



**МІНІСТЕРСТВО ТРАНСПОРТУ
ТА ЗВ'ЯЗКУ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ЕКОНОМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ ТРАНСПОРТУ**

Кафедра телекомунікаційних технологій та автоматики

РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ

Частина 1

Методичні рекомендації
щодо виконання лабораторних робіт для студентів спеціальності 7.092507
«Автоматика і автоматизація на транспорті» усіх форм навчання

КИЇВ - 2010

УДК 656.254.16(075.8)

Пасічник Л. П. Радіотехнічні системи залізничного транспорту (частина 1): Методичні рекомендації щодо виконання лабораторних робіт з дисципліни для студентів спеціальності 7.092507 «Автоматика і автоматизація на транспорті» усіх форм навчання. – К.: ДЕТУТ, 2010. – 51 с.

У методичних вказівках наведено опис 5 лабораторних робіт з розділу антенно-фідерних пристроїв, які відповідають навчальній програмі курсу «Радіотехнічні системи залізничного транспорту». Виконання лабораторних робіт здійснюється за допомогою фізичного моделювання, що дає можливість студентам грамотно і ефективно впроваджувати на практиці методи комп'ютерного дослідження характеристик та параметрів радіотехнічних пристроїв. Стислі теоретичні відомості й практичні завдання кожної із робіт сприяють закріпленню теоретичних знань, набуттю практичних навичок досліджень.

Навчально-методичне видання рекомендоване до друку на засіданні кафедри (протокол № 3 від 22.10.2008 р.) та на засіданні методичної комісії факультету (протокол № 5 від 23.12.2008 р.)

Автор: Л. П. Пасічник, канд. техн. наук, доцент

Рецензенти: Ю. М. Терещенко, Заступник начальника Головного управління сигналізації та зв'язку «Укрзалізниця»;

В. П. Сватов, доцент кафедри ТТА, кандидат технічних наук .

Зміст

Вступ	4
Лабораторна робота 1. Дослідження вхідного опору несиметричного вібратора	5
Лабораторна робота 2. Дослідження діаграми спрямованості симетричного вібратора.....	14
Лабораторна робота 3. Дослідження рупорних антен.....	24
Лабораторна робота 4. Дослідження ромбічної антени.....	34
Лабораторна робота 5. Узгодження антенно-фідерного пристрою з приймачем-передавачем.....	42
Список рекомендованої літератури	50

Вступ

Цикл лабораторних робіт з дисципліни «Радіотехнічні системи залізничного транспорту» складено відповідно до навчальної програми курсу для студентів спеціальності 7.092507 «Автоматика і автоматизація на транспорті» усіх форм навчання.

В курсі «Радіотехнічні системи залізничного транспорту» можна виділити низку складових частин: випромінювання та поширення радіохвиль, антенно-фідерні пристрої, радіо передавальні пристрої, мережі поїзного радіозв'язку, мережі ремонтно-оперативного радіозв'язку, радіолінії та радіотехнічні пристрої.

До першої частини ввійшли 5 лабораторних робіт з розділу антенно-фідерних пристроїв.

«Радіотехнічні системи залізничного транспорту» є однією із основоположних дисциплін для спеціальності 7.092507, яка має самостійне значення для майбутніх спеціалістів, оскільки одержані теоретичні основи і практичні навички можуть бути використані при дипломному проектуванні і подальшій професійній діяльності.

Завданням циклу лабораторних робіт є закріплення отриманих у процесі вивчення теоретичної частини курсу знань, розвиток здібностей ставити та розв'язувати інженерні задачі, робити висновки і узагальнення за результатами експерименту, тобто вдосконалення навичок дослідження.

У кожній лабораторній роботі наведені: мета роботи, теоретичні положення, порядок її виконання, зміст звіту та контрольні запитання для самоперевірки. В усіх лабораторних роботах застосовано систему фізичного схемотехнічного моделювання на персональних комп'ютерах. З його допомогою виконується складання схеми дослідження й аналіз її роботи.

Лабораторні роботи виконуються в два етапи: перший етап включає ознайомлення з завданням, вивчення теоретичного матеріалу, підготовку звітів, виконання розрахункової частини; другий етап – експериментальна частина – складання робочої схеми та дослідження її згідно із планом, зіставлення теоретичних та практичних результатів, формулювання висновків та оформлення звіту.

Звіт роботи має містити назву та мету роботи, схему дослідження, таблиці з результатами вимірювань, часові діаграми реальних процесів, які відбуваються в схемі, аналіз та порівняння отриманих результатів із теоретичними.

Перед виконанням кожної лабораторної роботи викладач опитує студентів про зміст самої роботи, методику її виконання, теоретичний матеріал.

Після проходження лабораторного практикуму і захисту кожної лабораторної роботи студент допускається до здачі екзамену.

Лабораторна робота 1

Дослідження вхідного опору несиметричного вібратора

1. Мета роботи

- 1.1. Експериментальне визначення вхідного опору несиметричного вібратора в діапазоні частот.
- 1.2. Розрахунок на ЕОМ теоретичної залежності вхідного опору несиметричних вібраторів від частоти.
- 1.3. Зіставлення результатів експериментальних досліджень і теоретичних розрахунків.

2. Методичні рекомендації до самопідготовки

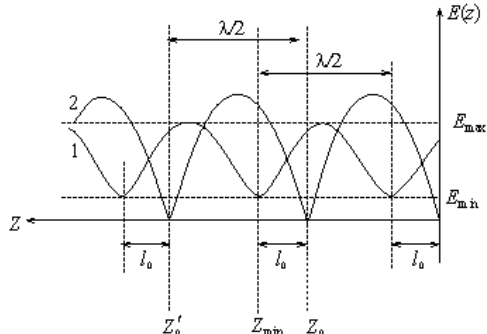
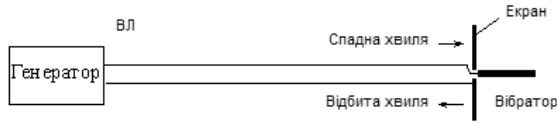
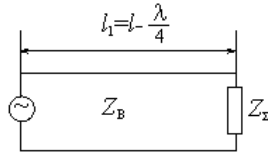
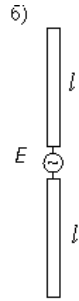
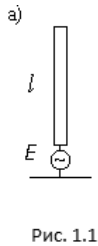
При підготовці до виконання лабораторної роботи необхідно вивчити методику визначення вхідного опору симетричного вібратора на основі теорії довгих ліній [1, §. 3.8] або [2, § 2.5], а також ознайомитися із застосуванням методу дзеркальних зображень до аналізу несиметричних антен [1, § 7.1-7.3] або [2, §.3.5].

2.1. Варто звернути увагу на те, що відповідно до методу дзеркальних зображень несиметричному вібратору (штирю) рис. 1.1, а відповідає симетричний вібратор рис. 1.1,б. Вхідний опір вібраторів розраховується за еквівалентною схемою у вигляді відрізка двопровідної лінії, розімкнутої на кінці. Хвильовий опір еквівалентної лінії для несиметричного вібратора становить в Ом

$$Z_x = 60 \left(\ln \frac{2l}{d} - 1 \right), \quad (1.1)$$

Де d – діаметр вібратора, l – його довжина.

Витрати на випромінювання враховуються включенням у схему зосередженого опору випромінювання, що при обліку ближнього поля вібратора є комплексним. Якщо опір випромінювання визначений щодо струму в пучності, на схемі він повинен бути поміщений на відстані від розімкнутого кінця лінії (рис. 1.2). Розрахункові співвідношення для визначення залежності R_x й X_x від відношення (l – довжина несиметричного вібратора, λ – довжина хвилі) за методикою, викладеної в [3], наведені в додатку 1.1. Відзначимо, що опір випромінювання несиметричного вібратора довжини l удвічі менше опору випромінювання симетричного вібратора довжини $2l$. Наприклад, при $l = 0,25 \lambda$ $Z_x = 36,6 + i 21,3$ Ом, при $l = 0,5 \lambda$ $Z_x = 99,5 + i 62,7$ Ом.



Залежності активної $R_{вх}$ і реактивної $X_{вх}$ частин вхідного опору несиметричного вібратора від відношення l/λ для різних значень $Z_{в}$, розраховані по формулах теорії довгих ліній (див. додаток 1.2), представлені на рис. 1.4. Криві на рис. 1.4 дозволяють зробити такі висновки:

1) Перший (послідовний) резонанс ($X_{вх} = 0$) має місце при $l \gg 0,25 \lambda$, його положення практично не залежить від величини $Z_{в}$, тобто від товщини вібратора.

2) Положення другого (паралельного) резонансу істотно залежить від товщини вібратора. Якщо в тонких вібраторів ($Z_{в} \geq 500 \text{ Ом}$) резонансне значення l близько до $0,5 \lambda$, у товстих вібраторів ($Z_{в} \leq 200 \text{ Ом}$) воно знижується до $0,4 \lambda$ і менше.

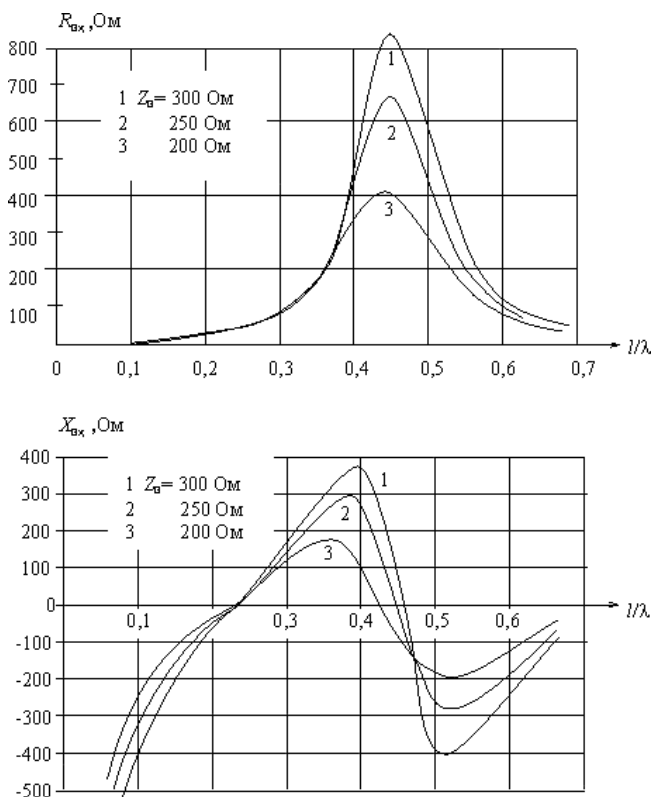


Рис. 1.4. Графік залежності активної ($R_{вх}$) і реактивної ($X_{вх}$) частин вхідного опору несиметричного вібратора від відношення l/λ для різних Z_B

3) Чим товщий вібратор, тим менше значення $R_{вх}$ й $X_{вх}$ залежать від довжини хвилі, тобто товсті вібратори є більш діапазонними.

2.2. Вхідний опір вібратора може бути визначений експериментально за допомогою вимірювальної лінії (ВЛ), до входу якої (рис. 1.3) підключається генератор, а до виходу – досліджуваний несиметричний вібратор з екраном. Таким чином, стосовно ВЛ опір $Z_{вх}$ є навантаженням. У теорії довгих ліній поздовжня координата z відраховує від кінця лінії, тому вхідний опір вібратора збігається з опором ВЛ у перетині $z = 0$: $Z_{вх} = Z(0)$.

Оскільки $Z_{\text{вх}}$ вібратора не збігається із хвильовим опором ВЛ W (у лабораторних установках використовуються ВЛ з $W = 50$ Ом $W = 75$ Ом), у ВЛ поширюються як падаюча, так і відбита хвилі.

Типовий розподіл амплітуди напруженості електричного поля уздовж лінії $E(z)$ при наявності відбитої хвилі показано на рис. 1.3 (крива 1). Опір лінії в будь-якому перетині можна знайти, якщо відомо її опір у якому-небудь іншому перетині. Простіше всього опір визначається в мінімумах (вузлах) поля, де він чисто активний, мінімальний по величині й дорівнює $R_{\text{min}} = k W$, де k – коефіцієнт хвилі, що біжить, у лінії. Використовуючи теорію довгих ліній [4, розділ 21.2], можна одержати наступний вираз для $Z_{\text{вх}}$:

$$R_{\text{вх}} = W \frac{k}{\cos^2 \beta l_0 + k^2 \sin^2 \beta l_0}; X_{\text{вх}} = -W \frac{(1-k^2) \cos \beta l_0 \sin \beta l_0}{\cos^2 \beta l_0 + k^2 \sin^2 \beta l_0}. \quad (1.2)$$

тут l_0 – відстань від навантаження до найближчого до неї вузла поля в лінії (рис. 1.3), $\beta = 2\pi/\lambda$ – коефіцієнт фази, виражений через довжину хвилі λ , що дорівнює подвоєній відстані між сусідніми мінімумами. Безпосередній відлік відстані l_0 часто буває незручний. У цьому випадку для визначення l_0 ВЛ закорочують у перетині навантаження, при цьому розподіл поля уздовж лінії зображується кривою 2. З рис. 1.3 видно, що відстань l_0 дорівнює зрушенню будь-якого вузла у бік навантаження при заміні навантаження ВЛ замикачем.

Таким чином, процедура експериментального визначення $Z_{\text{вх}}$ вібратора в діапазоні частот при заданому значенні W зводиться до виміру на різних частотах коефіцієнта біжучої хвилі, у ВЛ k і відповідних значень зрушення вузлів l_0 .

3. Опис лабораторної установки й методики вимірів

Схема лабораторної установки для визначення $Z_{\text{вх}}$ несиметричного вібратора представлена на рис. 1.5. Вона містить генератор 1, перехід 2 з коаксіального виходу генератора до вимірювальної лінії 3, вимірювальний підсилювач 4, екран 5 і досліджуваний вібратор 6. Детектор вимірювальної лінії має квадратичну характеристику, і, отже, КБВ визначається за формулою

$$k = \frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{max}}} = \sqrt{\frac{\alpha_{\text{min}}}{\alpha_{\text{max}}}}, \quad (1.3)$$

де α_{min} й α_{max} – відповідно найменше й найбільше показання вимірювального підсилювача.

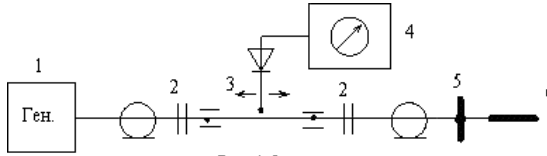


Рис. 1.5

Рис. 1.5. Схема лабораторного робочого місця

4. Порядок виконання роботи

4.1. Попередні розрахунки

1. За відомим значенням довжини вібратора l і його діаметра d визначити по формулі (1.1) хвильовий опір вібратора Z_B .
2. За допомогою ЕОМ розрахувати залежність вхідного опору вібратора $Z_{вх} = R_{вх} + iX_{вх}$ у діапазоні частот. Порядок розрахунку наведений у додатку 1.2. Результати розрахунку звести в табл. 1.1, побудувати графіки залежностей $R_{вх}$ й $X_{вх}$ від відношення l/λ і зрівняти їх із кривими рис. 1.4.

Таблиця 1.1

$$l = \quad d = \quad Z_B =$$

l/λ	λ , см	f , МГц	$R_{вх}$, Ом	$X_{вх}$, Ом
0,1		$f_1 =$		
0,2		$f_2 =$		
0,3		$f_3 =$		
0,4		$f_4 =$		
0,5		$f_5 =$		
0,6		$f_6 =$		
0,7		$f_7 =$		

4.2. Виміри

1. Підключити досліджуваний вібратор як навантаження вимірної лінії (ВЛ).
2. Настроїти генератор і ВЛ на частоту f_1 (див. табл. 1.1).

Примітка. Якщо частота f_1 виходить за межі робочого діапазону генератора, варто почати вимір із частоти f_2 .

3. За допомогою ВЛ визначити мінімальне й максимальне показання вимірювального підсилювача a_{\min} і a_{\max} . По формулі (1.3) розрахувати й занести в табл. 1.2 значення КБВ. Одночасно визначити й занести в табл. 1.2 координату z_{\min} одного з вузлів напруженості поля в ВЛ (рис. 1.3).

Таблиця 1.2

W=

l/λ	КБВ	z_{\min} , Ом	z_0 , Ом	z'_0 , Ом	λ , см	l_0 , см	$R_{\text{вх}}$, Ом	$X_{\text{вх}}$, Ом
0,1								
0,2								
0,3								
0,4								
0,5								
0,6								
0,7								

4. Замінити досліджуваний вібратор коротко замикаючим навантаженням. Визначити й занести в табл. 1.2 координату z_0 вузла, найближчого до z_{\min} з боку навантаження (рис. 1.3). Знайти й занести в табл. 1.2 величину зрушення l_0

5. Знайти й занести в табл. 1.2 координату сусіднього вузла z'_0 (рис. 1.3). Визначити й занести в табл. 1.2 довжину хвилі в лінії $\lambda = 2 |z_0 - z'_0|$. Зрівняти знайдене значення λ з розрахованою величиною в табл. 1.1.

Всі пророблені виміри повторити на частотах f_2, f_3, \dots, f_7 .

4.3. Обробка результатів вимірів

1. Використовуючи знайдені значення КБВ, l_0 й λ , а також відоме значення хвильового опору ВЛ W , за допомогою ЕОМ розрахувати за формулами (1.2) величини $R_{\text{вх}}$ й $X_{\text{вх}}$ вібратора для частот f_1, f_2, \dots, f_7 і занести їх у табл. 1.2.

2. Нанести отримані експериментальні точки на побудовані раніше (розділ А) графіки залежностей $R_{вх}$ й $X_{вх}$ від величини l/λ .

5. Зміст звіту

У звіті повинні бути представлені:

1. Схема лабораторної установки для визначення вхідного опору несиметричного вібратора.
2. Заповнена за результатами розрахунків табл. 1.1 і відповідні графіки залежностей $R_{вх}$ й $X_{вх}$ від відношення l/λ .
3. Заповнена за результатами вимірів й їхньої обробки табл. 1.2 і відповідні точки на графіках.

6. Контрольні запитання

1. Що таке несиметричний вібратор?
2. Пояснити сутність методу дзеркальних зображень.
3. Що таке опір випромінювання антени?
4. Що таке резонансна довжина вібратора?
5. У чому полягає ефект укорочення вібратора?
6. Пояснити методику виміру вхідного опору вібратора за допомогою вимірювальної лінії.
7. Що таке коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ) у лінії? У якому випадку він дорівнює нулю?
8. Який характер (ємнісний або індуктивний) має вхідний опір вібратора при $l \ll \lambda$? У якому діапазоні хвиль цей режим має місце?

ДОДАТОК 1.1

Дійсна й уявна частини опору випромінювання несиметричного вібратора з достатньою для інженерної практики точністю можуть бути визначені по формулах [3, §. 7], Ом:

$$R_{\Sigma 0} = 30 \left[E + \ln 2x - \text{Ci } 2x + 0,5 \cos 2x (E + \ln x + \text{Ci } 4x - 2 \text{Ci } 2x) + 0,5 \sin 2x (\text{Si } 4x - 2 \text{Si } 2x) \right], \quad (1.4)$$

$$X_{\Sigma 0} = 30 \left[\text{Si } 2x + 0,5 \cos 2x (2 \text{Si } 2x - \text{Si } 4x) + 0,5 \sin 2x (E + \ln x + \text{Ci } 4x - 2 \text{Ci } 2x - 2) \right].$$

Тут $E = 0,577216$ – постійна Ейлера; $x = kl$; $\text{Ci } x$ й $\text{Si } x$ – відповідно інтегральний косинус й інтегральний синус від аргументу x . Визначення й властивості функцій $\text{Ci } x$ й $\text{Si } x$ див., наприклад, [5, гл. 5], там також є їхні таблиці. Для розрахунків на ЕОМ зручно виразити $\text{Ci } x$ й $\text{Si } x$ через допоміжні функції $f(x)$ і $g(x)$:

$$\begin{aligned} \text{Ci } x &= f(x) \sin x - g(x) \cos x, \\ \text{Si } x &= (\pi/2) - f(x) \cos x - g(x) \sin x. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Функції $f(x)$ і $g(x)$ добре апроксимуються наступними раціональними функціями ($1 \leq x < \infty$):

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{1}{x} \cdot \frac{x^8 + a_1 x^6 + a_2 x^4 + a_3 x^2 + a_4}{x^8 + b_1 x^6 + b_2 x^4 + b_3 x^2 + b_4}, \\ g(x) &= \frac{1}{x^2} \cdot \frac{x^8 + c_1 x^6 + c_2 x^4 + c_3 x^2 + c_4}{x^8 + d_1 x^6 + d_2 x^4 + d_3 x^2 + d_4}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Постійні a, b, c, d наведені в [5, с. 60], а також в [6, с. 18]. Підставляючи їх в (1.6), одержимо, зокрема: $f(1) = 0,6214$; $g(1) = 0,3434$; $f(2) = 0,3990$; $g(2) = 0,1445$; $f(4) = 0,2292$; $g(4) = 0,04975$. Використовуючи (1.5) і (1.6), одержимо розрахункові вираження для опору випромінювання несиметричного вібратора, Ом:

$$\begin{aligned} R_{\Sigma 0} &= 15 \left[2 \ln 2 + (E + \ln x)(2 + \cos 2x) - 0,5 \pi \sin 2x + f(4x) \sin 2x - \right. \\ &\quad \left. - 2f(2x) \sin 2x - g(4x) \cos 2x + 2g(2x)(1 + \cos 2x) \right]; \\ X_{\Sigma 0} &= 15 \left[\pi + 0,5 \pi \cos 2x + (E + \ln x - 2) \sin 2x + f(4x) \cos 2x - \right. \\ &\quad \left. - 2f(2x)(1 + \cos 2x) + g(4x) \sin 2x - 2g(2x) \sin 2x \right]. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Зокрема, при $x = 1$ ($l = \lambda/2\pi = 0,1592$) знайдемо $R_{\Sigma} = 8,18$ Ом,

$X_{\Sigma} = 6,21$ Ом; при $x = \pi/2$ ($l = 0,25\lambda$) $R_{\Sigma} = 36,56$ Ом, $X_{\Sigma} = 21,27$ Ом.

ДОДАТОК 1.2

Вхідний опір $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}}$ несиметричного вібратора довжини l визначається як вхідний опір лінії довжиною $l_1 = l - 0,25\lambda$ с хвильовим опором $Z_{\text{в}}$, навантаженої на опір випромінювання $R_{\Sigma} + iX_{\Sigma}$ (рис. 1.2). Зручно спочатку знайти нормовані величини

$$A = R_{\Sigma} / Z_{\text{в}}, \quad B = X_{\Sigma} / Z_{\text{в}}, \quad (1.8)$$

а потім використати співвідношення [6, (1.3)]:

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{в}} \frac{A + i[B \cos 2kl_1 - 0,5(A^2 + B^2 - 1)\sin 2kl_1]}{(A \sin kl_1)^2 + (\cos kl_1 - B \sin kl_1)^2}, \quad (1.9)$$

де, $kl_1 = kl - (\pi/2)$. Відзначимо, що формула (1.9) справедлива й при $l < 0,25\lambda$,

тобто при $kl_1 < 0$.

Лабораторна робота 2

Дослідження діаграми направленості симетричного вібратора

1. Мета роботи

- 1.1. Одержання навичок зняття діаграми спрямованості.
- 1.2. Дослідження спрямованих властивостей симетричного вібратора.

2. Основні теоретичні положення

2.1. Діаграма спрямованості

Однією з найважливіших характеристик будь-якої антени є амплітудна характеристика спрямованості, обумовлена залежністю амплітуди напруженості створюваного антеною поля (або величини її пропорційної) від напрямку в просторі. Напрямок визначається азимутальним (φ) і меридіональним кутами сферичної системи координат (рис. 2.1). При цьому поле виміряється на тій самій (досить великій) відстані r від антени і передбачається, що втрати в середовищі відсутні. Графічне зображення характеристики спрямованості називають діаграмою спрямованості, (ДС).

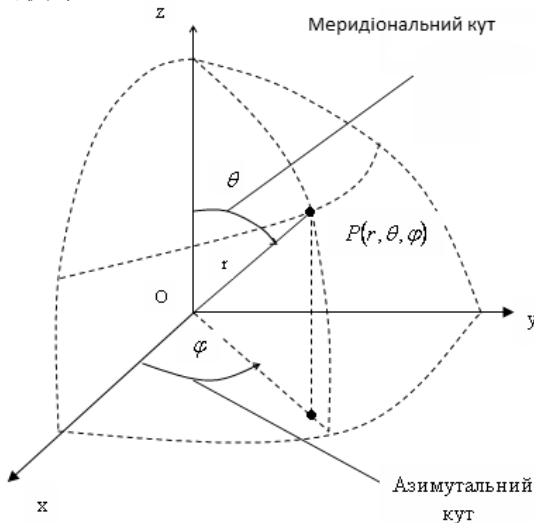


Рис. 2.1. Графічне зображення сферичної системи координат

Просторова діаграма спрямованості зображується у вигляді поверхні $f(\varphi, \theta)$. Побудова такої діаграми незручно. Тому на практиці

звичайно будують діаграми спрямованості в якій-небудь одній площині, у якій вона зображується плоскою кривою $f(\theta)$ або $f(\varphi)$ у полярній або декартовій системі координат.

Іноді зручно будувати діаграму спрямованості по потужності, обумовленою залежністю щільності потоку потужності від напрямку в просторі. Щільність потоку потужності – потужність, що проходить через одиничну площадку, розташовану перпендикулярно напрямку поширення хвилі. Діаграма спрямованості по потужності пропорційна $(f(\varphi, \theta))^2$. Просторова діаграма спрямованості, у якій максимальне значення дорівнює одиниці, називається нормованою діаграмою й позначається як $F(\varphi, \theta)$. Її можна одержати діленням всіх значень ненормованої діаграми на максимальне значення.

2.2. Симетричний вібратор

У даній роботі використовується, як прийомна антена, симетричний вібратор. Для нього необхідно зняти діаграму спрямованості. Симетричний вібратор являє собою прямолінійний провідник, у якого в симетричних кінцях струми рівні по величині й мають однаковий напрямок у просторі. Для одержання симетричного розподілу струму у вібраторі можна джерело електрорушійної сили (ЕРС) високої частоти включити в його середину.

2.2.1. Схема живлення симетричного вібратора

З теорії відомо, що тонкий симетричний вібратор можна використати в діапазоні хвиль, яка задовольняє нерівності: $8 \cdot l/5 < \lambda < 4 \cdot l$. Але навіть у зазначеному діапазоні хвиль для ефективної передачі потужності від генератора до антени необхідне ускладнення схеми генератора. Вся справа в тому, що при зміні хвилі в зазначених межах активна й реактивна складові вхідного опору тонкого вібратора міняються в широких межах. При малих величинах вхідного опору фідера, що відповідають пучності струму на початку фідера, необхідно застосовувати послідовну схему вихідного (антенного) контуру передавача, показану на рис. 2.2, а.

На цьому рисунку $Z_{вх}$ позначає вхідний опір фідера з вібратором на кінці; K – анодний (проміжний) контур генератора; C - змінні конденсатори настроювання антенного контуру; два конденсатори (по одному в кожний із проводів фідера) включені, щоб уникнути порушення симетрії схеми. На рис. 2.2, б показана відповідна еквівалентна схема. При малій величині активної складової $R_{вх}$ і резонансному настроюванню антенного контуру опір, внесений в анодний контур генератора, буде досить великий навіть при незначній величині коефіцієнта взаєміндукції M , отже в антену буде передаватися більша частина потужності, що розвиває генератором.

При більших величинах вхідного опору фідера, що відповідають пучності напруги на початку фідера, необхідно застосувати паралельну схему антенного контуру передавача (приклад приведено на рис. 2.3).

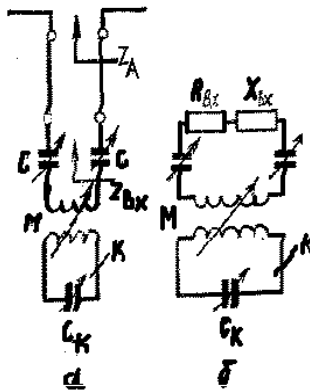


Рис. 2.2. Послідовна схема живлення вібратора:
а) електрична схема;
б) еквівалентна схема.

2.2.2 Схема збудження симетричного вібратора

Симетричні вібратори можуть живитися як симетричними, так і несиметричними лініями. Часто збудження симетричного вібратора здійснюється за допомогою щілини (схема показана на рис. 2.4).

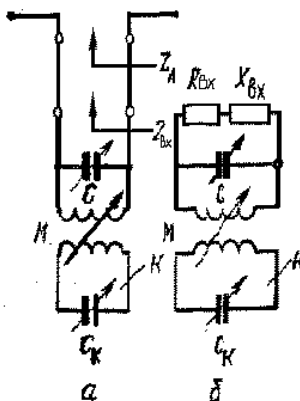


Рис. 2.3. Паралельна схема живлення вібратора:
а) електрична схема; б) еквівалентна схема.

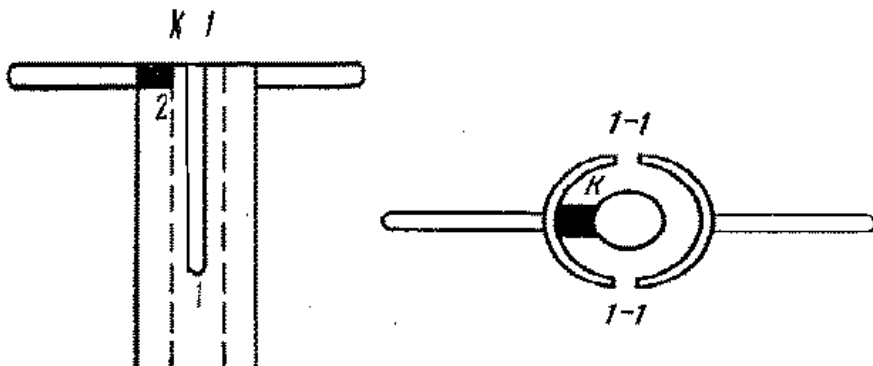


Рис. 2.4. Схема збудження вібратора за допомогою щілини

З рис. 2.4 видно, що обидва плечі симетричного вібратора приєднуються до зовнішньої оболонки коаксіальної лінії. При відсутності щілини 1-1 і короткозамикача К струм, що тече усередині коаксіальної лінії, не проникає назовні й вібратор не збуджується. Завдяки щілині між правою й лівою половинами зовнішньої оболонки утвориться різниця потенціалів. У крапці 2 на лівій половині завдяки короткозамикачу утвориться такий же потенціал, як і на внутрішньому провіднику коаксіальної лінії, а на правій половині завдяки щілині підтримується потенціал протилежного знаку. Різниця потенціалів між обома половинами зовнішньої оболонки зменшується в міру наближення до нижнього кінця щілини. У цьому місці різниця потенціалів дорівнює нулю. Завдяки різниці потенціалів між верхніми кінцями зовнішньої оболонки вібратор збуджується. З'являються також струми на зовнішній поверхні зовнішньої оболонки кабеля уздовж щілини. Однак ці струми не порушують симетрії й, крім того, досить малі, якщо взяти довжину щілини близької до $\lambda/4$. Діапазон використання даної схеми обмежується погіршенням узгодження між коаксіальною лінією й вібратором.

2.2.3. Властивості спрямованості симетричного вібратора

Припускаючи, що струм уздовж симетричного вібратора розподілений за законом синуса, розіб'ємо вібратор на нескінченно велику кількість елементів dz . Оскільки довжина кожного елемента нескінченно мала, то можна думати, що в межах його струм не змінюється ні по амплітуді, ні по фазі. Таким чином, симетричний вібратор можна розглядати як сукупність елементарних електричних вібраторів dz і його поле розглядати як результат додавання (інтерференції) полів, випромінюваних елементарними вібраторами.

Тоді напруженість поля, створюваного в крапці спостереження всім симетричним вібратором, буде визначатися виразом:

$$E = i * \frac{60I_{\Omega}}{r_{\Omega} * \lambda * \sin(kl)} * \frac{\cos(kl * \cos(\theta)) - \cos(kl)}{\sin(\theta)} * e^{-i * k * r_{\Omega}} \quad (2.1)$$

де I_{Ω} – струм у точках живлення вібратора;

r_{Ω} – відстань до крапки спостереження;

$k = 2 * \pi / \lambda$ – хвильове число.

З даного виразу видно, що симетричний вібратор має спрямовані властивості тільки в меридіональній площині (площина вектора E).

Напруженість електричного поля симетричного вібратора в його екваторіальній площині (площини вектора H, $\theta = \pi / 2$):

$$E = i * \frac{60I_0}{r_0 * \lambda * \sin(kl)} * (1 - \cos(kl)) * e^{-i * k * r_{\Omega}} \quad (2.2)$$

тобто не залежить від азимутального кута φ . Тому ДС симетричного вібратора в його екваторіальній площині являє собою окружність.

З виразу (2.1) видно, що спрямовані властивості симетричного вібратора при синусоїдальному розподілі струму визначаються тільки відношенням довжини вібратора до довжини хвилі l/λ .

При аналізі (2.1) і розгляді нормованих ДС (додаток 2.1), можна побачити, що при будь-якому відношенні l/λ симетричний вібратор не випромінює уздовж своєї осі. Якщо довжина симетричного вібратора $l < 0,25\lambda$, то в напрямку перпендикулярному його осі ($\theta = 90$ й 270^0), тобто в екваторіальній площині, поля всіх елементарних вібраторів максимальні, синфазні й складаються арифметично. Тому поле в даному напрямку є максимальним. Діаграма спрямованості при $l/\lambda < 0,5$ складається із двох (головних) пелюстків. Збільшення довжини вібратора до значення $l/\lambda = 0,5$ супроводжується зростанням випромінювання в напрямку, перпендикулярному осі вібратора (головне направлення випромінювання), за рахунок зменшення випромінювання в інших напрямках. При цьому ДС стає вузькою. При збільшенні l/λ до 0,625 випромінювання в головному напрямку продовжує зростати, але характеристика спрямованості проходить через нулі не тільки при $\theta = 0$ й 180° , але й при деяких інших значеннях цього кута. Головні пелюстки діаграми звужуються, і з'являються бічні пелюстки. При подальшому збільшенні l/λ випромінювання в головному напрямку зменшується, і зростають бічні пелюстки. Зменшення випромінювання в головному напрямку пояснюється таким: результуюче зрушення фаз полів, випромінюваних елементарним вібраторами в даному напрямку, визначається просторовим зрушенням фаз $\psi_p = k * |z| * \cos(\theta)$ і зрушенням фаз струмів, що збуджують ці вібратори; при $l/\lambda > 0,5$ на вібраторі з'являються частки із протифазними струмами, довжина яких зростає в міру збільшення відношення l/λ . Тому в цьому

випадку, хоча в головному напрямку просторові зрушення фаз дорівнюють нулю, поля випромінювані окремими елементами вібратора, складаються не синфазно, тобто геометрично. При $l/\lambda = 1$ (або при $l/\lambda = n$, де $n = 1, 2, \dots$) випромінювання в головному напрямку відсутній, тому що протифазні ділянки вібратора мають однакову довжину.

Зростання відношення l/λ супроводжується також зростанням бічних пелюстків. Уже при $l/\lambda = 0.75$ напруженість поля в напрямку максимуму бічного пелюстка перевершує напруженість поля в головному напрямку. На практиці застосовуються симетричні вібратори, у яких $l/\lambda < 0,7$.

Нормована характеристика спрямованості симетричного вібратора визначається виразом:

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) * \sin \theta} . \quad (2.3)$$

Фаза напруженості поля, створюваного симетричним вібратором, відповідно до (1) у межах одного пелюстка ДС не залежить від кута θ . Вона змінюється на зворотну при переході напруженості поля через нуль. Симетричний вібратор випромінює сферичні хвилі й має фазовий центр, що збігається із центром вібратора.

У дійсності ДС вібратора залежить не тільки від l/λ але й від l/d , через те, що фазова швидкість v виходить менше швидкості світла c , тому що існують втрати у вібраторі. На рис. 2.5 зображені криві залежності коефіцієнта $K_1 = c/v$ від величини l/λ , при різних значеннях l/d (d – діаметр дроту). Серія розрахункових діаграм, без обліку товщини вібратора, наведена в додатку 2.1, ці діаграми розраховані для синусоїдального розподілу струму. Даними діаграмами можна користуватися за умови, що електрична довжина вібратора визначається з урахуванням даних рис. 2.5 у такий спосіб:

Коефіцієнт фази, якщо фазова швидкість дорівнює швидкості світла, може бути знайдений у такий спосіб:

$$K = 2\pi / \lambda = \omega / c .$$

За обліком втрат коефіцієнт фази $\beta = \omega / v$.

За графіком можна знайти $K_1 = c/v$.

Звідси виходить, що $K/B = 1/K_1$.

Тоді $\lambda_p = \lambda * K_1$.

Знаючи λ_p , можна знайти робочу частоту: $f_\Omega = c / \lambda_p$.

Потовщення вібраторів призводить до того, що замість нулів у діаграмах спрямованості виходять мінімуми випромінювання, а малі бічні пелюстки стають усе менш помітними.

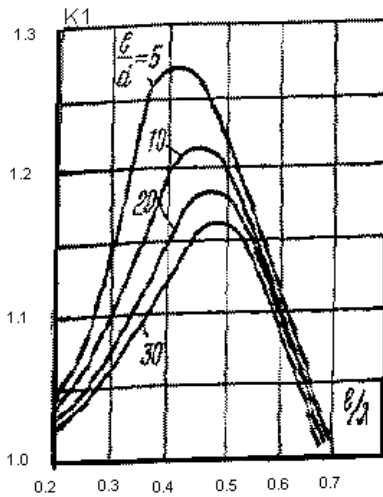


Рис. 2.5. Графік залежності коефіцієнта K_1

При цьому чим товще вібратори, тим менш глибокі мінімуми. Дійсні діаграми спрямованості починають помітно відрізнятися від розрахованих у припущенні синусоїдального розподілу струму приблизно при $l/d < 100$.

3. Опис лабораторного макета

У лабораторному макеті симетричний вібратор працює в режимі передачі. Сигнал від генератора ГЗ-21 подається на вимірювальну лінію, після якої потужність подається на вібратор. Симетричний вібратор змонтований на стійці з обертаючим пристроєм, що й дозволяє зняти діаграму спрямованості. Як приймальна антена використовується рупорна антена (РПА). Сигнал прийнятий РПА подається на вимірювальний приймач П5-4Б з індикатором. Схема лабораторного макету наведена на рис. 2.6

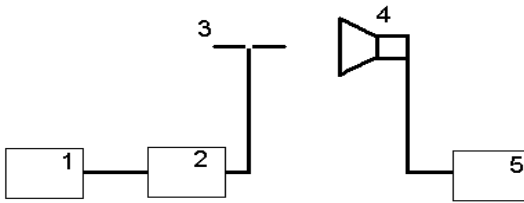


Рис. 2.6. Схема лабораторного макета:

- 1 – генератор;
- 2 – вимірювальна лінія;
- 3 – вібратор;
- 4 – рупорна антена;
- 5 – приймач вимірювальний.

4. Завдання до лабораторної роботи

1. Задатися відношенням l/λ , (порядку 0,25-1).
2. Виміряти довжину l і товщину d вібратора.
3. Користуючись рекомендаціями роздязгула 2.2.3, розрахувати робочу частоту f_Ω , з урахуванням товщини вібратора.
4. На розрахованій частоті зняти діаграму спрямованості $F(\theta)$.
5. Задатися ще двома-трьома відносинами l/λ і повторити 3,4 пункти.
6. Зрівняти отримані діаграми спрямованості з діаграмами наведеними в додатку 1, зробити висновки.

5. Методика зняття діаграми спрямованості

1. Включити й прогріти генератор (не менш 10 хвилин).
2. Розрахувати робочу частоту f_Ω .
3. Настроїти генератор на робочу частоту f_Ω .
4. Підстроїти регулятором «настройка» генератор до досягнення максимальної потужності.
5. Виміряти дійсну частоту f_Ω на вимірнику приймача.
6. Погодити антени по поляризації.
7. Настроїти індикатор на максимальний показник.
8. Переглянути діаграму.
9. Установити точки відліку й вибрати крок залежно від ДС, щоб не пропустити максимуми й мінімуми.
10. Зняти діаграму спрямованості.

6. Зміст звіту

1. Блок-схема лабораторної установки.
2. Розрахункові дані.
3. Таблиці й графіки експериментального дослідження.
4. Виводи по роботі.

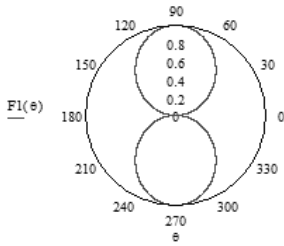
7. Контрольні запитання

1. Що таке симетричний вібратор? Схема живлення вібратора.
2. Поясніть спрямовані властивості симетричного вібратора.
3. Що таке опір випромінювання антени?
4. Приведіть схему збудження симетричного вібратора.
5. Поясніть методику зняття діаграми спрямованості симетричного вібратора.
6. У чому полягає узгодження антени по поляризації?

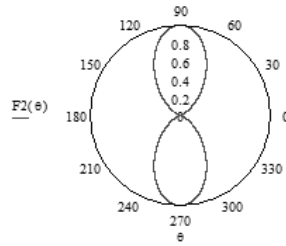
ДОДАТОК 2.1

Діаграма спрямованості симетричного вібратора при різних відношеннях l/λ (при $l/\theta = \infty$)

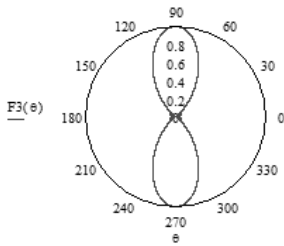
$V/\lambda=0.25$



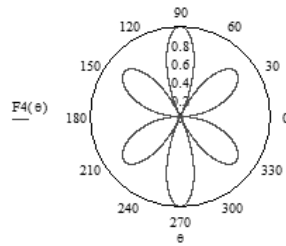
$V/\lambda=0.5$



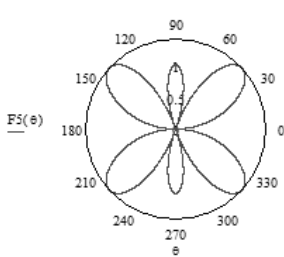
$V/\lambda=0.55$



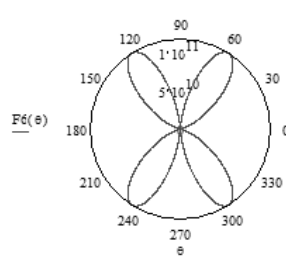
$V/\lambda=0.7$



$V/\lambda=0.75$



$V/\lambda=1$



Лабораторна робота 3

Дослідження рупорних антен

1. Мета роботи

- 1.1 Експериментальне дослідження спрямованих властивостей рупорних антен (РА).
- 1.2 Дослідження впливу геометричних параметрів рупора на характеристики випромінювання РА.
- 1.3 Ознайомлення з методами виміру коефіцієнта підсилення (КП) антен.
- 1.4 Зіставлення результатів експериментальних досліджень і теоретичних розрахунків.

2. Методичні рекомендації щодо самопідготовки

При підготовці до виконання лабораторної роботи необхідно вивчити основні властивості й параметри рупорних антен [1, § 13.1, 13.4–13.7] або [2, § 9.1. 1].

2.1 Необхідно засвоїти, що РА складається із хвилеводу постійного перетину, що відіграє роль живильної лінії, і приєднаного до нього рупора, що представляє собою хвилевід змінного перетину. Основні різновиди РА, що відрізняються формою поперечного перерізу рупора, показані на рис. 3.1: *E*-площинний рупор (а), *H*-площинний рупор (б), пірамідальний (в) і конічний рупор (г). РА застосовуються в сантиметровому й дециметровому діапазонах хвиль як самостійні антени або в якості опромінювача лінзових і параболічних антен.

У лабораторній роботі досліджуються дві пірамідальні РА з однаковими розкривами, але з різною довжиною рупора. Поздовжні перетини рупорів у площинах *E* і *H* мають вигляд рівнобедрених трапецій (рис. 3.2). Подовживши збіжні сторони трапеції до перетинання, одержимо рівнобедрений трикутник, по якому визначаються геометричні параметри РА: довжина *L* (висота трикутника), довжина сторони *R*, кут розкриву рупора Φ . Параметрам, що відносяться до площин *E* і *H*, приписуються

відповідні індекси. Очевидно, $R_E^2 = L_E^2 + (B/2)^2$, $R_H^2 = L_H^2 + (A/2)^2$. На рис. 3.2 показана структура поля в *E*-площинному (а) і в *H*-площинному (б) секторальних рупорах. Картина електричних і магнітних силових ліній подібна до структури поля основної хвилі в живильному хвилеводі, проте вона деформується у зв'язку зі збільшенням розмірів поперечного перерізу хвилеводу в рупорі. Найбільше істотно те, що фронт хвилі в рупорі перестає бути плоским, яким він був у хвилеводі.

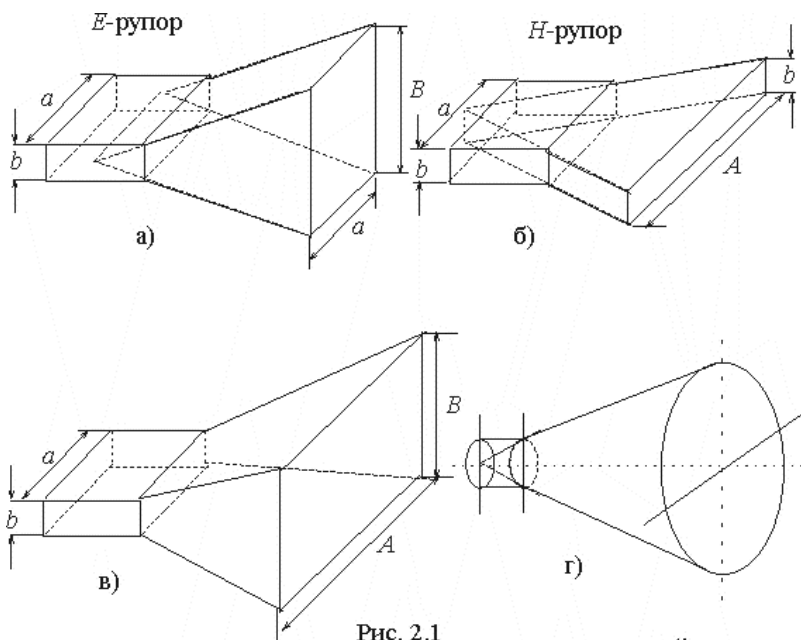


Рис. 2.1

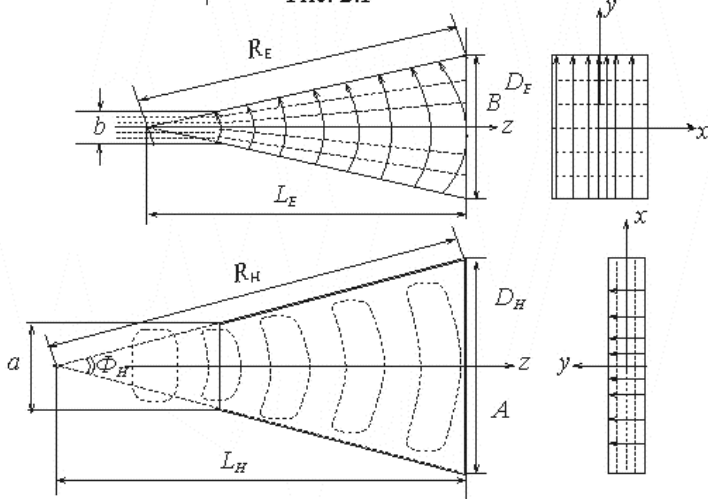


Рис. 2.2

Внаслідок цього поле в різних точках розкриття РА несинфазно, що призводить до зниження коефіцієнта спрямованої дії (КСД) РА в порівнянні із синфазною випромінюючою поверхнею, розміри якої

збігаються з розмірами розкриву РА. Очевидно, що максимальна різниця фаз $\Delta\psi_{\max}$ у розкритті РА має місце між крапками, що лежать у середині й на краях розкриття РА.

Форма діаграми спрямованості (ДС) РА в даній площині повністю визначається параметрами її поздовжнього перетину в цій площині. ДС РА містить сигароподібним головний пелюсток і невелике число слабких бічних пелюстків. Якісно залежність форми ДС РА від кута розкриття Φ при $L = \text{const}$ показана на рис. 3.3. При малих кутах Φ ширина ДС велика, тому що розміри розкриття РА незначні (рис. 2.3,а). Зі збільшенням Φ ДС спочатку звужується (рис. 3.3,б,в), КСД зростає, тому що збільшується розмір випромінюючої поверхні, яка поки залишається практично синфазною. При подальшому збільшенні кута Φ головний пелюсток ДС розширюється й спотворюється (рис. 3.3,г), оскільки фронт хвилі в рупорі усе більше викривляється, $\Delta\psi_{\max}$ зростає, КСД зменшується. Графіки нормованих залежностей КСД від розмірів розкриття й довжини E -секторіального й H -секторіального рупорів [1] наведені на рис. 3.4.

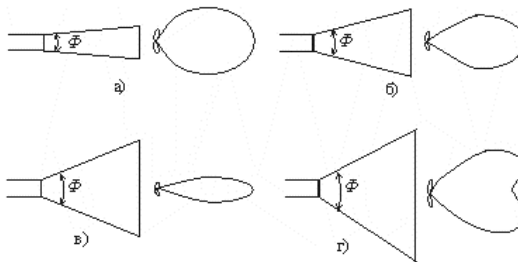


Рис. 3.3. Залежність форми ДС РА від кута розкриття Φ :

а) малий кут; б),в) збільшений кут; г) дуже збільшений кут

Оптимальним називається рупор, розміри розкриття якого підібрані таким чином, щоб при заданій довжині рупора одержати максимальний КСД. Максимальні значення D_E й D_H на графіках рис. 3.4 відповідають оптимальним параметрам секторальних РА. Аналіз [1] показує, що в E -секторальному рупорі максимум КСД досягається при:

$$\Psi_{\max}^E = \frac{\pi}{2} \quad \text{или} \quad R_{opt}^E = \frac{B^2}{2\lambda}, \quad (2.1)$$

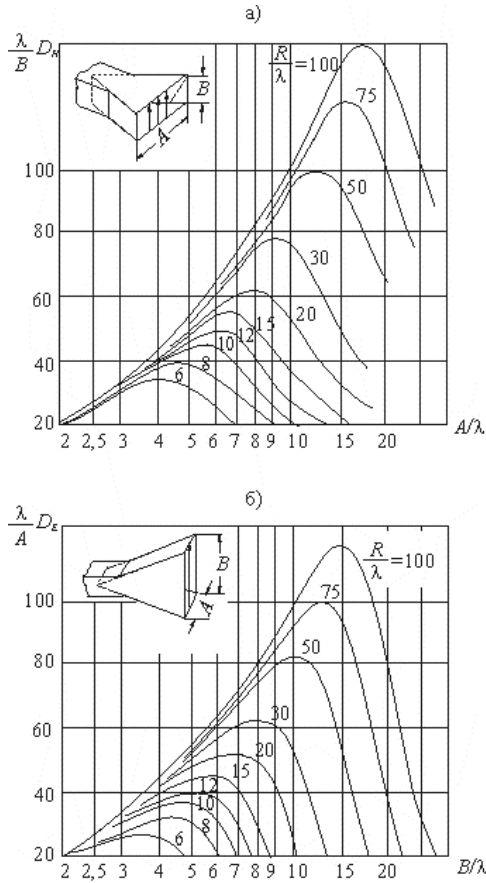


Рис. 3.4. Графіки нормованих залежностей КСФ від розриву і довжини рупора:

а) *E*-секторального; б) *H*-секторального.

У *H*-секторальному рупорі КСД максимальний при:

$$\Psi_{\max}^H = \frac{3\pi}{4} \text{ або } R_{\text{opt}}^H = \frac{A^2}{3\lambda} \quad (3.2)$$

Пірамідальний рупор буде оптимальним, якщо оптимальні відповідні йому *E*- і *H*-секторальні рупори. Формули (3.1) і (3.2) застосовні до пірамідального рупора з розмірами розриву *A* в *H*-площині й *B* в

E -площині. При визначення оптимальної довжини пірамідального рупора варто вибрати більшу з величин λ , знайдених з (3.1) і (3.2).

КСД пірамідального рупора обчислюється по формулі

$$D = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{A} D_E \right) \left(\frac{\lambda}{B} D_H \right), \quad (3.3)$$

значення $\left(\frac{\lambda}{A} D_E \right)$ і $\left(\frac{\lambda}{B} D_H \right)$ визначаються по графіках рис. 3.4. Втрати в РА, як правило, досить малі, що дозволяє вважати коефіцієнт корисної дії $PA = 1$, звідки коефіцієнт підсилення РА

$$G = \eta D \approx D. \quad (3.4)$$

Ширину головного пелюстка ДС пірамідального рупора за рівнем половинної потужності можна оцінити по формулах:

$$2\Delta\theta_{1/2}^E \approx 51^\circ \frac{\lambda}{B}, \quad 2\Delta\theta_{1/2}^H \approx 68^\circ \frac{\lambda}{A}. \quad (3.5)$$

3. Опис лабораторної установки й методики вимірів

Структурна схема лабораторної установки показана на рис. 3.5. Передавальна частина містить у собі генератор (Г), аттенюатор (Ат), вимірювальну лінію (ВЛ), погоджувальний трансформатор (Тр) і рупорну антену (РА1). Приймальна частина складається із приймального рупора (РА2) і вимірники потужності або детекторної секції з індикаторним приладом. Для зняття діаграми спрямованості (ДС) приймальний рупор встановлюється на поворотному пристрої, що забезпечує вимір ДС, в E - і H -площинах. У роботі використовуються два методи виміру коефіцієнта підсилення (КП) антен – *абсолютний* і *відносний*. При *абсолютному методі* на передавальних і приймальних кінцях встановлюються дві ідентичні антени. Метод передбачає одночасні виміри потужності P_2 на виході приймальної антени й потужності P_1 , що підводиться до передавальної антени. У загальному випадку потужності P_1 і P_2 пов'язані між собою співвідношенням:

$$P_2 = P_1 G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2, \quad (3.6)$$

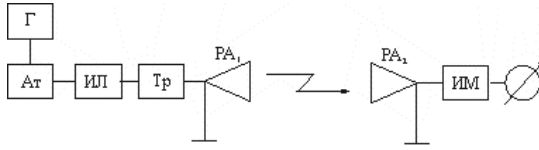


Рис. 3.5. Структурна схема лабораторної установки

де, G_1 й G_2 – КП передавальної й приймальної антен, r – відстань між фазовими центрами антен, λ – довжина хвилі. У нашому випадку передавальна й приймальня антени ідентичні, тобто $G_1 = G_2 = G$, і КП може бути знайдений по формулі:

$$G = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{P_2}{P_1}}. \quad (3.7)$$

Вимір КП *відносним методом* (методом порівняння) полягає в порівнянні КП досліджуваної антени з еталонною, КП якої відомий. Для цього досліджувану й еталонну антени по черзі підключають до генератора й, вимірюючи підведну до них потужності, знаходять відповідні потужності на приймальному кінці. КП досліджуваної антени може бути визначений за формулою:

$$G^A = G^E \frac{P_1^E}{P_1^A} \cdot \frac{P_2^E}{P_2^A}, \quad (3.8)$$

яка безпосередньо виходить з (3.6).

4. Порядок виконання роботи

1. Вивчити схему й основні елементи лабораторної установки, призначення й порядок використання вимірювальних приладів.
2. Виміряти й записати геометричні розміри досліджуваних у роботі рупорних антен.
3. Знайти ширину головного пелюстка ДС досліджуваних рупорних антен по формулах (3.4) і (3.5).
4. Зняти ДС зазначеної викладачем антени в H - і E -площиних.

Для цього необхідно орієнтувати приймальну й передавальну антени максимумом випромінювання один на одного, відрегулювати потужність генератора (або посилення вимірника потужності на приймальній стороні)

так, щоб максимум показань приймального індикатора перебував поблизу максимуму шкали. Потім, повертаючи приймальну антену в площині E , зняти залежність показань приймального індикатора від кута θ . Аналогічно знімається ДС у площині H . У процесі виміру не допускаються будь-які перебудови як на приймальному, так і на передавальних кінцях. Результати вимірів занести в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

θ°	$q_2(\theta)$	$F(\theta) = \sqrt{\frac{q_2(\theta)}{q_{2\max}}}$	ПРИМІТКА
			$2\Delta\theta_{1/2}^E =$ $2\Delta\theta_{1/2}^H =$

Як видно з табл. 3.1, при обробці результатів вимірів враховується квадратичний закон характеристики детектора.

За даними табл. 3.1 побудувати ДС в E - і H -площинах у прямокутній системі координат і визначити ширину головного пелюстка. Результати зрівняти з оцінками (3.4) і (3.5).

5. Виміряти КП рупорної антени абсолютним методом при використанні двох ідентичних антен. Методика виміру КП може трохи відрізнятись залежно від способу визначення відношення потужностей P_1/P_2 .

5.1. **Перший спосіб** – для виміру потужності використовується детекторна секція.

5.1.1. Приєднати детекторну секцію до виходу приймальної антени.

5.1.2. Орієнтувати приймальну й передавальну антени максимумом ДН один на одного. За допомогою погоджувального трансформатора, забезпечити узгодження передавальної антени з живильною її лінією.

5.1.3. Регулюючи потужність генератора, встановити зручне для відліку показання приймального індикатора й атенюатора на передавальній стороні N_2 .

5.1.4. Від'єднати детекторну секцію від приймальної антени й підключити її замість передавального рупора. За допомогою

погоджувального трансформатора, забезпечити узгодження детекторної секції з живильною лінією.

5.1.5. За допомогою атенюатора домогтися колишнього показання індикатора й записати нове показання атенюатора N_1 . Відношення потужностей P_1/P_2 у децибелах містить:

$$\left[P_1 / P_2 \right] \text{дБ} = 10 \lg \left[P_1 / P_2 \right] = N = N_1 - N_2. \quad (3.9)$$

Згідно з (3.7) КП в децибелах можна визначити за формулою:

$$G_{об}^E = 10 \lg \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) - \frac{N}{2}. \quad (3.10)$$

Результати вимірів і розрахунків записати в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

N_2 , дБ	N_1 , дБ	N , дБ	G^3 , дБ	G^3	ПРИМЕЧАНИЕ
					$r =$ $\lambda =$

5.2. **Другий спосіб** – для виміру потужностей використовується вимірник потужності (ВП).

5.2.1. Підключити ВП до виходу приймальної антени.

5.2.2. Орієнтувати приймальну й передавальну антени максимумом ДС один на одного. За допомогою погоджувального трансформатора, забезпечити узгодження передавальної антени з живильною її лінією.

5.2.3. Записати величину P_2 потужності на виході приймальної антени.

5.2.4. Відключити ВП від приймальної антени й підключити його замість передавального рупора. Переконатися в гарному узгодженні ВП з живильною лінією. Записати значення P_1 потужності, що подається на вхід передавальних антени.

5.2.5. Знайдені значення P_2 й P_1 підставити в (3.7) і знайти G^3 .

5.2.6. Якщо межі ВП не дозволяють зробити безпосередній відлік P_1 , необхідно збільшити загасання, внесені атенюатором до величини N_1 , що

забезпечує рівність $P_1 = P_2$. Потім КП визначається за формулами (3.9) і (3.10).

Результати вимірів і розрахунків записуються в табл. 3.2.

6. Виміряти КП рупорної антени відносним методом (методом порівняння), використовуючи в якості еталонної антену, КП якої визначений абсолютним методом у п. 5.

Для цього до генератора підключається еталонна антена, і за допомогою ВП вимірюється потужність на виході приймальної антени P_2^E . Потім на місце еталонної антени встановлюється досліджувана антена, вимірюється відповідна потужність на виході приймальної антени P_2^A і визначається вхідне в (3.8) відношення P_2^A / P_2^E . Якщо для оцінки потужності використовується детекторна секція, то з обліком квадратичності детектора відношення:

$$\frac{P_2^A}{P_2^E} = \frac{q_2^A}{q_2^E}, \quad (3.11)$$

де q_2^A і q_2^E – показання приймального індикатора відповідно при включенні на передачу досліджуваної й еталонної антени.

Вхідне в (3.8) відношення потужностей P_1^E / P_1^A , під'єднаних до еталонної й досліджуваної антен, можна визначити, вимірюючи напруги у вузлах і пучностях на вимірювальній лінії при живленні еталонної u_{\min}^E, u_{\max}^E й досліджуваної u_{\min}^A, u_{\max}^A антен, тобто

$$\frac{P_1^E}{P_1^A} = \frac{u_{\min}^E u_{\max}^E}{u_{\min}^A u_{\max}^A}.$$

З обліком квадратичності характеристики детектора вимірювальної лінії:

$$\frac{P_1^E}{P_1^A} = \sqrt{\frac{\xi_{\min}^E \xi_{\max}^E}{\xi_{\min}^A \xi_{\max}^A}}, \quad (3.12)$$

де $\xi_{\min}^E, \xi_{\max}^E, \xi_{\min}^A, \xi_{\max}^A$ – показання індикатора вимірювальної лінії при живленні еталонної й досліджуваної антен відповідно.

Для визначення G^A відношення (3.11) і (3.12) підставляються в (3.8). Результати вимірів і розрахунків заносяться в табл. 3.3.

Таблиця 3.3

Антенa	P_2 або q_2	ξ_{\min}	ξ_{\max}	G
еталонна				
досліджувана				

5. Зміст звіту

1. Структурна схема лабораторної установки.
2. ДС рупорної антени в E - і H -площинах, побудовані в прямокутній системі координат.
3. Розрахункові й експериментальні значення ширини головного пелюстка ДС рупорної антени.
4. Табл. 3.2. й 3.3 з результатами вимірів і розрахунків.

6. Контрольні запитання

1. Пояснити пристрій і принцип дії рупорної антени (РА).
2. Чим визначаються спрямовані властивості РА?
3. Дати визначення КСД і КП антени.
4. Як визначається ширина головного пелюстка ДС?
5. У чому полягає істинність абсолютного методу виміру КП антени?
6. Пояснити процедуру виміру КП антени методом порівняння.
7. Пояснити використовуваний у роботі метод порівняння потужностей, що підводяться до двох антен.

Лабораторна робота 4

Дослідження ромбічної антени

1. Мета роботи

1. Ознайомлення з конструкцією ромбічної антени.
2. Експериментальне дослідження спрямованих властивостей ромбічної антени.

2. Методичні рекомендації щодо самопідготовки

При підготовці до виконання лабораторної роботи необхідно вивчити розділи курсу, присвячені ромбічній антені [1, § 14] або [2, § 18.3].

2.1. Ромбічна антена (РА) відноситься до числа гостро направлених діапазонних антен, які застосовуються для магістрального зв'язку на коротких хвилях. Схема РА наведена на рис. 4.1. Вона являє собою систему з чотирьох горизонтальних проводів довжиною l , підвішених у формі ромба на опорах на висоті H . З одного боку проводи РА з'єднуються двопровідним фідером, що йде до передавача або приймача, з іншого боку – антена замикається на опір, рівний її хвильовому опору W . Із цієї причини в РА встановлюється режим біжучої хвилі і її вхідний опір близько до W у широкому діапазоні хвиль.

2.2. Як відомо, провід із біжучою хвилею струму створює випромінювання, максимум якого спрямований під кутом до осі проводу (рис. 4.2). Цей кут тим менше, чим довше провід. При належному виборі довжини сторони ромба l у порівнянні з робочою довжиною хвилі λ_0 і кутів φ і Φ (рис. 4.3) поля випромінювання всіх сторін ромба складаються уздовж великої діагоналі РА в напрямку біжучої хвилі. Таким чином, напрямком головного випромінювання РА в горизонтальній площині збігається з великою діагоналлю ромба. Вектор \vec{E} поля випромінювання РА має горизонтальну поляризацію, причому спрямовану паралельно малої діагоналі ромба. Напрямок максимуму випромінювання РА у вертикальній площині Δ_{\max} залежить як від розмірів ромба, так і від висоти підвісу РА над землею H . Зі зменшенням робочої довжини хвилі головний пелюсток діаграми спрямованості РА у вертикальній площині «притискається» до землі (рис. 4.6).

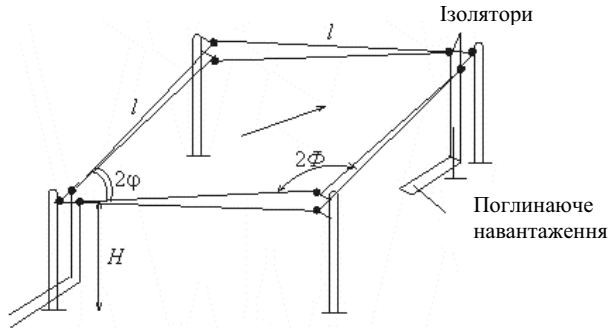


Рис. 4.1. Схема ромбічної антени

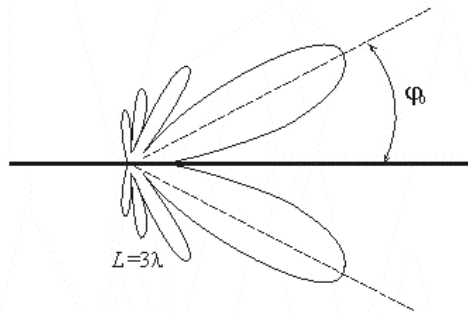


Рис. 4.2. Випромінювання проводу з біжучою хвилею струму

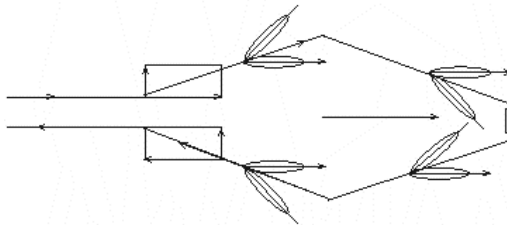


Рис. 4.3. Схема формування діаграми направленості ромбічної антени

Формули [9] розрахунку діаграми спрямованості (ДС) РА в головних площинах наведені в додатку.1[9]. Відзначимо, що під ДС РА в горизонтальній площині, як правило, мають на увазі ДС антени в площині (точніше, конічної поверхні) максимального випромінювання $\Delta = \Delta_{\max}$.

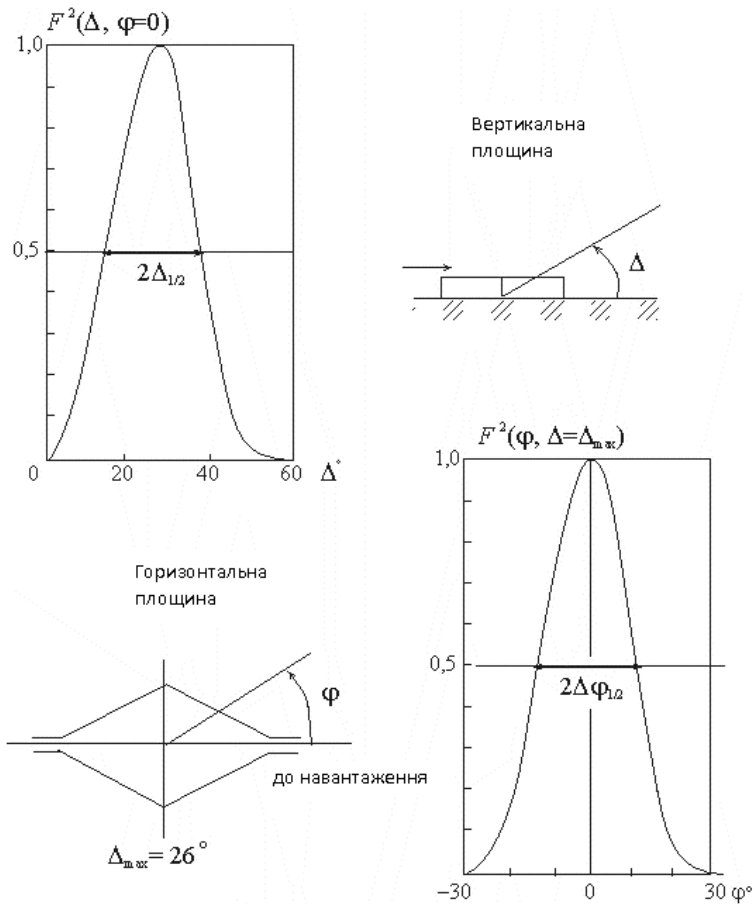


Рис. 4.4. Діаграма направленості антени $РГ \frac{57}{1,7} 0,5$

Відстань між проводами РА уздовж антени змінюється. Через це хвильовий опір РА збільшується від ~ 600 Ом у гострих кутах до ~ 1000 Ом у тупих, що викликає додаткові відбиття й порушує режим біжучої хвилі. Щоб зробити зміни хвильового опору менш істотним, кожну сторону ромба виконують із двох проводів, що розходяться в міру наближення до тупого кута РА (рис. 4.1). РА зберігає спрямовані властивості в широкому діапазоні хвиль. Границями використовуваного діапазону хвиль λ_{\min} й λ_{\max} є ті хвилі, на яких коефіцієнт підсилення (КП)

антени падає до 0,5 від максимального значення G_{\max} , що відповідає центральній довжині хвилі λ_0 . КСД і КП ромбічної антени можуть бути приблизно визначені по ширині ДС:

$$D = \frac{3,4 \cdot 10^4}{\sqrt{(2\Delta_{1/2})(2\Delta\phi_{1/2})}}; \quad (1)$$

$$G = \eta D, \quad (2)$$

де $2\Delta\phi_{1/2}$ – ширина головного пелюстка ДС у горизонтальній площині, $2\Delta_{1/2}$ – ширина головного пелюстка ДС у вертикальній площині (у градусах); η – коефіцієнт корисної дії (ККД) РА. З теорії РА відомо, що

$$\eta \approx 1 - \exp\left(-\frac{R_{\Sigma}}{W}\right), \quad (3)$$

де R_{Σ} – опір випромінювання РА, W – хвильовий опір фідера. Опір випромінювання РА може бути знайдений по формулі, Ом

$$R_{\Sigma} \approx 240 \left(\ln 2kl - \text{Ci } kx + \frac{\sin 2kl}{2kl} - 0,423 \right), \quad (4)$$

де l – довжина сторони ромба, $k = 2\pi / \lambda$ – хвильове число, $\text{Ci } x$ – інтегральний косинус від аргументу x . Графіки залежностей R_{Σ} і η від відношення l / λ , розрахованих по формулах (4) і (3), показані на рис. 4.5. РА прості по конструкції, працюють у широкому діапазоні частот, не вимагають ніяких налаштувань і регулювань. Поряд із цими перевагами РА мають низку істотних недоліків, основними з яких є високий рівень бічних пелюстків, низький ККД і більша площа, яку займає антена.

РА умовно позначається в такий спосіб:

$$\text{РГ} \frac{\Phi}{(l/\lambda_0)} (H/\lambda_0) \quad (\text{наприклад, РГ} \frac{65}{4} 1),$$

де РГ означає «ромб горизонтальний»; Φ – половина тупого кута ромба в градусах (65°); (l / λ_0) – відносна довжина сторони ромба ($l = 4\lambda_0$); (H/λ_0) – відносна висота підвісу РА ($H = \lambda_0$).

3. Опис лабораторної установки й методики вимірів

У роботі досліджується РА з довжиною сторони ромба $l = 34$ см, з гострим кутом $2\varphi = 66^\circ$, підвішена на висоті $H = 10$ см над металевим екраном діаметром 1м, що імітує землю. Центральна робоча довжина хвилі $\lambda_0 = 20$ см, так що досліджувана РА може бути позначена як:

$$P\Gamma \frac{57}{1,7} 0,5.$$

Екран укріплений на підставці, що обертається, з лімбами, по яких відраховують кути повороту у вертикальній (від 0° до 90°) і горизонтальної (від 0° до 360°) площинах. РА досліджується в режимі прийому, тому з однієї сторони головної діагоналі ромб навантажений на опір $W = 600$ Ом, з іншої сторони між проводами РА включений кристалічний детектор, з'єднаний з підсилювачем постійного струму. Як передавальна антена використовується параболічна антена з опромінювачем у вигляді горизонтально розташованого напівхвильового симетричного вібратора.

4. Порядок виконання роботи

4.1. Розрахунки

1. Розрахувати ДС антени по потужності у вертикальній площині на центральній хвилі $\lambda_0 = 20$ см. Визначити напрямок максимального випромінювання Δ_{\max}^o й розрахувати ДС антени в горизонтальній площині при $\Delta = \Delta_{\max}^o$. Побудувати розраховані ДС у межах головного пелюстка в прямокутній системі координат, як показано на рис. 4.4.

2. Розрахувати ДС антени у вертикальній площині для трьох значень довжини хвиль λ_1 , λ_2 й λ_3 , що задаються викладачем. Для контролю результатів на рис.4.6 наведена розрахована для досліджуваної РА залежність Δ_{\max} від відношення l/λ .

3. За формулами (3) і (4) або по графіках рис. 4.5 знайти ККД досліджуваної антени η для хвиль $\lambda_0, \dots, \lambda_3$. Записати значення η у табл.4.3.

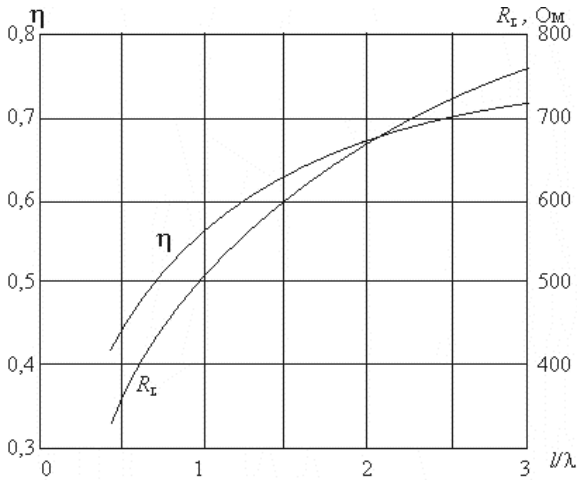


Рис. 4.5

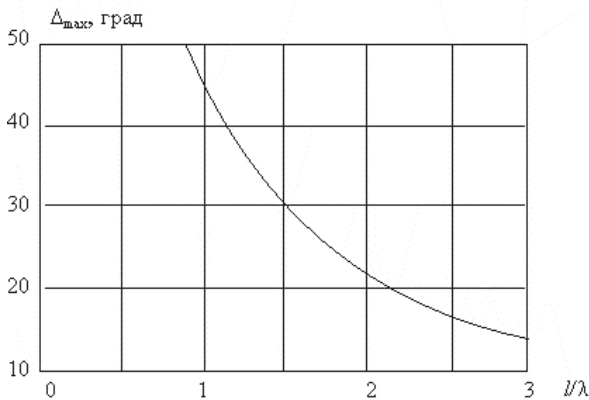


Рис. 4.6

4.2. Виміри

1. Ознайомитися з конструкцією досліджуваної приймальної РА.
2. Зняти ДС досліджуваної антени по потужності у вертикальній площині на центральній хвилі $\lambda_0 = 20$ см. Виміри проводити в межах головного пелюстка ДС. Результати вимірів записати в табл. 4.1 (q – показання приладу).

Таблиця 4.1

Δ°	$q(\Delta)$	$F^2(\Delta) = \frac{q(\Delta)}{q(\Delta_{\max})}$	Примітки

3. Зняти ДС досліджуваної антени по потужності в горизонтальній площині на центральній хвилі $\lambda_0 = 20$ см при $\Delta = \Delta_{\max}^0$. Виміри проводити в межах головного пелюстка. Результати вимірів записати в табл. 4.2.

Таблиця 4.2

φ°	$q(\varphi)$		Примітки

4. Зняти ДС антени по потужності у вертикальній площині на хвилях λ_1, λ_2 й λ_3 у межах головного пелюстка. Для запису результатів вимірів використати табл.4.1. Значення Δ_{\max} записати в табл. 4.3.

4.3 Обробка результатів розрахунків і вимірів

1. За даними табл. 4.1 й 4.2 побудувати нормовані ДС досліджуваної РА в прямокутній системі координат. Зрівняти обмірювані ДС із розрахунковими.
2. За знайденими ДС визначити ширину головного пелюстка ДС за рівнем половинної потужності в горизонтальній і вертикальній площинах.
3. За формулами (1) і (2) визначити КСД і КП досліджуваної антени на хвилях $\lambda_{0...3}$. Результати записати в табл. 4.3.

Таблиця 4.3

λ	Δ_{\max}	$2\Delta_{1/2}$	$2\varphi\Delta_{1/2}$	η	D	G
λ_0						
λ_1						
λ_2						
λ_3						

5. Зміст звіту

1. Розраховані й обмірювані ДС досліджуваної РА у вертикальній і горизонтальній площинах у прямокутній системі координат.
2. Табл. 4.3, заповнена за результатами вимірів.
3. Графік залежності $G(\lambda)$ за даними табл. 4.3.
4. Висновки по роботі.

6. Контрольні запитання

1. Як випромінює провід із біжучою хвилею струму?
2. Як формується діаграма спрямованості ромбічної антени?
3. Чому навантажувальний опір передавальної ромбічної антени виконується у вигляді довгої лінії?
4. Які переваги й недоліки ромбічної антени?
5. У якому діапазоні хвиль використовуються ромбічні антени?

Лабораторна робота 5

Узгодження антенно-фідерного пристрою з приймачем-передавачем

1. Мета роботи

Одержати загальні подання про способи узгодження пристроїв передачі та прийому інформації з каналом зв'язку, наприклад, антен і кабельних (фідерних) з виходом передавача або із входом приймача, отримати навички розрахунків і вимірів при узгодженні каналів телекомунікаційних систем.

2. Загальні відомості

Відомо, що для передачі найбільшої потужності від джерела в навантаження необхідно забезпечити рівність їхніх опорів, тобто виконати узгодження навантаження та джерела сигналу. Якщо такого узгодження нема, то не вся можлива потужність надходить у навантаження і енергетичний потенціал радіосистеми зменшується. Це призводить до того, що при відсутності узгодження між передавачем й елементами антенно-фідерного пристрою потужність, випромінювана антеною, стає менше потужності в режимі узгодження, а у випадку приймача на його вхід з антени надходить не весь корисний сигнал, а тільки його частина, що при обліку власних шумів підсилювальних каскадів призводить до зменшення відношення сигнал/шум на виході приймача.

Але не лише енергетичний фактор змушує турбуватися про узгодження радіотехнічних пристроїв і каналів зв'язку. Навіть у випадках, коли існує багаторазовий запас енергетичного потенціалу, необхідно турбуватися про дотримання узгодження. Це стане зрозумілим, якщо врахувати, що довжина фідерної лінії, по якій енергія надходить від антени до радіоприймача (або від передавача до антени) може бути порівняно великий, і при відсутності узгодження в антенно-фідерному тракті частина енергії, що поширюється по фідері, не надходить у навантаження, а відбивається від місця з'єднання фідера з навантаженням і поширюється у зворотному напрямку. Ця частина може відбитися від протилежного кінця фідера й знову надійти в навантаження. Таке явище називається реверберацією, і приводить до появи серії убутних по амплітуді сигналів, затриманих на час, рівний подвоєному часу поширення сигналу по фідері. Для повільно змінних в часі, вузько смугових сигналів це явище не призводить до помітних перекручувань, але у разі імпульсних, широкосмугових сигналів (наприклад, телевізійне або цифрових) явище реверберації викликає істотні перекручування. На екрані телевізора в такій ситуації з'являються багаторазові відбиття, зображення стають

багатоконтурними і якість прийому значно погіршується, а при передачі даних по локальних мережах з'являються збої.

Завдання узгодження пристроїв передачі інформації з каналом зв'язку, наприклад, радіопередавача (TX), радіоприймача (RX) або об'єднаного в одній конструкції прийомо-передавача (TRX) з фідерною лінією (ФЛ) і антеною (А) у загальному випадку ілюструє рис. 5.1.

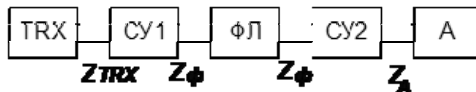


Рис. 5.1. Схема узгодженого приймача-передавача з фідерною лінією та антеною

На цьому рисунку СУ1 – узгоджений пристрій для узгодження вихідного опору самого передавача (або приймача) Z_{TRX} з фідерною лінією (ФЛ), а СУ2 – узгоджений пристрій для узгодження опору $Z_{ФЛ}$ з антеною, що має опір Z_A . Якщо антена розташована поблизу TRX, тоді відпадає необхідність використання ФЛ та одного із погоджувальних пристроїв. У загальному випадку всі опори на рис. 5.1 комплексні й складаються з активного опору R і реактивного X , тобто $Z=R+iX$. У якості ФЛ звичайно застосовують стандартні пристрої у вигляді коаксіального кабелю, симетричного двопроводового кабелю або двопроводової, чотирипровідової повітряної лінії. Такі ФЛ характеризуються хвильовим опором ρ , причому для роботи в широкому діапазоні частот ФЛ виготовляють таким чином, щоб ρ у робочому діапазоні мало тільки активний опір. Із цієї причини СУ1 звичайно входить до складу TRX і розраховується на чисто активне стандартний вхідний/вихідний опір. Для несиметричного виходу TRX, до якого підключається коаксіальний кабель, стандартом є значення 50 або 75 Ом. Іноді використовується симетричний вихід, розрахований на опір 300 або 600 Ом.

Таким чином, узгодження ФЛ із TRX здійснюється шляхом вибору відповідного кабелю або повітряної лінії із хвильовим опором ρ , рівним вихідному опору TX (вхідному опору RX) відповідно до технічного опису. Для узгодження антени із хвильовим опором фідера можна вибрати таку конструкцію антени, щоб $Z_A=\rho$, тоді СУ2 також не буде потрібно й можна антену безпосередньо з'єднати із ФЛ. Зазначимо, що в цьому випадку необхідно, щоб опір антени був чисто активним, тобто $Z_A=R_A=\rho$. В інших випадках, коли наявна антена має Z_A не рівним ρ , потрібно СУ. Така ситуація може виникнути при використанні стандартних антен з $R_A \neq \rho$ або

у разі розробки антен не за критерієм рівності опорів $R_A = \rho$, а за іншими критеріями, наприклад, за найбільшим коефіцієнтом підсилення G , більшої широкосмуговості, малих геометричних розмірів і т.д. Одночасно задовольнити двом різним вимогам: $Z_A = \rho$ і, наприклад, $G = G_{max}$, як правило, не вдається. Завдання ускладнюється й при обліку частотної залежності параметрів антени, у тому числі й Z_A , при роботі прийомо-передавача в широкій смузі частот. Для оцінки ступеня узгодження використовуються нижче перераховані параметри.

Коефіцієнт відбиття по напрузі показує відношення напруги відбитої хвилі U_2 до напруги спадної хвилі U_1 :

$$K_{Biq} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_A - Z_\Phi}{Z_A + Z_\Phi}.$$

У режимі узгодження, коли $Z_A = Z_\Phi$, $K_{omp} = 0$, а в загальному випадку K_{omp} є комплексною величиною, тобто враховує не тільки амплітуду, але й фазу відбитої хвилі.

Коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ):

$$КСХ = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{|U_1| + |U_2|}{|U_1| - |U_2|} = \frac{1 + \frac{|U_2|}{|U_1|}}{1 - \frac{|U_2|}{|U_1|}} = \frac{1 + |K_{Biq}|}{1 - |K_{Biq}|},$$

де $КСХ$ – дійсна величина, змінюється від 1 (ідеальне узгодження) до ∞ . На практиці часто гарним узгодженням вважається $КСХ \leq 1,5$. У випадку чисто активних опорів $Z_\Phi = \rho$ і $Z_A = R_A$:

$$КСХ = \frac{R_A}{\rho} \quad R_A \geq \rho$$

$$КСХ = \frac{\rho}{R_A} \quad \rho \geq R_A.$$

Коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ):

$$КБХ = \frac{1}{КСХ} = \frac{U_{min}}{U_{max}} = \frac{1 - |K_{Biq}|}{1 + |K_{Biq}|}.$$

$КБХ$ змінюється від 1 (ідеальне узгодження) до 0.

3. Способи узгодження

На практиці застосовується кілька основних способів узгодження фідерної лінії з антеною, причому ясно, що для узгодження не можуть бути використані СУ з резисторами, оскільки це призведе до втрат енергії при передачі або прийомі й загальні параметри всієї радіотехнічної системи – потужність випромінювання, чутливість приймача, а як наслідок цього й дальність дії – значно погіршаться.

3.1. П-подібний контур. Складається із трьох реактивних елементів Z_1 , Z_2 та L і призначений для трансформації вхідного опору $Z_1=R_1+i_1$ у вихідний опір $Z_2=R_2+i_2$.

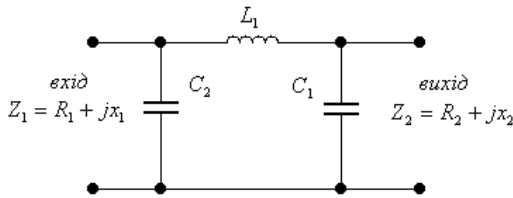


Рис. 5.2. Схема узгоджувального П-подібного контуру

Як видно з рис. 5.2, П-подібний контур є ФНЧ третього порядку. Його частота зрізу повинна бути вище максимальної робочої частоти. Недоліком цього погоджувального пристрою є його вузькосмуговість. При зміні діапазону частот потрібно перестроїти всі три реактивних елементи. Достоїнством служить можливість узгодження як реактивних, так й активних складових опорів.

3.2 Широкозмуговий трансформатор. Він містить дві обмотки на кільці з магнітного матеріалу: первинну із кількістю витків W_1 і вторинну із кількістю витків W_2 .

Коефіцієнт трансформації $n = W_2/W_1$ дозволяє перетворити вхідний опір Z_1 у вихідне Z_2 :

$$Z_2=R_2+i_2 = n^2 Z_1 = n^2 R_1+n^2 i_1.$$

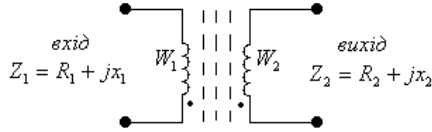


Рис. 5.3. Схема узгоджувального широкосмугового трансформатора

Як видно з цієї формули, зміна реактивної й активної складових опору відбувається за одноковою кількістю разів, тому домогтися довільного співвідношення між R_2 й X_2 відповідно до вимог узгодження в цьому СУ неможливо. У зв'язку із цим даний метод застосовується для узгодження тільки активних опорів, коли реактивності й з боку входу й з боку виходу рівні 0:

$$Z_2 = R_2 = n^2 R_1.$$

Достоїнством такого СУ пристрою є його більша широкосмуговість, а також можливість одночасно з узгодженням одержати симетричний вихід для підключення до симетричної антени або фідерної лінії. Недоліком схеми, як ми вже відзначали, - неможливість узгодження одночасно по активному й реактивному опорам, а також значні втрати енергії в магнітному осерді при використанні СУ на виході потужних передавачів.

3.3 Компенсуюча реактивність. Якщо антена має активний опір рівне хвильовому опору фідера, тобто $R_A = \rho$, те її реактивний опір можна компенсувати, включивши послідовно з антеною додаткову реактивність тієї самої величини, але протилежного знака. Якщо $R_A \neq \rho$, після такої компенсації можна трансформувати R_A в $R'_A = \rho$ з використанням широкосмугового трансформатора.

4. Узгодження вертикальних вібраторів

Розглянемо спосіб узгодження з фідером вертикальних несиметричних вібраторних антен, які широко застосовуються в системах рухомого радіозв'язку. Відомо, що для вертикального чвертьхвильового ($L = \lambda/4$, де λ - довжина хвилі) вібратора, розташованого над рівною ідеально провідною горизонтальною поверхнею (рис. 4а), опір чисто активне й дорівнює половині опору напівхвильового вібратора, що перебуває у вільному просторі, тобто 36,5 Ом.

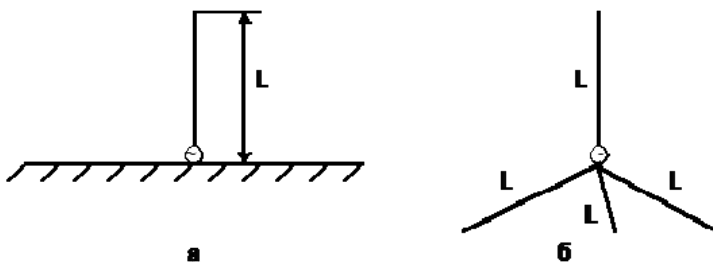


Рис. 5.4. Схема несиметричної вібраторної антени: *а* – вертикальний несиметричний вібратор, *б* – антена Ground Plane

Для узгодження такої антени з радіотехнічним пристроєм, що має опір 50 або 75 Ом можна застосувати СУ у вигляді П-подібного контуру або широкосмугового трансформатора, а можна змінити конструкцію антени, одночасно спростивши її практичну реалізацію. Для цього провідна поверхня заміняється трьома противагами довжиною $L=\lambda/4$, як і у самого вібратора, причому противаги розташовуються під кутом 135° до вібратора. Така конструкція має чисто активний опір приблизно рівний 50 Ом і зветься антеною Ground Plane (скорочено GP, рис. 5.4б) і може підключатися до TRX безпосередньо, без СУ.

Для поліпшення спрямованих у вертикальній площині властивостей подібної антени потрібно збільшити довжину її вібратора. Але при цьому змінюється активний опір R_A й з'являється реактивна складова X_A індуктивного характеру. Для узгодження такої антени необхідно компенсувати реактивність X_A , увівши додатково реактивність протилежного знака, тобто ємність, а потім трансформувати R_A в $R'_A=\rho$. Якщо активний опір антени дорівнює хвильовому опорю кабелю, то ця операція не буде потрібна.

В деяких випадках при використанні антен переносними або автомобільними засобами зв'язку розміри $L=\lambda/4$ є надмірно великими. Із цієї причини застосовують укорочені вертикальні вібратори з $L<\lambda/4$. Реактивний опір такої антени має ємнісний характер і може бути скомпенсовано послідовним включенням індуктивності відповідної величини. Подальше узгодження здійснюється шляхом трансформації R_A в $R'_A=\rho$. Укорочені антени можуть виготовлятися у вигляді крученої спіралі, що одночасно є й індуктивністю, що компенсує, і випромінюючим вібратором. Такими конструкціями обладнані практично всі радіотелефони систем рухомого зв'язку.

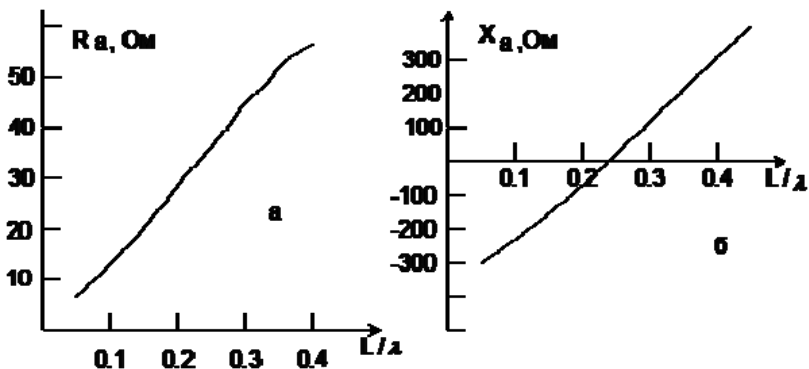


Рис. 5.5. Графік залежності опору вертикального вібратора від відношення L/λ : *a* – активної складової, *б* – реактивної складової

На рис. 5.5 показана залежність активного опору вертикального вібратора R_A (а) і його реактивного опору X_A (б) залежно від відношення L/λ . Зазначимо, що $X_A > 0$ відповідає індуктивному, а $X_A < 0$ – ємнісним опорам.

Із рис. 5.5,а, 5.5,б видно, що активний опір антени для $L/\lambda < 0,5$ збільшується із зростанням L/λ . Для $L/\lambda = 1/4$, $R_A = 36,5$ Ом. Для більш коротких антен R_A сильно падає й становить одиниці Ом. Варто пам'ятати, що дані графіки побудовані для ідеалізованої ситуації, коли вібратор розташований над плоскою, добре провідною поверхнею. На практиці роль провідної поверхні виконує противага, корпус радіостанції, поверхня даху й т.д. У цих предметах через втрати енергії виникає активний опір, що, поєднуючись із опором вібратора, збільшує R_A . Тому для коротких антен реальне значення R_A значно більше зазначених на рис. 5.5,а, а ККД таких антен через втрати істотно нижче одиниці.

5. Виконання лабораторної роботи

Для виконання лабораторної роботи потрібна радіостанція типу «Alan-48 plus», прилад «КСВ-метр», еквівалент антени, зовнішня антена GP з фідерною лінією у вигляді коаксіального кабелю з $\rho = 50$ Ом, довжина антени $L = \lambda_{ср}/4$, де $\lambda_{ср}$ - середня довжина хвилі радіостанції «Alan-48 plus», укорочена антена з $L = 1$ м, подовжена антена з $L = 3$ м і узгоджений пристрій з набору ємностей й індуктивностей.

5.1 Перевірка «КСВ-метр». Необхідно зібрати установку з радіостанції, «КСВ-метр» (SWR – англійський аналог скорочення KCB) і

еквівалента антени. Провести вимір КСХ у трьох різних точках діапазону роботи «Alan-48 plus». Для вимірів поставити перемикач PWR/SWR у положення SWR, а положення іншого перемикача FWD (пряма хвиля) установити регулятором стрілку на кінець шкали (SET). Потім у положенні REF (зворотна хвиля) по нижній шкалі приладу SWR відрахувати показання. Ясно, що якщо вихідний опір радіостанції дорівнює опору еквівалента антени, узгодження повинне бути повним і КСВ рівним одиниці. У реальних умовах припустиме значення $КСВ \leq 1,2$.

5.2 Вимір частотної залежності КСВ зовнішньої антени

Замість еквівалента антени до приладу «КСВ-метр» підключити роз'єм кабелю, з'єднаного з антеною GP. Виміряти КСХ у всьому діапазоні роботи радіостанції. Число точок, у яких проводиться вимір, близько 20 (через 20 каналів). Побудувати графік залежності КСХ від частоти. За графіком визначити діапазон задовільного узгодження ($КСХ < 1,5$) і оптимальну частоту антени (мінімум КСХ).

5.3 Узгодження вкороченої антени з виходом TRX

Спочатку за методикою пункту 2 зняти частотну залежність КСХ для вкороченої антени, приєднаної до приладу «КСВ-метр» безпосередньо без СУ. Потім за графіком рис. 5.5,б визначити величину й тип реактивного елемента необхідного для компенсації реактивного опору антени на каналі 20 D.

Підключити СУ та вибрати реактивність, найбільш близьку до результатів розрахунків. Повторити вимір частотної залежності КСХ. Побудувати два графіки та відзначити область задовільного узгодження.

5. Зміст звіту

1. Структурна схема робочої установки.
2. Графік залежності КСХ від частоти.
3. Тип і значення реактивного елемента необхідного для компенсації реактивного опору антени.
4. Висновки по роботі.

6. Контрольні питання

1. Що таке коефіцієнт відбиття хвилі?
2. Що таке коефіцієнт стоячої хвилі?
3. Що таке коефіцієнт біжучої хвилі?
4. Які застосовуються способи узгодження фідерної лінії з антеною?
5. Яким приладом вимірюється КСХ? Алгоритм вимірів.

Список рекомендованої літератури

1. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства. – М.: Связь, 1977. – 440 с.
2. Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д. Антенно-фидерные устройства. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
3. Тарнецкий А.А., Осипов Д.Д. Антенны судовой радиосвязи. – Л.: Судпромгиз, 1960. – 236 с.
4. Фальковский О.И. Техническая электродинамика. - М.: Связь, 1978. – 430с.
5. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовича, И. Стигана. – Л.: Энергия, 1966. – 648 с.
6. Фрадин А.З. Антенны сверхвысоких частот. - М.: Советское радио, 1957. – 648 с.
7. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Советское радио, 1972. – 320 с.
8. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П. и др. Коротковолновые антенны. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
9. Дробкин А. Л. и др.. Антенно-фидерные устройства. – М.: Советское радио, 1974. – 465 с.

Навчально-методичне видання

Пасічник Леонід Павлович

Радіотехнічні системи залізничного транспорту

Частина 1

Методичні рекомендації

щодо виконання лабораторних робіт для студентів спеціальності
7.092507 «Автоматика і автоматизація на транспорті»
усіх форм навчання

Відповідальний за випуск: Л. П. Пасічник

Підписано до друку 6.05.07 р. Формат 60×84/16, папір офсетний,
спосіб друку – ризографія. Замовлення № 74-09, тираж 100 прим.

Надруковано у Редакційно-видавничому центрі ДЕГУТ
Свідоцтво про реєстрацію Серія ДК № 3079 від 27.12.2007р.
Київ-49, вул. Миколи Лукашевича, 19

