

## УДОСКОНАЛЕНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ АНТЕНИ У ВИГЛЯДІ ВІДКРИТОГО КІНЦЯ КРУГЛОГО ХВИЛЕВОДУ

**Карашук Н. М.** – канд. техн. наук, старший викладач кафедри телекомунікацій та радіотехніки Житомирського військового інституту імені С. П. Корольова, Житомир, Україна.

**Рихальський О. Р.** – канд. техн. наук, доцент, старший викладач кафедри телекомунікацій та радіотехніки Житомирського військового інституту імені С. П. Корольова, Житомир, Україна.

**Заєць Ю. О.** – старший викладач кафедри телекомунікацій та радіотехніки Житомирського військового інституту імені С. П. Корольова, Житомир, Україна.

**Сабадаш С. С.** – викладач кафедри телекомунікацій та радіотехніки Житомирського військового інституту імені С. П. Корольова, Житомир, Україна.

### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Спрямовані (слабоспрямовані) антени сантиметрового діапазону хвиль того чи іншого типу можуть застосовуватись як окремі випромінювачі та бути у складі антенних решіток. Необхідність забезпечити мінімізацію втрат потужності сигналу в таких антенах є досить важливим та актуальним науково-практичним завданням в будь-якому випадку. Тому для мінімізації втрат потужності сигналу в антенах сантиметрового діапазону хвиль слід розробляти нові (удосконалювати існуючі) підходи до зменшення зазначених втрат.

**Мета.** Метою дослідження є вдосконалення методики розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, яка живиться коаксіальною лінією із циліндричним діелектричним узгоджувальним трансформатором, завдяки врахуванню методом еквівалентних схем торцевих ємностей цього трансформатора.

**Метод.** Для досягнення мети дослідження використовуватися наближений апертурний метод, що базується на принципі Гюйгенса-Кірхгофа, метод еквівалентних схем, методи чисельного дослідження та натурального експерименту.

**Результати.** Удосконалено та виведено нові розрахункові формули, що враховують вплив торцевих ємностей, які показують наступні особливості: довжина циліндричного діелектричного узгоджувального трансформатора повинна бути меншою чверті довжини хвилі, за цього величина зменшення визначається ємністю торців; торцеві ємності збільшують необхідний хвильовий опір цього трансформатора; смуга пропускання антени збільшується за зменшення перепаду опорів, які підлягають узгодженню. Практичним значенням результатів дослідження є зменшення втрат потужності сигналу в антені за рахунок покращення узгодження, що визначено за зміною коефіцієнта стоячих хвиль за напругою в заданій смузі частот круглого хвилеводу. Для відкритого кінця хвилеводу круглого перетину із циліндричним діелектричним узгоджувальним трансформатором, розрахованим за удосконаленою методикою, діаграми спрямованості як у площині Е, так і в площині Н наближаються до діаграм спрямованості круглого хвилеводу із синфазним розкритом.

**Висновки.** Перевірку запропонованої методики здійснено шляхом порівняння теоретичних розрахунків та експериментальних досліджень зміни коефіцієнта стоячої хвилі за напругою у смузі частот і діаграми спрямованості в площинах Е та Н за використання відомої та удосконаленої методик.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** слабоспрямована антена, круглий хвилевід, сантиметровий діапазон хвиль, втрати потужності сигналу, пристрій узгодження.

### АБРЕВІАТУРИ

ДС – діаграма спрямованості;  
ЕМХ – електромагнітна хвиля;  
КЛ – коаксіальна лінія;  
КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі за напругою;  
ЦДУТ – циліндричний діелектричний узгоджувальний трансформатор.

### НОМЕНКЛАТУРА

$a_x$  – радіус поперечного перетину круглого хвилеводу;  
 $A_{ef}$  – ефективна площа антени;  
 $jB$  – реактивна ємнісна складова хвильової провідності відрізка КЛ довжиною  $l$ ;  
 $b$  – нормована реактивна ємнісна складова провідності торців;  
 $b_m$  – нормована трансформована реактивна провідність ЦДУТ;

$F^2(\theta_i)$  – нормована ДС антени за потужністю  $j$ -го вимірювання;

$K_\theta$  – вимірне значення коефіцієнта біжучої хвилі уздовж відрізка  $l$ ;

$k$  – коефіцієнт фази електромагнітної хвилі;

$R_{\min}$  – мінімальний вхідний опір відрізка КЛ довжиною  $l$ ;

$\lambda_0$  – середня довжина хвилі;

$\epsilon_m$  – відносна діелектрична проникність ЦДУТ;

$\mu_m$  – відносна магнітна проникність ЦДУТ;

$\epsilon_0$  – відносна діелектрична проникність вакууму;

$\mu_0$  – відносна магнітна проникність вакууму;

$\Pi$  – густина потоку потужності поля.

### ВСТУП

Антена у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу застосовується в якості слабоспрямованої антени

сантиметрового діапазону хвиль. Хвилеводи круглого перетину зазвичай збуджуються хвилею типу  $H_{11}$ . Відсутність інших типів хвиль забезпечується за умови  $2,61a_x < \lambda_0 < 3,41a_x$  [1, 2]. За цього має місце відносна однорідність поляризації хвилі типу  $H_{11}$ . За інших типів хвиль у хвилеводі круглого перетину неоднорідність поляризації значно більше [3–7]. Також особливістю такої антени є її недостатнє узгодження з вільним простором внаслідок різкої зміни умов поширення ЕМХ за переходу від хвилеводу до вільного простору, що призводить до істотних втрат потужності сигналу [6–11]. Для покращення узгодження застосовують різні пристрої [12–14] загальним недоліком яких є резонансність. Тому для узгодження хвилеводу круглого перетину з КЛ живлення доцільно застосувати ЦДУТ, що послідовно вмикається в КЛ [15]. Проте, відома методика розрахунку [15] не враховує вплив торцевих ємностей ЦДУТ.

Отже, невіршеною раніше частиною загальної проблеми узгодження хвилеводу круглого перетину із КЛ живлення є врахування впливу торцевих ємностей на краях ЦДУТ.

**Об'єктом дослідження** є випромінювання та приймання ЕМХ слабоспрямованою антеною сантиметрового діапазону хвиль.

**Предметом дослідження** є методики розрахунку слабоспрямованих антен сантиметрового діапазону хвиль.

**Метою статті** є удосконалення методики розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, яка живиться КЛ із ЦДУТ, завдяки врахуванню методом еквівалентних схем торцевих ємностей цього трансформатора, що дозволить покращити узгодження в заданій смузі частот та зменшити втрати потужності сигналу.

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

Розглянемо антену (рис. 1) у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу діаметром  $2a_x$ , що живиться КЛ з внутрішнім провідником діаметром  $d$  та містить ЦДУТ довжиною  $l_m$  і діаметром  $d_m$ . Перша частина розглянутого пристрою узгодження є відрізком КЛ довжиною  $l$  (з хвильовим опором  $Z_l$ ), яка забезпечує, щоб на її вході отримати чисто активний опір  $R$ , що здійснюється підбором значення  $l$ . Друга частина пристрою узгодження є відрізком КЛ з ЦДУТ довжиною  $l_m$  (згідно з [15]  $l_m = 0,25\lambda_0$ ) та хвильовим опором  $Z_m$ . Призначення другої частини – трансформувати активний опір входу трансформатора зі сторони генератора  $R_{ex}$  так, щоб він дорівнював хвильовому опору КЛ, яка узгоджується, тобто, щоб  $Z_l = R_{ex}$ . Це забезпечується підбором хвильового опору трансформатора. Торцеві поверхні ЦДУТ утворюють ємності [16, 17] щодо зовнішнього провідника.

Розгляд трансформації провідностей через ЦДУТ за наявності ємнісних провідностей на торцях циліндричної вставки доцільно проводити методом еквівалентних схем із застосуванням теорії довгих ліній за допомогою кругової діаграми Вольперта [18, 19]. Значення нормованих активної  $g_{ex}$  та реактивної  $b_{ex}$  складових вхідної провідності можуть бути описані виразами, які наведені в [15], із яких випливає, що ЦДУТ за наявності торцевих ємностей повного узгодження не забезпечує, оскільки трансформація активних провідностей виявляється менше необхідною. Взаємна компенсація трансформованої вхідної реактивної провідності  $b_{ex}$  і реактивної провідності торців  $b$  відбувається лише частково.

Отже, трансформація активної провідності є недостатньою, нормована вхідна реактивна провідність є меншою за одиницю.

Таким чином, необхідно удосконалити методику розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, що живиться КЛ із ЦДУТ, шляхом врахування торцевих ємностей для покращення узгодження у визначеній смузі частот.

## 2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Для покращення узгодження антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу застосовується ряд конструктивних рішень [12–14]: узгоджувальні трансформатори у вигляді діелектричних втулок, кілець, відрізків ліній передачі енергії; узгоджувальні пристрої для компенсації реактивних складових опору – штирі, діафрагми, короткозамкнуті хвилеводні шлейфи; поглинальні навантаження. Розрахунок значення вище узгоджувальних елементів потребує врахування неоднорідностей у хвилеводах [15], тому зазвичай проводиться методом еквівалентних схем [15, 20], зокрема, за допомогою кругової діаграми Вольперта [15]. Проте, загальним проблемним питанням щодо вказаних неоднорідностей є те, що вони резонансні.

Застосування їх для узгодження хвилеводу круглого перетину не забезпечить узгодження в заданій смузі частот щодо хвилі типу  $H_{11}$  та призведе до зміни структури поля цієї хвилі.

Розрахунок ЦДУТ проводиться методом еквівалентних схем [15, 19–23]. Для виведення розрахункових формул, які враховують вплив торцевих ємностей  $C$ , використовується теорія довгих ліній та кругова діаграма Вольперта [15]. Відповідно, отримано значення нормованих активної та реактивної складових вхідної провідності ЦДУТ [15]:

$$g_{ex} = \frac{1}{1 + (b \cdot K_{\delta})^2} \frac{R_{\min} Z_l}{Z_m^2} < \frac{R_{\min} Z_l}{Z_m^2}, \quad (1)$$

$$b_{ex} = b_m + b = \left( \frac{K_{\delta}}{1 + (b \cdot K_{\delta})^2} + 1 \right) b. \quad (2)$$

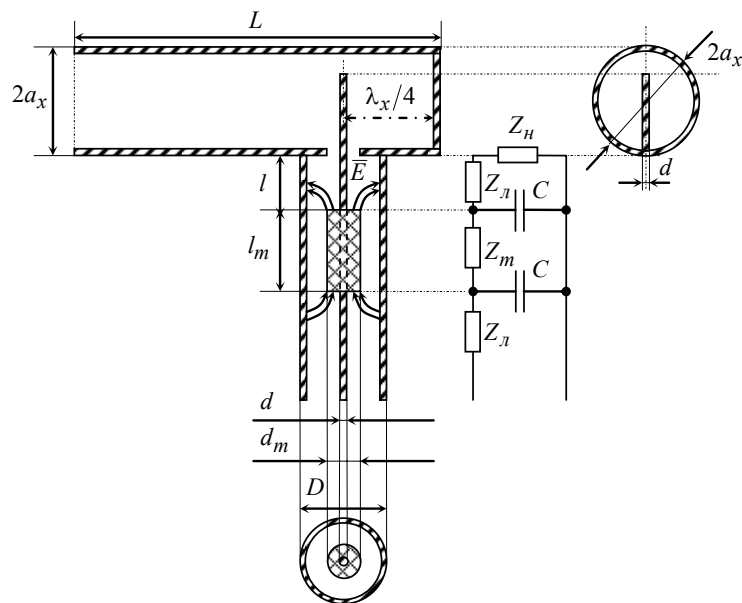


Рисунок 1 – Антена у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, що живиться КЛ із ЦДУТ, розрахованого з врахуванням торцевих ємностей для покращення узгодження у визначеній смузі частот

Аналіз формул (1) і (2) показує, що трансформація активної провідності є недостатньою, вхідна реактивна провідність є меншою одиниці (1).

$$tg(kl) = 1 / \left( b \frac{Z_m}{Z_n} \right). \quad (5)$$

### 3 МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

Для виведення нових розрахункових формул, що враховують вплив торцевих ємностей, використовується вираз для нормованої вхідної провідності, представлений таким чином [1]:

$$y_{ex} = \frac{Z_n}{Z_m} \frac{\left( \frac{1}{R_{min}} + jB \right) Z_m + jtg(kl)}{1 + j \left( \frac{1}{R_{min}} + jB \right) Z_m - tg(kl)} + jBZ_n. \quad (3)$$

За умови  $tg(kl) \gg 1$  і  $b - BZ_n \ll 1$  із виразу (3) можна отримати інший вигляд формули для нормованої вхідної провідності:

$$y_{ex} = \frac{R_{min} Z_n}{Z_m^2} \frac{1}{1 - \frac{2b(K_\delta)^2 \frac{Z_n}{Z_m}}{tg(kl)} + b^2 K_\delta \left( \frac{Z_m}{Z_n} \right)^2} + j \frac{Z_n}{Z_m} \left( 1 - \left( \frac{R_{min}}{Z_m} \right)^2 \right) \left( b \frac{Z_m}{Z_n} - \frac{1}{tg(kl)} \right). \quad (4)$$

Прирівнюючи у формулі (4) вхідну реактивну провідність до нуля, можна отримати рівняння щодо параметрів ЦДУТ:

Рівняння (5) можна перетворити до розрахункової формули для середньої довжини хвилі:

$$\lambda_0 = \frac{4l}{1 - \frac{2}{\pi} b \sqrt{K_\delta}}, \quad (6)$$

або для довжини ЦДУТ з урахуванням реактивної ємнісної провідності на його торцях:

$$l_m = \frac{\lambda_0}{4} \left( 1 - \frac{2}{\pi} b \sqrt{K_\delta} \right). \quad (7)$$

Згідно з формулами (6) і (7), довжина ЦДУТ повинна бути трохи меншою чверті довжини хвилі. Це визначається нормованою реактивною провідністю торців, тобто ємністю торців  $C$ .

Підстановка формули (5) у (4) дозволяє виразити активну частину нормованої вхідної провідності  $g_{ex}$  таким чином:

$$g_{ex} = \frac{R_{min} Z_n}{Z_m^2} \frac{1}{1 - (b \cdot K_\delta)^2}. \quad (8)$$

Прирівнявши нормовану вхідну провідність (8) до одиниці ( $g_{ex} = 1$ ), можна знайти уточнене необхідне значення хвильового опору ЦДУТ з урахуванням реактивної ємнісної провідності на його торцях:

$$Z_m = Z_{\text{л}} \sqrt{K_{\delta}} \frac{1}{1 - (b \cdot K_{\delta})^2}. \quad (9)$$

Порівняння (9) і виразу для розрахунку хвильового опору ЦДУТ [2] показує, що торцеві ємності збільшують необхідний хвильовий опір ЦДУТ.

Торцева ємність  $C$  обчислюється як половина від ємності еквівалентного диска  $C_{\delta}$  [19]:

$$C = \frac{1}{2} C_{\delta} = 2\varepsilon_0 d_m \ln \left( \xi_e + \sqrt{\xi_e^2 - 1} \right), \quad (10)$$

де

$$\xi_e = \frac{1}{2} + \frac{(D-d)}{2(D-d_m)} = \frac{2D-d_m-d}{2(D-d_m)}. \quad (11)$$

Розрахунок діаметра ЦДУТ проводиться за виразом, виведеним із формули для хвильового опору КЛ живлення, враховуючи умову узгодження [2]:

$$Z_m = 138 \sqrt{\frac{\mu_m}{\varepsilon_m}} \lg \frac{D}{d_m} = Z_{\text{л}} \sqrt{K_{\delta}}, \quad (12)$$

$$d_m = D \cdot 10^{-\frac{Z_{\text{л}} \sqrt{K_{\delta}} \sqrt{\varepsilon_m}}{138}}. \quad (13)$$

Представлення частоти  $f$  у виді суми середньої частоти  $f_0$  і відхилення частоти від  $f_0$  у смузі пропускання  $\partial f$  дозволяє у формулі (3) виразити  $kl$  наступним чином:

$$kl = 2\pi(f_0 + \partial f) \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} l_m = \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{\partial f}{f_0} \right). \quad (14)$$

Підставляючи (14) у (3) за  $B=0$ , можна отримати наступний вираз для нормованої вхідної провідності ЦДУТ:

$$y_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{min}} Z_{\text{л}}}{Z_m^2} + j \frac{R_{\text{min}} Z_{\text{л}}}{Z_m^2} \left( \frac{\pi \partial f}{2 f_0} \right) \times \left( \sqrt{\frac{Z_{\text{л}}}{R_{\text{min}}}} - \sqrt{\frac{R_{\text{min}}}{Z_{\text{л}}}} \right), \quad (15)$$

де

$$\frac{R_{\text{min}} Z_{\text{л}}}{Z_m^2} = 1, \quad (16)$$

$$\sqrt{\frac{R_{\text{min}}}{Z_{\text{л}}}} = \frac{R_{\text{min}}}{Z_m}. \quad (17)$$

З урахуванням (15) коефіцієнт відбиття  $\Gamma$  і КСХН  $K_c$  на вході ЦДУТ можуть бути представлені так:

$$\Gamma = \frac{1 - y_{\text{вх}}}{1 + y_{\text{вх}}} = j \frac{\pi}{4} \frac{\partial f}{f_0} \left( \sqrt{\frac{Z_{\text{л}}}{R_{\text{min}}}} - \sqrt{\frac{R_{\text{min}}}{Z_{\text{л}}}} \right), \quad (18)$$

$$K_c = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = 1 + \frac{\pi}{2} \left| \frac{\partial f}{f_0} \left( \sqrt{\frac{Z_{\text{л}}}{R_{\text{min}}}} - \sqrt{\frac{R_{\text{min}}}{Z_{\text{л}}}} \right) \right|. \quad (19)$$

Із формул (18) і (19) видно, що смуги пропускання тим вужче, чим більший перепад опорів, що підлягають узгодженню, тобто чим більше відношення  $Z_{\text{л}}/R_{\text{min}}$ . Із формули (19) можна знайти відносну смугу пропускання ЦДУТ:

$$\frac{2\partial f}{f_0} = \frac{4}{\pi} \frac{K_c - 1}{\left| \sqrt{\frac{Z_{\text{л}}}{R_{\text{min}}}} - \sqrt{\frac{R_{\text{min}}}{Z_{\text{л}}}} \right|}. \quad (20)$$

Значення КСХН у (20) береться, як рівень частотної характеристики КСХН, за яким визначається ширина смуги пропускання ЦДУТ  $2\Delta f$ .

Отже, для забезпечення зменшення втрат потужності сигналу в слабоспрямованих антенах сантиметрового діапазону хвиль у результаті проведеного дослідження удосконалено формули (6)–(9), (18)–(20) для розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, що живиться КЛ із ЦДУТ.

Отримані аналітичні вирази показують, що довжина узгоджувального трансформатора повинна бути менше чверті довжини хвилі, що зумовлено ємністю його торців, а смуга пропускання антени збільшується за зменшення перепаду опорів, які підлягають узгодженню.

Розширити смугу пропускання можна за рахунок зрізів на краях ЦДУТ. Також підвищити широкосмуговість антени можна за рахунок послідовного з'єднання декількох узгоджувальних трансформаторів-сходинок із малим коефіцієнтом трансформації, що за рахунок фазових співвідношень та інтерференції відбитих від окремих сходинок хвиль, приводить до їх взаємної компенсації та розширення смуги пропускання.

Дослідження спрямованих властивостей антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу [8, 9] за припущення, що струми на його зовнішній поверхні відсутні, дозволяє визначити ДС за допомогою наближеного апертурного методу, що базується на принципі Гюйгенса-Кірхгофа [8].

Відомі наближені формули для розрахунку спрямованих властивостей відкритого кінця хвилеводу круглого перетину для хвилі типу  $H_{11}$  наведені в [8]. Хвильовий опір хвилеводу круглого перетину для

хвилі типу  $H_{11}$  розраховується за відомою формулою [2].

Коефіцієнт спрямованої дії ( $D$ ) відкритого кінця круглого хвильоводу за збудження його хвилею типу  $H_{11}$  визначається за виразом із [9].

Відповідно до формул (3)–(20), удосконалена методика розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвильоводу, що живиться КЛ із ЦДУТ, включає:

1. Розрахунок діаметра ЦДУТ  $d_m$  за виразом (13).
2. Розрахунок торцевої ємності ЦДУТ  $C$  за формулою (10) з урахуванням (11).
3. Визначення довжини ЦДУТ  $l_m$  з урахуванням реактивної ємнісної провідності на його торцях за формулою (7).
4. Знаходження необхідного значення хвильового опору ЦДУТ з урахуванням реактивної ємнісної провідності на його торцях за удосконаленою формулою (9).
5. Обчислення коефіцієнта відбиття  $\Gamma$  і коефіцієнта стоячої хвилі за напругою  $K_c$  у смузі частот за виразами (18) та (19), відповідно.
6. Розрахунок відносної смуги пропускання ЦДУТ  $2\partial f/f_0$  за формулою (20).
7. Визначення хвильового опору круглого хвильоводу  $Z_{H_{11}}$  для хвилі типу  $H_{11}$  за відомою формулою.
8. Розрахунок ДС відкритого кінця круглого хвильоводу в площинах Е та Н за відомими виразами з урахуванням  $Z_{H_{11}}$ .
9. Обчислення коефіцієнта спрямованої дії  $D$  за відомою формулою.

Отже, розрахунок антени за удосконаленою методикою повинен забезпечити повну взаємну компенсацію трансформованої нормованої вхідної реактивної провідності  $b_{ex}$  і нормованої реактивної провідності торця  $b$  ЦДУТ та забезпечити значення нормованої активної вхідної провідності  $g_{ex}$  рівним одиниці для покращення узгодження.

#### 4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

За запропонованою удосконаленою методикою, як приклад, проведено розрахунок геометричних розмірів ЦДУТ для середньої частоти смуги пропускання 6–8 ГГц. У результаті отримано:  $d_m = 4,7$  мм,  $l_m = 1,8$  см за  $\epsilon_m = 3,5$  та КСХН у лінії живлення  $K_c = 1,85$ , яка має діаметр зовнішнього провідника  $D = 15$  мм, внутрішнього –  $d = 2,2$  см; діелектрик – фторопласт із  $\epsilon = 2,2$ . Довжина круглого хвильоводу  $L = 9$  см (уздовж якої вкладається дві довжини хвилі). Діаметр хвильоводу складає  $2a_x = 2,85$  см.

Зовнішній вигляд виготовленого дослідного зразка антени наведено на рис. 2.



Рисунок 2 – Дослідний зразок антени у вигляді відкритого кінця круглого хвильоводу, що живиться КЛ із ЦДУТ

Експериментальне дослідження зміни КСХН антени у вигляді відкритого кінця круглого хвильоводу, що живиться КЛ із ЦДУТ, у смузі частот 6–8 ГГц проводилось за допомогою панорамного вимірювача Р2-54, який працює в діапазоні частот 4–12 ГГц [24].

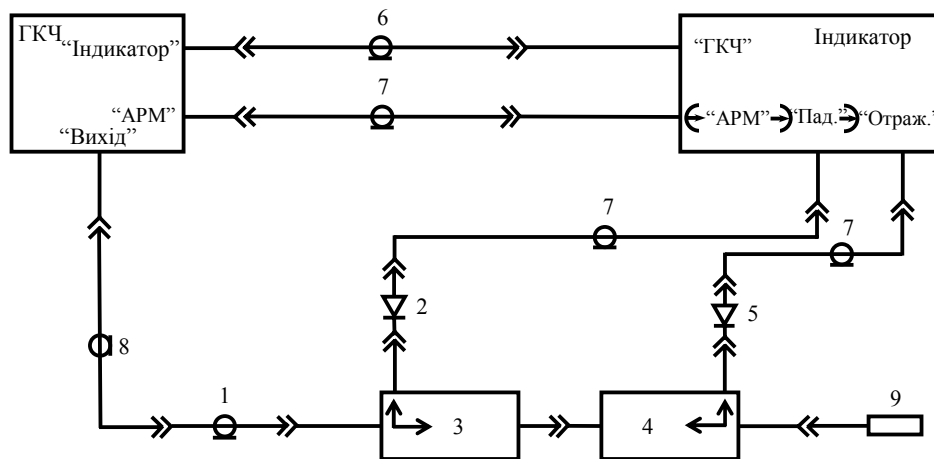
Структурну схему та зовнішній вигляд вимірювальної установки зображено на рис. 3. У склад структурної схеми установки (рис. 3) входять: генератор ГКЧ 54; індикатор КСХН та послаблення Я2Р-67; 1 – коаксіальна лінія; 2, 5 – головки детекторні; 3, 4 – спрямовані розгалужувачі; 6, 7, 8, – з'єднувальні коаксіальні лінії; 9 – дослідна антена.

Робота панорамного вимірювача Р2-54 ґрунтується на принципі окремого виділення сигналів, які пропорційні потужностям падаючої від генератора та відбитої від антени хвиль [24].

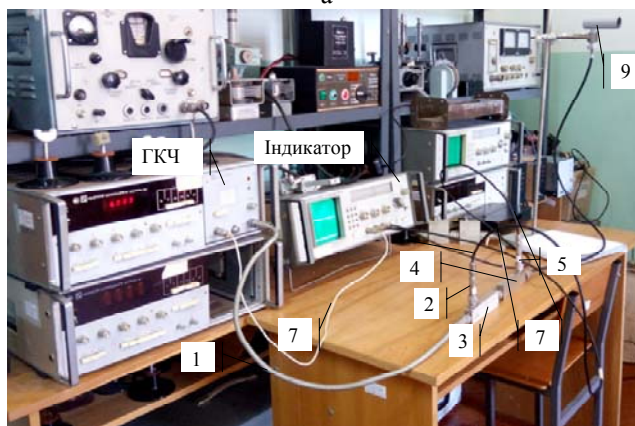
На екрані індикатора Я2Р-67 спостерігається залежність КСХН від частоти. Зміну частоти коливань ГКЧ 54 можна контролювати за частотоміром. Перед початком роботи проведено калібрування панорамного вимірювача Р2-54 у всьому діапазоні робочих частот у режимі панорамного вимірювання КСХН [24]. Експериментальні вимірювання проведено з наступними похибками.

Похибка визначення частоти та граничних частот смуги не перевищує  $\pm 0,02$  максимальної частоти робочого діапазону [24]. Похибка вимірювання послаблення в смузі частот –  $\pm 0,5$  дБ, на частоті вимірювання –  $\pm 0,3$  дБ [24].

Для визначення ДС дослідного зразка антени застосовано вимірювальну установку, схема та зовнішній вигляд якої зображені на рис. 4, рис. 5.



a



b

Рисунок 3 – Структурна схема (а) та зовнішній вигляд (b) установки для вимірювання КСХН



Рисунок 4 – Схема вимірювальної установки для дослідження ДС дослідної антени

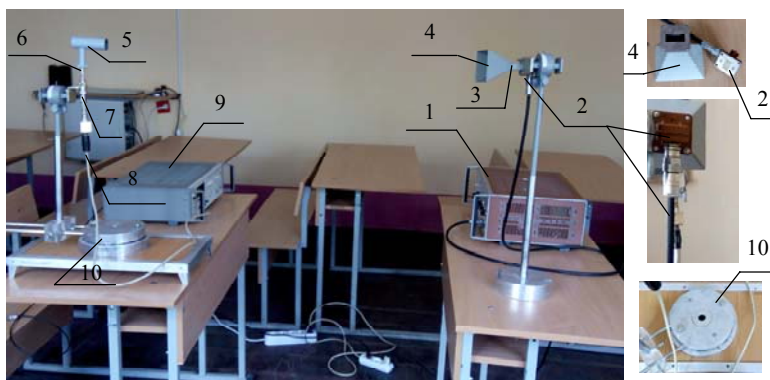


Рисунок 5 – Зовнішній вигляд вимірювальної установки для дослідження ДС дослідної антени

Передавальний рупор 4 живиться від генератора сигналів високочастотного Г4-111 – 1 і випромінює ЕМХ у напрямку досліджуваної приймальної антени. Остання встановлюється на поворотному столі з лімбом 10 для вимірювання кутів повороту антени. Вихід приймальної антени через детектор 7 з'єднується з вимірювальним приладом В8-7 – 9, який використовується для антенних досліджень. Відстань між приймальною та передавальною антенами відповідає умові дальньої зони і не змінюється в ході обертання приймальної антени. Тому густина потоку потужності поля, яке падає на приймальну антену, також є постійною величиною.

Потужність сигналу на виході приймальної антени, яку повернуто на кут  $\theta_i$  відносно нульового напрямку, визначають за такою формулою [9]:

$$P_{\text{при}} = PA_{\text{эф}} F^2(\theta_i) \quad (21)$$

За умов  $P = \text{const}$ ,  $A_{\text{эф}} = \text{const}$  відповідно до (21) потужність на виході приймальної антени пропорційна нормованій ДС за потужністю.

Вимірювання за допомогою приладу В8-7 проведено шляхом порівняння вхідних величин з усередненими попередніми значеннями. Якщо максимальне значення показань у ході обертання антени встановити ручками регулювання “Підсилення” на 1,000, то це дозволяє вимірювати нормовані ДС [25].

Дискретні вимірювання нормованої ДС за потужністю  $|F(\theta_i)|^2$  було проведено десять разів і усереднено за таким виразом:

$$|F(\theta_i)|^2 = \frac{1}{10} \sum_{j=1}^{10} |F(\theta_i)|_j^2 \quad (22)$$

## 5 РЕЗУЛЬТАТИ

За результатами розрахунків та експериментальних досліджень ЦДУТ без урахування торцевих ємностей та відповідно до наведеної методики, отримано (рис. 6) графіки зміни КСХН у смузі частот 6–8 ГГц.

Виміряні експериментально та розраховані за відомими формулами [8] нормовані ДС дослідної антени в площинах Е та Н за різних значень частоти наведено на рис. 7.

## 6 ОБГОВОРЕННЯ

Відповідно до рис. 6а величина КСХН змінюється в межах від 1,1 до 1,85. У КЛ живлення буде режим змішаних хвиль. Згідно з рис. 6.б величина КСХН змінюється в межах від 1,1 до 1,19. У КЛ живлення хвилеводу круглого перетину наявність ЦДУТ, розрахованого за удосконаленою методикою, буде режим, близький до режиму біжучої хвилі. Із рис. 6 видно, що за використання удосконаленої методики забезпечується можливість розроблення антен із покращеним

узгодженням, що забезпечує значення КСХН у смузі частот 6–8 ГГц не більше 1,19 (від 1,1 до 1,19). Максимальна відносна похибка результатів розрахунку КСХН за удосконаленою методикою відносно експерименту не перевищує 2,7 % (рис. 6).

Відповідно до рис. 7 максимальна відносна похибка результатів розрахунку нормованих ДС у площині Е не перевищує 13,4 %, у площині Н – 10,1 %. Для відкритого кінця хвилеводу круглого перетину із ЦДУТ, розрахованим за наведеною методикою, ДС як у площині Е, так і в площині Н наближаються до ДС круглого хвилеводу із синфазним розкритом. Ширина ДС у площині Е дещо вужча, ніж у площині Н, оскільки розподіл амплітуд в електричній площині більш рівномірний. Ширина діаграми спрямованості антени в площині Н становить близько 60°, а її значення можна коригувати шляхом зміни електричного розміру відкритого кінця хвилеводу круглого перетину (перехід у невеликий круглий рупор).

Отже, достовірність запропонованої удосконаленої методики розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, що живиться КЛ із ЦДУТ, перевірено шляхом проведення експериментальних досліджень як щодо залежності КСХН від частоти, так і щодо ДС антени.

## ВИСНОВКИ

**Наукова новизна** отриманих результатів проведеного дослідження полягає в удосконаленні методики розрахунку антени у вигляді відкритого кінця круглого хвилеводу, що живиться КЛ із ЦДУТ, яка відрізняється від існуючих врахуванням торцевих ємностей трансформатора з використанням методу еквівалентних схем та кругової діаграми Вольперта, що дозволяє покращити узгодження антени заданого діаметра у визначеній смузі частот.

Удосконалено та виведено нові розрахункові формули, що враховують вплив торцевих ємностей, які показують наступні особливості: відповідно до (7) довжина трансформатора повинна бути меншою чверті довжини хвилі, за цього величина зменшення визначається ємністю торців, що розраховується за формулою (10) з урахуванням (11); торцеві ємності збільшують необхідний хвильовий опір трансформатора (9).

Практична значимість результатів дослідження є зменшення втрат потужності сигналу в розглянутій антені за рахунок покращення узгодження у визначеній смузі частот (зменшення КСХН до рівня, що не перевищує 1,19 у смузі частот 6–8 ГГц).

Практичне застосування розглянутої антени можливе, наприклад: у якості опромінювачів дзеркальних параболічних антен для збільшення дальності дії радіоелектронних систем, де вони використовуються через зменшені втрати потужності сигналу; як слабоспрямовані випромінювачі; елементи антенних решіток.

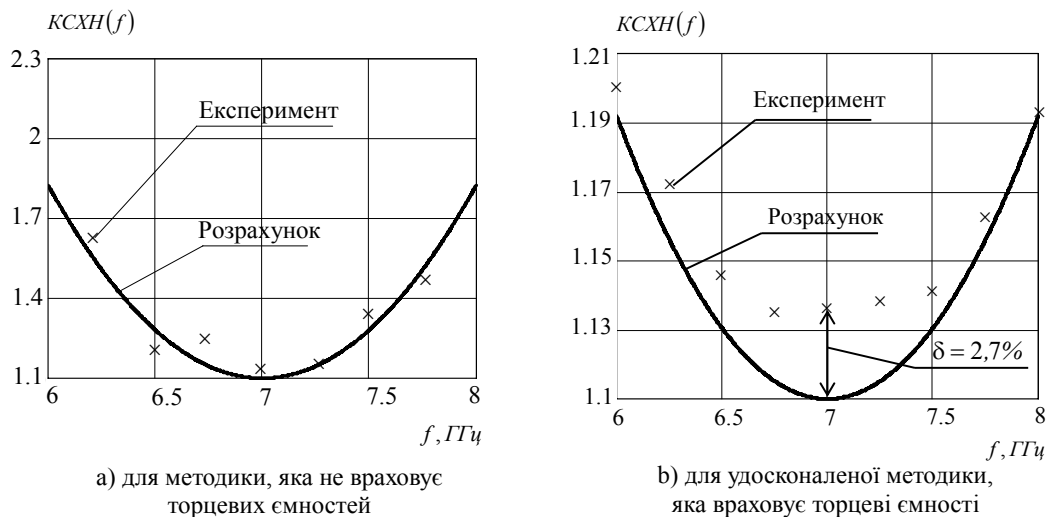


Рисунок 6 – Зміна КСХН у смузі частот 6–8 ГГц

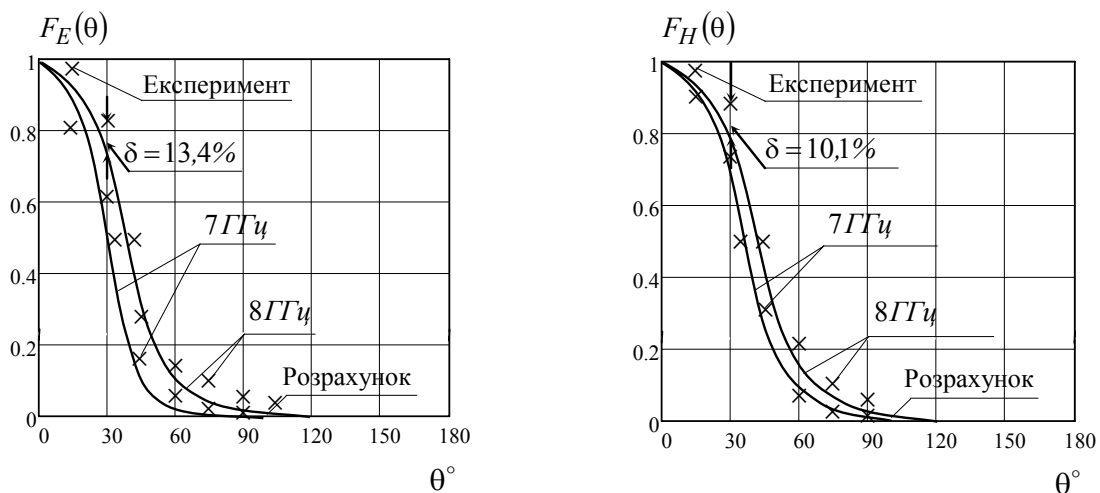


Рисунок 7 – Нормовані ДС дослідної антени в площинах Е та Н за різних значень частоти

**Перспективи подальших досліджень** у даному напрямку полягають в забезпеченні розширення смуги пропускання за рахунок зрізів на краях циліндричного діелектричного узгоджувального трансформатора. Також доцільно дослідити можливості щодо підвищення широкосмуговості антени за рахунок послідовного з'єднання декількох узгоджувальних трансформаторів-сходинок з малим коефіцієнтом трансформації, що за рахунок фазових співвідношень та інтерференції відбитих від окремих сходинок хвиль приводить до їх взаємної компенсації та розширення смуги пропускання.

#### ЛИТЕРАТУРА / LITERATURE

1. Apyaydin G. Radio Wave Propagation and Parabolic Equation Modeling / G. Apyaydin, L. Sevgi. – Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc. Published Wiley – IEEE Press, 2017. – 152 p. DOI:10.1002/9781119432166.
2. 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.
3. Guan Bo. Cancelling the Cross Polarization of the Difference Modes in a Circular Aperture Multimode Monopulse Feed / Bo Guan, Yong Kuang, Zhang Ping Chen // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. – 2018. – Vol. 15. – P. 1881–1884. DOI: 10.1109/tap.2018.2869616.
4. Pollock J. G. Anantha Ramakrishna S. A class of circular waveguiding structures containing cylindrically anisotropic metamaterials: Applications from radio frequency/microwave to optical frequencies / J. G. Pollock, A. K. Iyer, D. Pratap, A. S. Ramakrishna // Journal of Applied Physics. – 2016. – Vol. 119 (8): 083103. DOI: 10.1063/1.4942528.
5. Pollock J. G. Experimental verification of below-cutoff propagation in miniaturized circular waveguides using anisotropic ENNZ metamaterial liners / J. G. Pollock, A. K. Iyer // IEEE Trans Microw Theory Tech. – 2016. – Vol. 64 (4). – P. 1297–1305. DOI: 10.1109/tmmt.2016.2532872.
6. 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. DOI: 10.1080/09205071.2018.1482239.
7. Наумов Н. Д. Оптимизированный метод расчета рупорной антенны / Н. Д. Наумов // *Успехи прикладной физики.* – 2017. – Т. 5, № 5. – С. 508–513.
  8. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн / Г. З. Айзенберг. – М.: Связьиздат, 1957. – 699 с.
  9. Фрадин А. З. Антенно-фидерные устройства : учебн. пособие / А. З. Фрадин. – М.: Связь, 1977. – 440 с.
  10. Yeap Kim Ho. Attenuation in Circular and Rectangular Waveguides / Kim Ho Yeap, Nisar Humaira, Wong Eric, Lai Koon Chun, Ng Choon // *Electromagnetics.* – 2017. – Vol. 37 (3). – P. 171–184. DOI: 10.1080/02726343.2017.1301198.
  11. Nedime Salem. Impedance Matching of a Large Loop Antenna Inside a Circular Waveguide / Salem Nedime, Niver Edip, Salem Mohamed // *Conference: 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting: July 2018.* – P. 713, 714. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609232.
  12. Millimeter-wave TE<sub>01</sub>–TE<sub>11</sub>–HE<sub>11</sub> mode converter using overmoded circular waveguide / [A. Patel, R. Goswami, A. Vala et al.] // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications.* – 2018. – Vol. 32 (14). – P. 1768–1778. DOI: 10.1080/09205071.2018.1468286.
  13. Peters T. J. On-Chip Positionable Waveguides for Submicrometric Photonic Alignment / T. J. Peters, M. Tichem // *Journal of Microelectromechanical Systems.* – 2017. – Vol. 26. – P. 1259–1271. DOI: 10.1109/JMEMS.2017.2729945.
  14. Zhao G. Organic field-effect optical waveguides / G. Zhao, H. Dong, Q. Liao et al. // *Nat Commun.* – 2018. – Vol. 9 (1) – P. 4790. DOI: 10.1038/s41467-018-07269-9.
  15. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. М.: Высш. школа, 1970. – 437 с.
  16. Yeow You Kok *Materials Characterization Using Microwave Waveguide System* / Kok Yeow You. – Johor, Malaysia : Intech. World's largest Science, Technology & Medicine, 2017. – 360 p. DOI: 10.5772/66230.
  17. Абубакиров Б. А. Измерение параметров радиотехнических цепей / Б. А. Абубакиров, К. Г. Гудков, Э. В. Нечаев. – М.: Радио и связь, 1984. – 247 с.
  18. You K. Y. Simple calibration and dielectric measurement technique for thinmaterial using coaxial probe / K. Y. You, Y. L. Then // *IEEE Sensors Journal.* – 2015. – Vol. 15(10). – P. 5393–5397. DOI: 10.1109/jsen.2015.2427873.
  19. Иоссель Ю. Я. Расчет электрической емкости / Ю. Я. Иоссель, Э. С. Кочанов, М. Г. Струнский. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.
  20. Roy Dutta. *Circuits, Systems and Signal Processing* / Dutta Roy, Suhash Chandra. – Singapore : Springer, 2018. – 320 p. DOI: 10.1007/978-981-10-6919-2.
  21. An Implementation of Compact Quarter-Wave-Like Transformers Using Multi-Section Transmission Lines / [T. Sattitrantrakul, N. Chudpooti, P. Akkaraekthalin et al.] // *Radioengineering.* – 2018. – Vol. 27 (1). – P. 101–109. DOI: 10.13164/re.2018.0101.
  22. Shams S. I. Wideband coaxial to ridge gap waveguide transition / S. I. Shams, A. A. Kishk // *Trans. Microw. Theory Tech.* – 2016. – Vol. 64 (12). – P. 4117–4125. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2610421.
  23. Nasr M. A. Wideband inline coaxial to ridge waveguide transition with tuning capability for ridge gap waveguide / M. A. Nasr, A. A. Kishk // *Trans. Microw. Theory Tech.* – 2018. – Vol. 66 (6). – P. 2757–2766. DOI: 10.1109/tmtt.2018.2815690.
  24. Измеритель КСВН панорамный. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 1.403.037 ТО. 1988. – 40 с.
  25. Измеритель отношения напряжений В8-7. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 1984. – 99 с.

Стаття надійшла до редакції 04.05.2020.

Після доробки 16.10.2020.

УДК 621.396.67

## УСОВЕРШЕНСТВОВАНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА АНТЕННЫ В ВИДЕ ОТКРЫТОГО КОНЦА КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

**Карашук Н. Н.** – канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры телекоммуникаций и радиотехники Житомирского военного института имени С. П. Королева, Житомир, Украина.

**Рыхальский А. Р.** – канд. техн. наук, доцент, старший преподаватель кафедры телекоммуникаций и радиотехники Житомирского военного института имени С. П. Королева, Житомир, Украина.

**Заец Ю. А.** – старший преподаватель кафедры телекоммуникаций и радиотехники Житомирского военного института имени С. П. Королева, Житомир, Украина.

**Сабадаш С. С.** – преподаватель кафедры телекоммуникаций и радиотехники Житомирского военного института имени С. П. Королева, Житомир, Украина.

### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Направленные (слабонаправленные) антенны сантиметрового диапазона волн того или иного типа могут применяться как отдельные излучатели и быть в составе антенных решеток. Необходимость обеспечить минимизацию потерь мощности сигнала в таких антеннах является весьма важной и актуальной научно-практической задачей в любом случае. Поэтому для минимизации потерь мощности сигнала в антеннах сантиметрового диапазона волн следует разрабатывать новые (усовершенствовать существующие) подходы к уменьшению указанных потерь.

**Цель.** Целью исследования является усовершенствование методики расчета антенны в виде открытого конца круглого волновода, которая питается коаксиальной линией с цилиндрическим диэлектрическим согласующим трансформатором, благодаря учету методом эквивалентных схем торцевых емкостей этого трансформатора.

**Метод.** Для достижения цели исследования использовались приближенный апертурный метод, что основывается на принципе Гюйгенса-Кирхгофа, метод эквивалентных схем, методы численного исследования и натурального эксперимента.

**Результаты.** Усовершенствованы и выведены новые расчетные формулы, учитывающие влияние торцевых емкостей, которые показывают следующие особенности: длина цилиндрического диэлектрического согласующего трансформатора должна быть меньше четверти длины волны, по этому величина уменьшения определяется емкостью торцов; торцевые емкости увеличивают необходимое волновое сопротивление этого трансформатора; полоса пропускания антенны увеличивается при уменьшении перепада сопротивлений, которые подлежат согласованию. Практическим значением результатов исследования является уменьшение потерь мощности сигнала в антенне за счет улучшения согласования, что определено по изменению коэффициента стоячих волн по напряжению в заданной полосе частот круглого волновода. Для открытого конца волновода круглого сечения с цилиндрическим диэлектрическим согласующим трансформатором, рассчитанным по усовершенствованной методике, диаграммы направленности как в плоскости E, так и в плоскости H приближаются к диаграммам направленности круглого волновода с синфазным раскрытием.

**Выводы.** Проверку предложенной методики осуществлено путем сравнения теоретических расчетов и экспериментальных исследований изменения коэффициента стоячей волны по напряжению в полосе частот и диаграммы направленности в плоскостях E и H при использовании известной и усовершенствованной методик.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** слабнонаправленная антенна, круглый волновод, сантиметровый диапазон волн, потери мощности сигнала, устройство согласования.

UDC 621.396.67

## IMPROVED ANTENNA CALCULATION TECHNIQUE IN THE FORM OF OPEN END OF THE ROUND WAVEGUIDE

**Karashchuk N. N.** – PhD, Senior Lecturer of the Chair of Telecommunication and Radiomachinery of S. P. Korolev Military Institute of Zhytomyr city, Zhytomyr, Ukraine.

**Rykhalskyi A. R.** – PhD, Assistant Professor, Senior Instructor of the Chair of Telecommunication and Radiomachinery of S. P. Korolev Military Institute of Zhytomyr, Zhytomyr, Ukraine.

**Zaiets Yu. A.** – Senior Instructor of the Chair of Telecommunication and Radiomachinery of S. P. Korolev Military Institute of Zhytomyr, Zhytomyr, Ukraine.

**Sabadash S. S.** – Instructor of the Chair of Telecommunication and Radiomachinery of S. P. Korolev Military Institute of Zhytomyr, Zhytomyr, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** Directional (slightly directed) antennas of a centimeter wave range of one type or another can be used as separate radiants and be part of antenna arrays. The need to minimize signal power losses in such antennas is a very important and relevant scientific and practical task in any case. Therefore, to minimize signal power losses in antennas of the centimeter wave range, new (improve existing) approaches to reducing these losses should be developed.

**Objective.** The goal of the study is to improve the calculation method of the antenna in the form of an open end of a circular waveguide, which is fed by a coaxial line with a cylindrical dielectric matching transformer, due to the consideration of the end capacitance of this transformer by the equivalent circuit method.

**Method.** To achieve the research objective, the aperture method was used, based on the Huygens-Kirchhoff principle, the method of equivalent schemes, the methods of numerical verification, and natural experiment were applied.

**Results.** New calculation formulas are improved and derived, taking into account the influence of end capacities, which show the following features: the length of a cylindrical dielectric matching transformer should be less than a quarter of the wavelength, therefore the reduction value is determined by the end capacitance; end tanks increase the necessary wave impedance of this transformer; antenna bandwidth increases with decreasing resistance drop, which must be negotiated. The practical value of the research results is to reduce the signal power loss in the antenna due to improved matching, which is determined by the change in the coefficient of standing waves by voltage in a given frequency band of a circular waveguide. For the open end of a circular waveguide with a cylindrical dielectric matching transformer, calculated according to an improved methodology, the radiation patterns both in the E plane and in the H plane approach the radiation patterns of a circular waveguide with in-phase opening.

**Conclusions.** The proposed method was verified by comparing theoretical calculations and experimental studies of the variation of the standing wave coefficient with respect to voltage in the frequency band and radiation pattern in the E and H planes using the well-known and improved methods.

**KEYWORDS:** low directional antenna, round waveguide, centimeter wavelength range, signal power loss, matching device.

### REFERENCES

1. Apaydin G., Sevgi L. Radio Wave Propagation and Parabolic Equation Modeling. Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc. Published Wiley – IEEE Press, 2017. – 152 p. DOI:10.1002/9781119432166.
2. 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.
3. Guan Bo, Kuang Yong, Zhang Ping Chen Cancelling the Cross Polarization of the Difference Modes in a Circular Aperture Multimode Monopulse Feed, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2018, Vol. 15, pp. 1881–1884. DOI: 10.1109/tap.2018.2869616.
4. Pollock J. G., Iyer A. K., Pratap D., Ramakrishna A. S. Anantha Ramakrishna S. A class of circular waveguiding structures containing cylindrically anisotropic metamaterials: Applications from radio frequency/microwave to optical frequencies, *Journal of Applied Physics*, 2016, Vol. 119 (8): 083103. DOI: 10.1063/1.4942528.
5. Pollock J. G., Iyer A. K. Experimental verification of below-cutoff propagation in miniaturized circular waveguides using anisotropic ENNZ metamaterial liners, *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, 2016, Vol. 64 (4), pp. 1297–1305. DOI: 10.1109/tmtt.2016.2532872.

6. Satitchantrakul T., Prayoot A., Silapunt R., Torrungrueng D. Compact wideband multi-section quarter-wave-like transformers, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2018, Vol. 32, pp. 1911–1924. DOI: 10.1080/09205071.2018.1482239.
7. Naumov N. D. Optimizirovannyj metod rascheta rupornoj anteny, *Advances in Applied Physics*, 2017, No. 5 (5), pp. 508–513.
8. Ajzenberg G. Z. Antenny ul'trakorotkih voln. Moscow, Svjaz'izdat, 1957, 699 p.
9. Fradin A. Z. Antenno-fidernye ustrojstva: uchebn. posobie. Moscow, Svjaz', 1977, 440 p.
10. Yeap Kim Ho, Humaira Nisar, Eric Wong, Koon Lai Chun, Ng Choon Attenuation in Circular and Rectangular Waveguides, *Electromagnetics*, 2017, Vol. 37 (3), pp. 171–184. DOI: 10.1080/02726343.2017.1301198.
11. Nedime Salem, Edip Niver, Mohamed Salem Impedance Matching of a Large Loop Antenna Inside a Circular Waveguide, *Conference: 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting: July 2018*, pp. 713–714. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609232.
12. Patel A. Goswami R., Vala A., Mahant K., Mewada H., Bhatt P., K. Sathyanarayan, S.V. Kulkarni Millimeter-wave TE<sub>01</sub>-TE<sub>11</sub>-HE<sub>11</sub> mode converter using overmoded circular waveguide, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2018, Vol. 32 (14), pp. 1768–1778. DOI: 10.1080/09205071.2018.1468286.
13. Peters T. J., Tichem M. On-Chip Positionable Waveguides for Submicrometric Photonic Alignment, *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2017, Vol. 26, pp. 1259–1271. DOI: 10.1109/JMEMS.2017.2729945.
14. Zhao G., Dong H., Liao Q. et al. Organic field-effect optical waveguides, *Nat Commun*, 2018, Vol. 9 (1), P. 4790. DOI: 10.1038/s41467-018-07269-9.
15. Lebedev I. V. Tehnika i pribory SVCh. Moscow, Vyssh. shkola, 1970, 437 p.
16. Yeow You Kok. Materials Characterization Using Microwave Waveguide System, Johor, Malaysia, Intech. World's largest Science, Technology & Medicine, 2017, 360 p. DOI: 10.5772/66230.
17. Abubakirov B. A. Izmerenie parametrov radiotekhnicheskikh cepej. Moscow, Radio i svjaz', 1984, 247 p.
18. You K. Y., Then Y. L. Simple calibration and dielectric measurement technique for thinmaterial using coaxial probe *IEEE Sensors Journal*, 2015, Vol. 15(10), pp. 5393–5397. DOI: 10.1109/jsen.2015.2427873.
19. Iosel' Ju. Ja. Raschet jelektricheskoy emkosti. Leningrad, Jenergoizdat, 1981, 288 p.
20. Roy Dutta, Chandra Suhash Circuits, Systems and Signal Processing, Dutta Roy. Singapore, Springer, 2018, 320 p. DOI: 10.1007/978-981-10-6919-2.
21. Satitchantrakul T., Chudpooti N., Akkaraekthalin P., Silapunt R., Torrungrueng D. An Implementation of Compact Quarter-Wave-Like Transformers Using Multi-Section Transmission Lines, *Radioengineering*, 2018, Vol. 27 (1), pp. 101–109. DOI: 10.13164/re.2018.0101.
22. Shams S. I., Kishk A. A. Wideband coaxial to ridge gap waveguide transition, *Trans. Microw. Theory Tech*, 2016, Vol. 64 (12), pp. 4117–4125. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2610421.
23. Nasr M. A., Kishk A. A. Wideband inline coaxial to ridge waveguide transition with tuning capability for ridge gap waveguide, *Trans. Microw. Theory Tech.*, 2018, Vol. 66 (6), pp. 2757–2766. DOI: 10.1109/tmtt.2018.2815690.
24. Izmeritel' KSVN panoramnyj. Tehnicheskoe opisanie i instrukcija po jekspluatacii. 1.403.037 TO. 1988, 40 p.
25. Izmeritel' otnoshenija naprjazhenij V8-7. Tehnicheskoe opisanie i instrukcija po jekspluatacii. 1984, 99 p.