $r = 0,016\lambda_0$ ,  $l_{ш} = 0,13\lambda_0$  представлено на рис. 5.

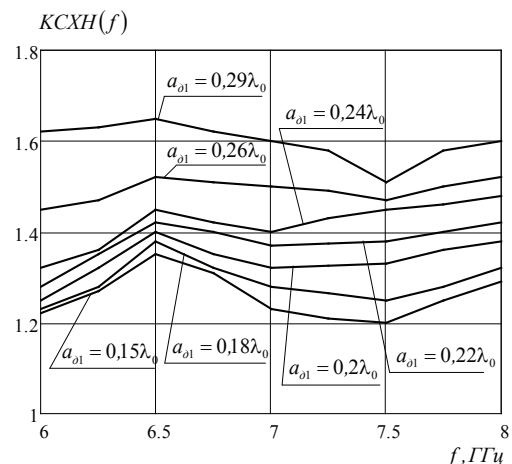


Рис. 5. Графіки залежностей КСХН від частоти за різного зміщення штиря збудження

За зміщення штиря збудження відносно осі прямокутного хвилеводу до його вузької стінки значення КСХН зменшується у смузі частот. Це відбувається за рахунок впливу діелектричного ефекту за наявності ЧДЗ, зміни хвильового опору штиря збудження та взаємного опору хвилеводу і штиря збудження таким чином, що нормована провідність коаксіально-хвилеводного переходу зі сторони прямокутного хвилеводу наближається до одиниці. За зміщень штиря збудження  $a_{д1} = 0,15\lambda_0$ ,  $a_{д1} = 0,18\lambda_0$ ,  $a_{д1} = 0,2\lambda_0$  значення КСХН у смузі частот не перевищує 1,4.

### 3 Аналіз отриманих даних

Отже, за використання удосконаленої методики забезпечується можливість розроблення антен із зменшеним поперечним перетином хвилеводу до 61 % за його незмінних електричних розмірів (проте є можливість ще зменшувати розміри поперечного перетину до необхідних шляхом зміни  $\epsilon_{эф}$ ); покращеним узгодженням, що забезпечує значення КСХН у смузі частот 6–8 ГГц не більше 1,18 (від 1,04 до 1,18).

Достовірність та обґрунтованість отриманих результатів забезпечується збіжністю результатів розрахунку за граничних умов ( $a_{д1} = 0,5a_{д1}$ ,  $\epsilon_r = 1$  та  $c = \text{var}$ ,  $c_x = 0$  та  $\epsilon_r = \text{var}$ ) із відомими результатами, а також збіжністю отриманих формул за одиницями вимірювання.

За формулами (15), (16) побудовано графіки нормованих діаграм спрямованості антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з ЧДЗ та штирем збудження в площинах E та H (рис. 6).

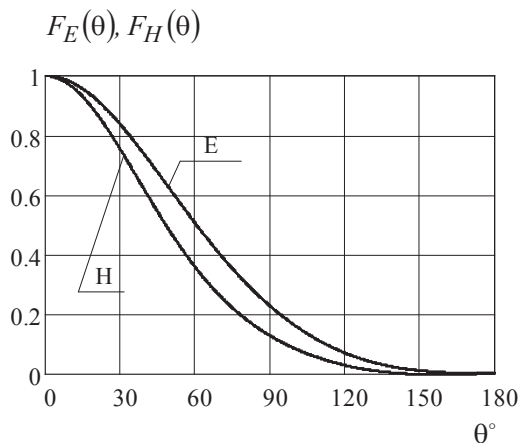


Рис. 6. Нормовані ДС антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з ЧДЗ та штирем збудження в площинах E та H

Ширина ДС (рис. 6) у площині H вужча, ніж у площині E залежно від амплітудно-фазового розподілу та розміру апертури. Але загалом ширина ДС антени знаходиться біля  $60^\circ$ . У площині E рівномірний амплітудний розподіл, але розмір вузької

стілки малий порівняно з розміром широкої стінки, тому ширина ДС більша. У площині H амплітудний розподіл можна вважати косинусним, оскільки товщина та відносна діелектрична проникність пластин невелика. Зміну фазового розподілу можна усунути шляхом зміни довжини прямокутного хвилеводу.

### Висновки

1. У результаті проведеного дослідження удосконалено методику розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження, яка відрізняється від існуючих врахуванням ефективної діелектричної проникності заповнення, розмірів штиря збудження та його зміщення відносно осі хвилеводу, визначенням нормованої провідності коаксіально-хвилеводного переходу зі сторони прямокутного хвилеводу. Це дозволяє зменшувати геометричні розміри поперечного перетину хвилеводу (до 61 % і більше) за його незмінного електричного розміру, а також покращувати узгодження антени у визначеній смузі частот (зменшувати КСХН до рівня, що не перевищує 1,18 у смузі частот 6–8 ГГц).

2. Отримано формулу (11) для нормованої шунтуючої провідності, що вноситься штирем, навантаженим на опори  $z_1$  та  $z_2$ , яка може бути застосована в різних часткових випадках за зміни характеру опорів навантажень  $z_1$  та  $z_2$  при розрахунку та проектуванні інших антен і елементів техніки надвисоких частот.

3. Аналітичний опис нормованої провідності коаксіально-хвилеводного переходу зі сторони прямокутного хвилеводу (9) дозволяє забезпечити узгодження штиря збудження з коаксіальною лінією живлення шляхом визначення (оптимізації) його розмірів та положення у хвилеводі.

4. Достовірність та обґрунтованість отриманих результатів забезпечується збіжністю результатів розрахунку за граничних умов із відомими результатами та збіжністю отриманих формул за одиницями вимірювання.

5. Практичним значенням результатів досліджень є можливість синтезу (проектування) антени з покращеним узгодженням та зменшеним поперечним перерізом хвилеводу за незмінних його електричних розмірів.

6. Перспективи подальших досліджень у цьому напрямі полягають у розв'язанні задачі оптимізації розмірів і положення штиря збудження та параметрів ЧДЗ з метою мінімізації коефіцієнта стоячої хвилі за напругою у заданному діапазоні робочих частот.

### Перелік посилань

1. Steven Gao. Advanced Antennas for Small Satellites / Gao Steven, Rahmat-Samii Yahya, E. Hodges

- Richard, Yang Xue-Xia // Proceedings of the IEEE. – 2018. – Vol. 106, No. 3. – pp. 391–403. DOI:10.1109/JPROC.2018.2804664.
2. Berenguer A. Analysis of Multipactor Effect in a Partially Dielectric-Loaded Rectangular Waveguide / A. Berenguer, A. Coves, F. Mesa, E. Bronchalo, B. Gimeno // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2019. – Vol. 47, No. 1. – pp. 259–265. DOI:10.1109/TPS.2018.2880652.
  3. Nefyodov E. I. Electromagnetic Fields and Waves: Microwave and mmWave Engineering with Generalized Macroscopic Electrodynamics / E. I. Nefyodov, S. M. Smolskiy. – Textbooks in Telecommunication Engineering, 2019. – 315 p. ISBN:978-3-319-90847-2.
  4. Nefyodov E. Transmission lines of microwave and mm-wave ranges: computerized lecture course / E. Nefyodov, B. Kliuev. – Textbook. LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co., Saarbrücken, Germany, 2016. – 544 p.
  5. Гольдштейн Л. Д. Электромагнитные поля и волны / Гольдштейн Л. Д., Зернов Н. В. – Москва: Сов. радио, 1971. – 615 с.
  6. Shcherbinin V. I. Cutoff Frequencies of a Dielectric-Loaded Rectangular Waveguide With Arbitrary Anisotropic Surface Impedance / V. I. Shcherbinin, B. A. Kochetov, A. V. Hlushchenko, V. I. Tkachenko // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – Vol. 67, No. 2. – pp. 577–583. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2882493.
  7. Shcherbinin V. I. HE- and EH-hybrid waves in a circular dielectric waveguide with an anisotropic impedance surface / V. I. Shcherbinin, G. I. Zaginaylov, V. I. Tkachenko // Problems of Atomic Science and Technology. – 2015. – Vol. 98, No. 4. – pp. 89–93.
  8. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов / Воскресенский Д. И., Грановская Р. А., Гостюхин В. Л., Филиппов В. С. – Москва: Сов. радио, 1972. – 320 с.
  9. Егоров Ю. В. Частично заполненные прямоугольные волноводы / Ю. В. Егоров. – Москва: Сов. Радио, 1967. – 216 с.
  10. Вайнштейн В. А. Электромагнитные волны / В. А. Вайнштейн. – Москва: Радио и связь, 1988. – 436 с.
  11. Donchenko A. V. Measurements of the Permittivity of Materials Using the Double-Ridged Waveguide / A. V. Donchenko, G. F. Zargano, V. V. Zemlyakov // 14th International Scientific-Technical Conference APEIE, Novosibirsk. – 2018. – pp. 29–32.
  12. Donchenko A. V. Hybrid types of waves in the ridged waveguide with the piecewise-layered dielectric filling / A. V. Donchenko, G. F. Zargano // 2016 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov. – 2016. – pp. 1–6. DOI: 10.1109/APEDE.2016.7878892.
  13. Манойлов В. П. Розрахунок хвилеводів з частковим діелектричним заповненням / В. П. Манойлов, В. В. Чухов // Вісник НТУУ „КПІ”. Радіотехніка. Радіоапаратування. – 2006. – Вип. 33. – С. 91–100.
  14. Иванов В. О. Теория электромагнитного поля : учебник / В. О. Иванов, Є. І. Габрусенко, Л. В. Сібрук. – Київ : НАУ, 2017. – 334 с. ISBN: 978-966-932-039-1.
  15. Кочин В. Н. Моделирование несимметричного вертикального вибратора конечной толщины при осесимметричном возбуждении / В. Н. Кочин // Радиофизика и радиоастрономия. – 2002. – Т. 7, № 1. – С. 17–28.
  16. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн / Г. З. Айзенберг. – Москва: Связьиздат, 1957. – 699 с.
  17. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. – Москва: Высш. школа, 1970. – 437 с.
  18. Шаров Г. А. Основы теории сверхвысокочастотных линий передачи, цепей и устройств / Г. А. Шаров. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2016. – 470 с.
  19. Фрадин А. З. Антенно-фидерные устройства: учебное пособие. / А. З. Фрадин. – Москва: Связь, 1977. – 440 с.
  20. Шифрин Я. С. Антенны / Я. С. Шифрин. – Харьков: ВИРТА им. Л. А. Говорова, 1976. – 408 с.
  21. Markina A. Reducing the problem of waveguide excitation by currents in cross-section to a system of integral volterra equations / A. Markina, N. Pleshchinskii, D. Tumakov // 3CTIC. Cuadernos de desarrollo aplicados a las TIC. – 2019. – pp. 106–125. DOI:10.17993/3ctic.2019.83-2.106-125.
  22. Манойлов В. П. Дослідження електродинамічних характеристик антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу із частковим діелектричним заповненням та штирем збудження / В. П. Манойлов, В. В. Чухов, Н. М. Карашук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – 2019. – № 1 (86). – С. 219–227.
  23. Jentschura U. D. Advanced Classical Electrodynamics. Green Functions, Regularizations, Multipole Decompositions / U. D. Jentschura. – Singapore: World Scientific Publishing Company, 2017. – 370 p. DOI:10.1142/10514.
  24. Данилин А. А. Измерения в радиоэлектронике: учебное пособие / А. А. Данилин, Н. С. Лавренко. – Санкт-Петербург: Идательство “Лань”, 2017. – 408 с.

## References

- [1] Gao S., Rahmat-Samii Y., Hodges R.E. and Yang X. (2018) Advanced Antennas for Small Satellites. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 106, Iss. 3, pp. 391–403. DOI: 10.1109/jproc.2018.2804664
- [2] Berenguer A., Coves A., Mesa F., Bronchalo E. and Gimeno B. (2019) Analysis of Multipactor Effect in a Partially Dielectric-Loaded Rectangular Waveguide. *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 47, Iss. 1, pp. 259–265. DOI: 10.1109/tps.2018.2880652
- [3] Nefyodov E. I., Smolskiy S. M. (2019) *Electromagnetic Fields and Waves: Microwave and mmWave Engineering with Generalized Macroscopic Electrodynamics*. Textbooks in Telecommunication Engineering, 315p. ISBN: 978-3-319-90847-2.
- [4] Nefyodov E., Kliuev B. (2016) *Transmission lines of microwave and mm-wave ranges: computerized lecture course*. Saarbrücken, Germany, Textbook. LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co., 544 p.
- [5] Goldshtejn L. D., Zernov N.V. (1971) *Ehlektronnitnye polya i volny* [Electromagnetic fields and waves]. Moskva, Sov. radio, 615 p.

- [6] Shcherbinin V.I., Kochetov B.A., Hlushchenko A.V. and Tkachenko V.I. (2019) Cutoff Frequencies of a Dielectric-Loaded Rectangular Waveguide With Arbitrary Anisotropic Surface Impedance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 67, Iss. 2, pp. 577-583. DOI: 10.1109/tmtt.2018.2882493
- [7] Shcherbinin V. I., Zaginaylov G. I., Tkachenko V. I. (2015) HE-and EH-hybrid waves in a circular dielectric waveguide with an anisotropic impedance surface. *Problems of Atomic Science and Technology*, Vol. 98, No. 4., pp. 89–93.
- [8] Voskpesenskyi D.Y., Hranovskaia R.A., Hostiukhyn V.L., Fylyppov V.S. (1972) *Antenny y ustroystva SVCh. Raschet y proektyrovanye antennykh reshetok y ykh yzluchaiushchykh elementov* [Calculation and design of antenna arrays and their radiating elements]. Moskva, Sov. radyo Publ., 320 p.
- [9] Ehorov Yu.V. (1967) *Chastychno zapolnennye priamouholnye volnovody* [Partially Filled Rectangular Waveguides]. Moskva, Sov. radyo Publ., 216 p.
- [10] Vainshtein V.A. (1988) *Elektromagnitnye volny* [Electromagnetic waves]. Moskva, Radyo y sviaz Publ., 436p.
- [11] Donchenko A.V., Zargano G.F. and Zemlyakov V.V. (2018) Measurements of the Permittivity of Materials Using the Double-Ridged Waveguide. *2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, pp. 29–32. DOI: 10.1109/apeie.2018.8546230
- [12] Donchenko A.V. and Zargano G.F. (2016) Hybrid types of waves in the ridged waveguide with the piecewise-layered dielectric filling. *2016 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*, pp. 1–6. DOI: 10.1109/apede.2016.7878892
- [13] Manoilov V. P., Chukhov V. V.(2006) *Rozrakhunok khvylevodiv z chastkovym dielektrychnym zapovnenniam* [Calculation of the waveguide with the shape dielectric fulfills]. Visnyk NTUU KPI Serii Radiotekhnika Radioaparatury, No. 33, pp. 91–100.
- [14] Ivanov V. O., Habrusenko Ye. I., Sibruk L. V. (2017) *Teoriia elektromagnitnoho polia: pidruchnyk* [Electromagnetic field theory: study guide]. Kyiv : NAU, 334 p. ISBN: 978-966-932-039-1.
- [15] Kochyn V. N. (2002) *Modelyrovanye nesyymetrychnoho vertykalnoho vybratora konechnoi tolshchyny pryosyymetrychnom vzbuzhdeny* [Modeling of an asymmetric vertical vibrator of finite thickness under axisymmetric excitation]. Radio physics and radio astronomy, Vol. 7, No. 1, pp.17–28. DOI:10.15407/rpra.
- [16] Aizenberh H. Z. (1957) *Antenny ultrakortkykh voln* [VHF Antennas]. Moskva, Sviazyzdat Publ., 699 p.
- [17] Lebedev Y. V. (1970) *Tekhnika y prybory SVCh* [Microwave equipment and devices]. Moskva, Vyssh. shkola Publ., 437 p.
- [18] Sharov H. A. (2016) *Osnovy teoryi sverkhvysokochastotnykh lyny peredachy, tsepei y ustroystva* [Fundamentals of the theory of microwave transmission lines, circuits and devices]. Moskva: Horiachaia lunya – Telekom, 470 p.
- [19] Fradyn A. Z. (1977) *Antenno-fydernye ustroystva: uchebn. posobie*. [Antenna feeder devices: study guide]. Moskva, Sviaz Publ., 140 p.
- [20] Shyfryn Ya. S. (1976) *Antenny*. [Antennas]. Kharkov, VYRTA ym. L. A. Hovorova Publ., 408 p.
- [21] Markina A., Pleshchinskii N. and Tumakov D. (2019) Reducing the problem of waveguide excitation by currents in cross-section to a system of integral volterra equations. *3C TIC: Cuadernos de desarrollo aplicados a las TIC*, pp. 106-125. DOI: 10.17993/3ctic.2019.83-2.106-125
- [22] Manoilov V. P., Chukhov V. V., Karashchuk N. M. (2019) Research of electrodynamic characteristics of antennas in the form of an open end of a rectangular waveguide with partial dielectric filling and excitation pin. *The Journal of Zhytomyr State Technological University. Series: Engineering*, Iss. 1(83), pp. 219-227. DOI: 10.26642/tn-2019-1(83)-219-227
- [23] Jentschura U. D. (2017) *Advanced Classical Electrodynamics. Green Functions, Regularizations, Multipole Decompositions*. Singapore: World Scientific Publishing Company, 370 p. DOI:10.1142/10514.
- [24] Danylyn A. A. (2017) *Yzmerenyia v radyoelektronike: uchebnoe posobie* [Measurements in Electronics: A Training Manual]. Sankt-Peterburh: Ydatelstvo “Lan”, 408 p.

## Усовершенствованная методика расчета антенны в виде открытого конца прямоугольного волновода с частичным диэлектрическим заполнением и штырем возбуждения

Артюшин Л. М., Колос Ю. А., Каращук Н. Н., Авсиевич Р. А., Коваль Д. В.

Представлено усовершенствованную методику расчета антенны в виде открытого конца прямоугольного волновода с частичным диэлектрическим заполнением (ЧДЗ) и штырем возбуждения.

Усовершенствование методики расчета антенны заключается в одновременном учете эффективной диэлектрической проницаемости частичного диэлектрического заполнения, изменения размеров штыря возбуждения и его смещение относительно оси волновода для уменьшения геометрических размеров поперечного сечения волновода и улучшения согласования антенны в определенной полосе частот. С этой целью значение эффективной диэлектрической проницаемости находится через собственные поперечные векторные функции полого волновода. В методике в частности приводится усовершенствованное выражение (9) для расчета нормируемой проводимости коаксиально-волноводного перехода со стороны прямоугольного волновода, которое позволяет обеспечить согласование штыря возбуждения с коаксиальной линией питания путем определения (оптимизации) его размеров и положения в волноводе. Используется полученная формула для нормированной шунтирующей проводимости, вносимой штырем, нагруженным на сопротивления  $z_1$  и  $z_2$ , которая может быть применена в различных частных случаях при изменении характера сопротивлений нагрузок  $z_1$  и  $z_2$  при расчете и проектировании других антенн и элементов техники сверхвысоких частот.

Представлены графики зависимостей коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) от частоты при различных радиусе, длине штыря возбуждения и его смещении относительно оси прямоугольного волновода. При оптимальных размерах и положении штыря



возбуждения улучшено согласование антенны в определенной полосе частот (уменьшен КСВН до уровня, не превышающего 1,18 в полосе частот 6–8 ГГц).

Также применение ЧДЗ позволяет уменьшать геометрические размеры поперечного сечения волновода (до 61% и более) без изменения электрического размера (для полосы частот 6–8 ГГц размер поперечного сечения прямоугольного волновода для волны типа  $H_{10}$  составляет  $23 \times 10$  мм при относительной диэлектрической проницаемости пластин толщиной  $c_x = 6$  мм, которая равна  $\epsilon_r = 1,9$ ). Представлены графики нормированных диаграмм направленности антенны в плоскостях E и H.

Достоверность и обоснованность полученных результатов обеспечивается сходимостью результатов расчета при граничных условиях с известными результатами и сходимостью полученных формул по единицам измерения.

*Ключевые слова:* прямоугольный волновод; частичное диэлектрическое заполнение; штырь возбуждения; коэффициент стоячей волны по напряжению; согласование; коаксиально-волноводный переход

## Improved Calculation Method of Antenna in a Form of Open End of a Rectangular Waveguide with Partial Dielectric Filling and an Excitation Pin

*Artushyn L. M., Kolos Yu. O., Karashchuk N. M., Avsiievych R. O., Koval D. V.*

An improved methodology for calculating an antenna in the form of the open end of a rectangular waveguide with partial dielectric filling (PDF) and an excitation pin is introduced.

An improvement in the antenna calculation method is provided by simultaneously taking into account the effective dielectric constant of a partial dielectric filling, changing the dimensions of the excitation pin and its displacement relative to the waveguide axis to reduce the geometric

dimensions of the waveguide cross section and antenna matching in a certain frequency band enhancement. With this purpose, the value of the effective dielectric constant can be found through the intrinsic transverse vector functions of the hollow waveguide. In particular, the method provides an improved equation (9) to calculate the normalized conductivity of a coaxial waveguide transition from the side of a rectangular waveguide, which allows matching the excitation pin with the coaxial power line by determining (optimizing) its size and position in the waveguide.

The obtained formula is used for normalized shunt conduction introduced by a resistance-loaded pin  $z_1$  and  $z_2$ , which may be applied in various certain cases when changing the nature of the load resistances  $z_1$  and  $z_2$  when calculating and designing other antennas and elements of microwave technology.

The graphs of the dependences of the voltage standing wave ratio (VSWR) on the frequency for different radius, length of the excitation pin and its displacement relative to the axis of the rectangular waveguide are presented. With the optimal size and position of the excitation pin, the antenna matching in a certain frequency band is improved (the VSWR is reduced to a level not exceeding 1.18 in the 6–8 GHz frequency band).

Also, the use of PDF allows to reduce the geometric dimensions of the cross section of the waveguide (up to 61% or more) without changing the electric size (for the 6–8 GHz frequency band the cross-sectional size of a rectangular waveguide for a wave  $H_{10}$  is  $23 \times 10$  mm at a relative dielectric constant of plates thick  $c_x = 6$  mm, which equals to  $\epsilon_r = 1,9$ ). The chart of normalized antenna patterns in the E and H planes are presented.

The reliability and validity of the results obtained is ensured by the convergence of the calculation results under boundary conditions with known results and the convergence of the formulas obtained in units of measurement.

*Key words:* rectangular waveguide; partial dielectric filling; excitation pin; voltage standing wave ratio; matching; coaxial waveguide transition