

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Харківський національний університет
імені В.Н. Каразіна
Факультет радіофізики, біомедичної електроніки і комп'ютерних систем
Кафедра прикладної електродинаміки

«Затверджую»

Завідувач кафедри
прикладної електродинаміки

М.М. Горобець

проф. Горобець М.М.

«___» _____ 2024 р.

Кваліфікаційна робота магістра

на тему: «ЕНЕРГЕТИЧНІ ТА ПОЛЯРИЗАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ
РУПОРНИХ АНТЕН З ДОВІЛЬНОЮ ПОЛЯРИЗАЦІЄЮ»

Виконав: студент 2 курсу магістратури,
групи РР-67

Спеціальності 105 – прикладна фізика
та наноматеріали

Г.А. Сагайдаченко *Г.А. Сагайдаченко*

Керівник: доктор фіз.-мат. наук, професор
Горобець М.М. *М.М. Горобець*

Рецензент: кандидат фіз.-мат. наук,
доцент А.М. Цимбал *А.М. Цимбал*

Харків – 2024 рік

Анотація

Кваліфікаційна робота бакалавра має 22 аркуші рукописного тексту, 2 рисунка, 1 таблицю і 13 джерел використаної літератури.

На підставі аналізу науково-технічної літератури показано, що рупорні антени і їх різні модифікації перспективні як опромінювачі гостроспрямованих дзеркальних антен, оптимізованих по максимуму коефіцієнта підсилення. У міліметровому діапазоні рупорні антени перспективні і як самостійні антени. Отримано формули для розрахунку енергетичних і поляризаційних характеристик випромінювання апертурних антен, збуджуваних електромагнітною хвилею з довільною поляризацією відомих джерел електромагнітного випромінювання у розкритті.

Розроблено методику розрахунку спрямованих і поляризаційних характеристик рупорних антен, збуджуваних хвильоводними турнікетними сполученнями.

Abstract

Qualifying work bachelor contains 22 pages of handwritten text, 2 figures, 1 table, and 13 sources of literature.

Based on the analysis of scientific literature shows that horn antennas and their modifications are promising as irradiators highly directional reflector antennas optimized for maximum gain. In the millimeter-wave horn antennas are promising as independent antenna. The formulas for calculating the energy and polarization characteristics of the emission aperture antennas excited by an electromagnetic wave of arbitrary polarization known sources of electromagnetic radiation in the aperture. The method of calculation of directional and polarization characteristics of the horn antennas excited waveguide turnstile connections.

ЗМІСТ

ВСТУП	5
1. БУДОВА І ПРИНЦИП РОБОТИ РУПОРНИХ АНТЕН	6
1.1. Загальні відомості про техніку рупорних антен	6
1.2. Характеристики спрямованості рупорних антен	7
1.3. Застосування рупорних антен у сучасній антенній техніці	7
1.4. Характеристики та основні формули	8
МЕТОДИКА ВИРІШЕННЯ ЗОВНІШНЬОЇ ЗАДАЧІ	
2. ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ ПРО ВИПРОМІНЮВАННЯ РУПОРНИХ АНТЕН	11
2.1. Постановка задачі	11
2.2. Методика розрахунку просторових характеристик антен із довільною еліптичною поляризацією	11
2.3. Методика розрахунку просторових характеристик напрямленості для розрахунку поляризаційних діаграм напрямленості у ближній та проміжній зонах	12
3. РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ	17
3.1. Ближня зона та фазовий центр антени	17
3.2. Діаграма спрямованості рупорної антени	18
ВИСНОВКИ	21
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	22

ВСТУП

Рупорні антени давно і широко застосовуються в антенній техніці на надвисоких частотах. Останнім часом області застосування значно розширилися, особливо у діапазоні міліметрових хвиль. Великий інтерес для практики становлять питання створення рупорних антен з круговою, еліптичною та довільною керованою поляризацією. Такі антени можуть бути використані як опромінювачі гостроспрямованих дзеркальних та лінзових антен з високими характеристиками спрямованості: максимальним коефіцієнтом підсилення, мінімальною шириною головної пелюстки діаграми спрямованості та заданого максимального рівня бічних пелюсток. Використання рупорних антен у цьому випадку виправдано простотою їх конструкції, високим коефіцієнтом корисної дії, гарним узгодженням з фідерним трактом та з вільним простором. У міліметровому діапазоні всі типи рупорних антен - секторіальні у площині електричного або магнітного векторів поля, пірамідальні, конічні та їх численні варіанти: зі зломом утворювача рупора, скалярні (ребристі) рупори з малим рівнем бічних пелюсток, ромбічні, пірамідальні та конічні рупори із складною формою випромінюючого розкриву можуть застосовуватися як самостійні антени. Це пов'язано з тим, що за рахунок малого значення довжини хвилі подібні антени можуть мати високу спрямованість і вузьку головну пелюстку при невеликих фізичних розмірах випромінюючого розкриву.

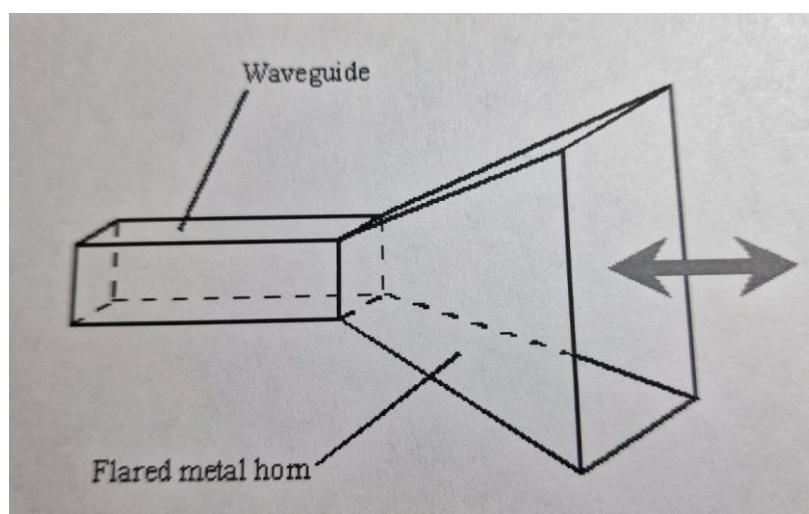
В даний час теорія рупорних антен і техніка їх виготовлення добре розроблені. Однак недостатньо повно вивчено поляризаційні характеристики таких антен.

Метою кваліфікаційної роботи є теоретичне дослідження поляризаційних характеристик рупорних антен, що збуджуються хвилеводним турнікетним з'єднанням.

1. БУДОВА І ПРИНЦИП РОБОТИ РУПОРНИХ АНТЕН

1.1 Загальні відомості про техніку рупорних антен

Рупорна антена є рупор-відрізок хвилеводу з плавно розширюючимся перетином з відкритим випромінюючим кінцем (розкритвом) та пристроєм для живлення рупора-хвилеводу зі збуджуючим пристроєм.



Рупор є трансформатором хвилі, що поширюється у хвилеводі, у хвилю іншого типу. Найчастіше він перетворює ділянку «плоскої» хвилі малих розмірів у поперечному перерізі хвилеводу на ділянку приблизно плоскої хвилі значних розмірів у розкритві рупора. Це призводить до звуження діаграми спрямованості та збільшення к.н.д. у порівнянні з хвилеводним випромінювачем. Крім того, завдяки плавній зміні хвильового опору вздовж рупору забезпечується узгодження хвилеводу з вільним простором, відбиття від розкритву зменшуються, підвищується коефіцієнт хвилі, що біжить у хвилеводі.

1.2. Характеристики спрямованості рупорних антен

Рупорні антени дуже ширококутові, тому вони дуже добре узгоджуються з лінією живлення. Фактично, смуга антени визначається властивостями збуджувача хвильоводу. Для цих антен характерний малий рівень задніх пелюсток діаграми спрямованості (до мінус 40 dB) через мале затікання ВЧ-струмів на тіньову сторону рупора. Рупорні антени з невеликим підсиленням прості конструктивно, але досягнення великого (>25 dB) підсилення вимагають застосування пристроїв (лінз або дзеркал), що вирівнюють фазу хвилі, в розкритті рупора. Без таких пристроїв антену доводиться робити непрактично довгою.

1.3. Застосування рупорних антен у сучасній антенній техніці

Рупорні антени застосовують як самостійні антени, так і як опромінювачі дзеркальних або інших типів антен.

Даний тип антени конструктивно поєднаної параболічним відбивачем, часто називають рупорно-параболічною антеною. Рупорні антени з невеликим підсиленням через вдалий набір властивостей і доброю повторюваністю часто використовуються як вимірювальні. Як вказано вище про застосування рупорних антен як опромінювачів, яскравим прикладом є рупорно-параболічна антена. Рупорно-параболічна антена – це тип антени, в якій конструктивно пов'язані параболічне дзеркало та рупор. Перевагою цієї конструкції в порівнянні з рупорною є низький рівень бічних пелюсток і вузька діаграма спрямованості. Недоліком є більша вага, ніж у параболічних антен.

Прикладом використання є рупорно-параболічна антена в космічній станції «Мир», а також антена Касагрена, у якій в якості основного випромінювача ближнього поля часто використовується конічна рупорна антена.

1.4. Характеристики та основні формули

Залежно від типу рупора, рупорні антени поділяються на H - та E -секторіальні, пірамідальні та конічні. Також є ще гофровані рупорні та рупорно-параболічні антени. Також існують модифіковані рупори, особливо виділяється гофрований рупор, розкрив якого усіяний паралельними щілинами або канавками, малими у порівнянні з довжиною хвилі. Канавки покривають внутрішню поверхню рупора, поперек осі. Даний тип рупорів має ширшу смугу пропускання, менший рівень бічних пелюсток та крос-поляризації. Вони широко використовуються як опромінювачі для супутникових параболічних антен і радіотелескопів.

Рупори, розміри яких відповідають максимальному значенню КНД, називаються оптимальними. Для оптимальних H -секторіальних рупорних антен довжина рупора $R_H = L_H^2 / 3\lambda$, для оптимальних E -секторіальних рупорних антен $R_E = L_E^2 / 2\lambda$. Коефіцієнт використання площини розкрива оптимального H - і E -секторіального, пірамідального рупорів дорівнює 0,64. Якщо умовно збільшити довжину рупора до нескінченності, то КВП антени збільшиться до 0,81.

У конічному рупорі, оптимальна довжина $R_{\text{опт.кін}}$, залежить від діаметра його розкриву

$$R_{\text{опт.кон.}} = \frac{d^2}{2} 4\lambda + 0,15\lambda \quad (1.1)$$

КВП оптимального конічного рупора $v = 0,5$.

Підсилення рупорної антени визначається площею її розкриву та може бути розраховано за формулою:

$$D = 4\pi \frac{S}{\lambda^2} \quad (1.2)$$

де $S = L_E L_H$ - площа розкриву рупору, і v - КВП (коефіцієнт використання поверхні рупору), рівний 0,6 для випадку, коли різниця ходу центрального та периферійного променів менша, але близька до $\frac{\lambda}{2}$, і 0,8 при застосуванні пристроїв, що вирівнюють фазу хвилі.

Ширина головної пелюстки ДНА по нульовому випромінюванню в площині H :

$$2\Delta\theta_0 = 170\lambda/L_H. \quad (1.3)$$

Ширина головної пелюстки ДНА по нульовому випромінюванню в площині E :

$$2\Delta\theta_0 = 115\lambda/L_E. \quad (1.4)$$

Так як при рівності L_E і L_H ДН в площині H виходить в 1,5 рази ширшою, часто, для отримання однакової ширини пелюстки в обох площинах, вибирають:

$$L_H = 1,5L_E \quad (1.5)$$

Для утримання фазових спотворень в розкритті рупора у допустимих межах (не більше $\pi/2$) необхідно, щоб виконувалася умова (для пірамідального рупора):

$$\frac{\pi}{4\lambda} \left(\frac{L_E^2}{R_E} + \frac{L_H^2}{R_Y} \right) \leq \frac{\pi}{2}, \quad (1.6)$$

де R_E та R_H - висоти граней піраміди, що утворює рупор.

Табл. 1.1.

Ширина діаграми спрямованості рупору з оптимальною довжиною

Тип рупора	Ширина діаграми спрямованості в площині Н	Ширина діаграми спрямованості в площині Е
Е-секторіальний	$2\Theta_{0,7}=68\lambda/L_H$	$2\Theta_{0,7}=53\lambda/L_E$
Н-секторіальний	$2\Theta_{0,7}=80\lambda/L_H$	$2\Theta_{0,7}=51\lambda/L_E$
Пірамідальний	$2\Theta_{0,7}=80\lambda/L_H$	$2\Theta_{0,7}=53\lambda/L_E$
Конічний	$2\Theta_{0,7}=60\lambda/d$	$2\Theta_{0,7}=70\lambda/d$

Перевагою рупорних антен є їх широкосмуговість, що визначається широкосмуговістю живильного хвильоводу, простота конструкції, діапазонність, високий к.к.д.

Недолік рупорних антен полягає в необхідності вибору занадто великої довжини рупора для отримання гостронаправленого випромінювання. Оптимальна довжина рупору пропорційна квадрату розмірів розкриву L_H або L_E , а ширина діаграми направленості обернено пропорційна L_H або L_E у першому ступені. Тому, для звуження діаграми направленості рупорної антени у N разів, ширина розкриву має бути збільшена в N разів, а довжина рупору в $2 N$ разів. Ця обставина накладає обмеження на ширину діаграми направленості рупорних антен.

2. МЕТОДИКА ВИРІШЕННЯ ЗОВНІШНЬОЇ ЗАДАЧІ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ ПРО ВИПРОМІНЮВАННЯ РУПОРНИХ АНТЕН

2.1. Постановка задачі

Зовнішню задачу теорії антен вирішують наближено методом векторизованого інтеграла Кірхгофа. Заданим вважається, так само як і у випадку хвильоводних випромінювачів, поле на поверхні розкриву, а тангенціальні складові електричного і магнітного полів на зовнішній поверхні стінок рупора і хвильоводу, що живить його, приймаються рівними нулю.

Поле у розкритті хвильоводу одержують із наближеного рішення внутрішньої задачі. Внутрішню задачу вирішують для рупора нескінченно великої довжини. Поле у розкритті вважають рівним полю хвилі, що біжить у відповідному перерізі нескінченно довгого рупора. Відбитків від кінця рупора не враховують. Таким чином, через ті ж неточності при заданні вихідних даних, що і у випадку хвильоводних випромінювачів, рішення зовнішньої задачі для рупора виявляється наближеним, причому через відсутність строгого рішення єдиним критерієм прийнятих припущень служить експеримент.

2.2. Методика розрахунку просторових характеристик антен із довільною еліптичною поляризацією

Розглянемо зовнішню задачу теорії антен про випромінювання довільної антени еліптичної поляризації. Амплітудно-фазові розподіли джерел вважатимемо відомими в ортогональному лінійно поляризованому базисі та заданими в деякому обсязі V . З антеною зв'яжемо прямокутну систему координат, а точки спостереження будемо описувати у сферичній

системі координат. Відповідно до методу векторизованого інтегралу Кірхгофа електричний вектор поля випромінювання антени з відомим розподілом джерел дорівнює:

$$\vec{E} = \frac{ik\varphi(R)}{4\pi} \int_v \{W_0[\vec{R}^0 [\vec{R}^0 \vec{J}^E]] + [\vec{R}^0 \vec{J}^M]\} e^{-ik\vec{r}_v \vec{R}^0} dv, \quad (2.1)$$

де $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - хвильове число, $\varphi(R) = \frac{1}{R} e^{-ikR}$ - функція сферичної хвилі, W_0 - хвильовий опір вільного простору, $\vec{R}^0$ - орт напрямку з початку координат на точку спостереження, $\vec{r}_v$ - радіус-вектор точок джерел поля, по яким проводиться інтегрування, $\vec{J}^E$ і $\vec{J}^M$ вектори щільностей електричних і магнітних струмів джерел відповідно.

2.3. Методика розрахунку просторових характеристик напрямленості поляризаційних діаграм напрямленості для розрахунку у ближній та проміжній зонах

Вважатимемо, що у випромінюючому розкритті задані електричні та магнітні струми. Електричний та магнітний вектори поля випромінювання антени визначимо через вектори Герца:

$$\vec{E} = -i\omega\mu \operatorname{rot} \vec{\Pi}^M + \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{\Pi}^E + \kappa^2 \vec{\Pi}^E; \quad (2.1)$$

$$\vec{H} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{\Pi}^M + \kappa^2 \vec{\Pi}^M + i\omega\mu \operatorname{rot} \vec{\Pi}^E; \quad (2.2)$$

де магнітний та електричний вектори Герца визначаються співвідношеннями:

$$\vec{\Pi}^M = \frac{1}{4\pi i \omega \mu} \int_S \vec{j}^M \Psi dS \quad \vec{\Pi}^E = \frac{1}{4\pi i \omega \varepsilon} \int_S \vec{j}^E \Psi dS \quad (2.3)$$

$$\Psi = \frac{e^{-ikr}}{r}, \quad (2.4),$$

а відстань r від точок розкриву з поточними координатами x, y до точки спостереження зі сферичними координатами θ, φ, R дорівнює

$$r^2 = R^2 - 2xR \sin \theta \cos \varphi - 2yR \sin \theta \sin \varphi + x^2 + y^2. \quad (2.5)$$

Для визначення поляризаційних характеристик випромінювання антени у ближній зоні необхідно знайти проекції векторів (2.1)-(2.2) на орти сферичної системи координат. Для обчислення цих проекцій врахуємо розкладання ортів $\vec{x}^0$ і $\vec{y}^0$ по ортам сферичної системи координат і врахуємо також, що поза поверхні інтегрування справедливі такі співвідношення:

$$\begin{aligned} \text{grad div} \int_S j^E \Psi dS &= \int_S \text{grad div} (j^E \Psi) dS = \\ &= \int_S \text{grad div} (j^E \text{grad} \Psi) dS. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Крім того, прийmemo, що величина хвильового опору розкриву $W = \dot{E}_s / \dot{H}_s$ постійна. Проекція тангенціальних складових полів падаючої хвилі на осі x і y рівні:

$$E_x^{\text{пад}} = E_r^{\text{пад}} \cos \varphi_s + E_r^{\text{пад}} \sin \varphi_s,$$

$$E_y^{\text{пад}} = E_r^{\text{пад}} \sin \varphi_s - E_r^{\text{пад}} \cos \varphi_s$$

$$H_x^{\text{пад}} = H_r^{\text{пад}} \cos \varphi_s - H_r^{\text{пад}} \sin \varphi_s,$$

$$H_y^{\text{пад}} = H_r^{\text{пад}} \sin \varphi_S + H_r^{\text{пад}} \cos \varphi_S.$$

Складаючи падаючу та відбиту хвилі (основного типу), отримуємо амплітуди тангенціальних складових полів по осям x та y :

$$\begin{aligned} E_x &= E_x^{\text{пад}} + E_x^{\text{от}} = (1 + \Gamma) E_x^{\text{пад}}, \\ E_y &= E_y^{\text{пад}} + E_y^{\text{от}} = (1 + \Gamma) E_y^{\text{пад}}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_x &= H_x^{\text{пад}} + H_x^{\text{от}} = (1 - \Gamma) H_x^{\text{пад}}, \\ H_y &= H_y^{\text{пад}} + H_y^{\text{от}} = (1 - \Gamma) H_y^{\text{пад}}. \end{aligned}$$

Виконавши відповідні обчислення, отримаємо:

$$\begin{aligned} \dot{E}_\theta &= \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{R}{\lambda} - i \frac{W_{\text{oc}}}{2\pi} \cos \theta \right) \int_S ([(1 + \Gamma) E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi + [(1 + \Gamma) E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi) f_1 \varphi dS \\ &\quad - \frac{\sin \theta}{4\pi} \int_S (x [(1 + \Gamma) E_x^{\text{пад}}] + y [(1 + \Gamma) E_y^{\text{пад}}]) f_1 \varphi dS \\ &\quad + i \frac{\lambda}{8\pi^2} \frac{W_0}{W_S} \cos \theta \int_S (x \cos \varphi + y \sin \varphi) f_2 q_1 \varphi dS \\ &\quad + \frac{i}{2\lambda} \frac{W_0}{W_S} \cos \theta \int_S ([(1 + \Gamma) E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi + [(1 + \Gamma) E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi) \varphi dS; \end{aligned} \tag{2.7}$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_\varphi &= \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{R}{\lambda} \cos \theta - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{W_0}{W_S} \right) \int_S ([(1 + \Gamma) E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi \\ &\quad - [(1 + \Gamma) E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi) f_1 \varphi dS \\ &\quad - i \frac{\lambda}{8\pi^2} \frac{W_0}{W_S} \int_S (x \sin \varphi - y \cos \varphi) f_2 q_1 \varphi dS - \frac{i}{2\lambda} \frac{W_0}{W_S} \\ &\quad \times \int_S ([(1 + \Gamma) E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi - [(1 + \Gamma) E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi) \varphi dS; \end{aligned} \tag{2.8}$$

$$\begin{aligned}
\dot{E}_R = & \frac{\cos \theta}{4\pi} \int_S (x[(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] + y[(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}]) f_1 \varphi dS - \frac{i}{8\pi} \frac{W_0}{W_S} \\
& \times \left\{ \sin \theta \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi - [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi) f_1 \varphi dS \right. \\
& + \int_S [R - \sin \theta (x \cos \varphi + y \sin \varphi)] f_2 q_1 \varphi dS \left. \right\} \frac{i}{2\lambda} \frac{W_0}{W_S} \\
& \times \sin \theta \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi + [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi) \varphi dS;
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
\dot{H}_\theta = & \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{R}{\lambda W_S} - i \frac{\cos \theta}{2\pi W_0} \right) \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi - [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi) f_1 \varphi dS \\
& - i \frac{\sin \theta}{4\pi^2 W_S} \int_S (y[(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] - x[(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}]) f_1 \varphi dS \\
& - \frac{\sin \theta}{4\pi W_S} \int_S (y[(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] - x[(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}]) f_1 \varphi dS \\
& - i \frac{\lambda \cos \theta}{8\pi^2 W_0} \int_S (x \cos \varphi + y \sin \varphi) f_2 q_1 \varphi dS \\
& + i \frac{\cos \theta}{2\lambda W_0} \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi - [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi) \varphi dS;
\end{aligned} \tag{2.10}$$

$$\begin{aligned}
\dot{H}_\varphi = & \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{R \cos \theta}{\lambda W_S} \right. \\
& - \frac{i}{2\pi W_0} \left. \right) \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi + [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi) f_1 \varphi dS \\
& + \frac{\lambda}{8\pi^2 W_0} \int_S (x \cos \varphi + y \sin \varphi) f_2 q_2 \varphi dS \\
& + \frac{i}{2\pi W_0} \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi + [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi) \varphi dS;
\end{aligned} \tag{2.11}$$

$$\begin{aligned}
\dot{H}_R = & \frac{\cos \theta}{4\pi W_S} \int_S (y[(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] - x[(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}]) f_1 \varphi dS \\
& + \frac{i \sin \theta}{2\lambda W_0} \int_S \left([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi - [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi f_1 \varphi dS \right. \\
& - i \frac{\lambda \sin \theta}{8\pi W_0} \int_S ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi - [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \cos \varphi) \\
& \left. + i \frac{\lambda}{8\pi^2 W_0} \int_S [R - \sin \theta (x \cos \varphi + y \sin \varphi)] f_2 q_2 \varphi dS \right),
\end{aligned} \tag{2.12}$$

де:

$$f_1 = \frac{ik}{r} + \frac{1}{r^2}; \tag{2.13}$$

$$f_2 = \frac{3}{r^4} + \frac{3ik}{r^3} - \frac{k^2}{r^2}; \tag{2.14}$$

$$\begin{aligned}
q_1 = & x[(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] + y[(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \sin \varphi \\
& - R \sin \theta ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi + [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi);
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
q_2 = & x[(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] - y[(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi \\
& + R \sin \theta ([(1 + \Gamma)E_x^{\text{пад}}] \cos \varphi - [(1 + \Gamma)E_y^{\text{пад}}] \sin \varphi).
\end{aligned} \tag{2.16}$$

3. РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

3.1. Ближня зона та фазовий центр антени

Незважаючи на відомі дослідження хвиль в дальній зоні антени, які описуються, чи не в кожному довіднику, поля в ближній зоні досі є предметом аналізу. Вони часто розраховуються за допомогою інтегралу:

$$\vec{E}_p = \frac{jk}{4\pi} \iint_S \vec{E}_A (1 + n_0 i_r) \frac{e^{-jkr}}{r} ds \quad (3.1)$$

Припущення, зроблені, щоб виправдати застосування цих рівнянь, досить розпливчасті. Вважається, що припущення виправдано, якщо сумарний кут розкриву рупора не надто великий і його довжина не надто коротка щодо довжини хвилі.

У цьому випадку поле в розкритті рупора таке саме, як у нескінченному рупорі такого ж поперечного перерізу, нехтуючи збудженням хвиль краями рупора.

Поля в апертурі $\vec{E}_A$ прийнято відповідно до $\vec{E}_r$ і $\vec{E}_\varphi$ -компонентів режиму TE₁₁ хвилі в круглому хвилеводі, але із сферичним фронтом хвилі.

Схоже, що рівняння (3.1) дає результати, які дуже добре узгоджуються з вимірними значеннями. Припущення, що фазовий центр розташований на вершині конусного рупора не є помилковим, виявляється, що якщо кут розкриву стає дуже маленьким, фазовий центр рухається у бік апертури. Якщо кут розкриву дорівнює нулю, то фазовий центр знаходиться в площині апертури.

Різні приклади рупорів з різними кутами розкриву та їх фазові центри показані на рис. 3.1.

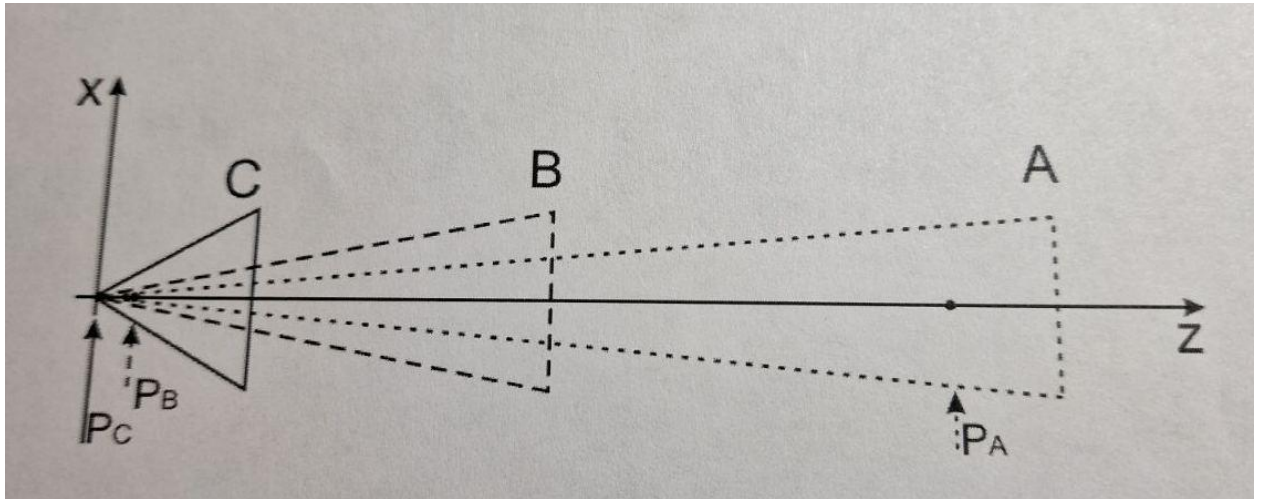


Рис. 3.1 Рупори різної довжини

Діаметр апертури: $D_A = 12.2\lambda$, $D_B = 14\lambda$, $D_C = 11.3\lambda$.

Кут розкриття: $\alpha_A = 3,5^\circ$, $\alpha_B = 9,5^\circ$, $\alpha_C = 25^\circ$.

Довжина рупору: $b_A = 100\lambda$, $b_B = 53\lambda$, $b_C = 13,4\lambda$.

Фазовий центр: $P_A = 89\lambda$, $P_B = 5\lambda$, $P_C \sim 0\lambda$.

Звідси випливає, що використовувати формулу можна в тому випадку, якщо фазовий центр збігається з початком системи координат. Таким чином, для рупора з малим кутом розкриття фазовий центр повинен бути визначений перш ніж використовувати формулу (3.1).

3.2. Діаграма спрямованості рупорної антени

Розглянемо ДН кінцевого рупора. У круглому розкритті кінцевого рупора фазовий розподіл квадратичний, а амплітудний приблизно збігається з розподілом хвилі, що біжить, в поперечному перерізі круглого хвилеводу.

Діаграму спрямованості можна розрахувати за такими формулами:

Для площини «Е»

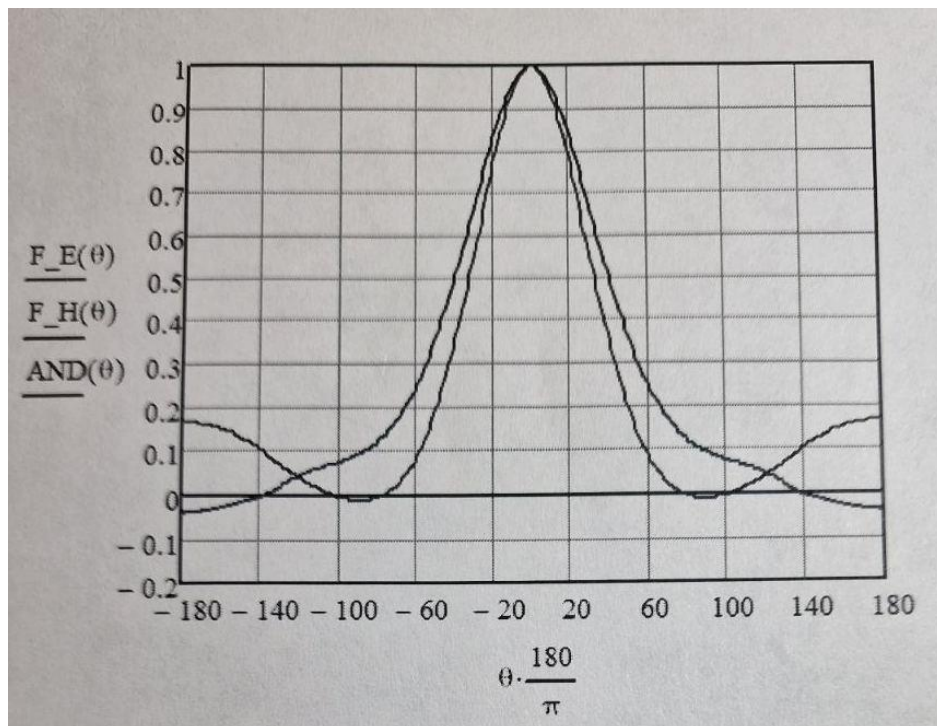
$$F_E(\theta) = \left| \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} + \frac{\gamma}{\kappa} \cos \theta \right| j_1(ka \sin \theta) \quad (3.2)$$

і

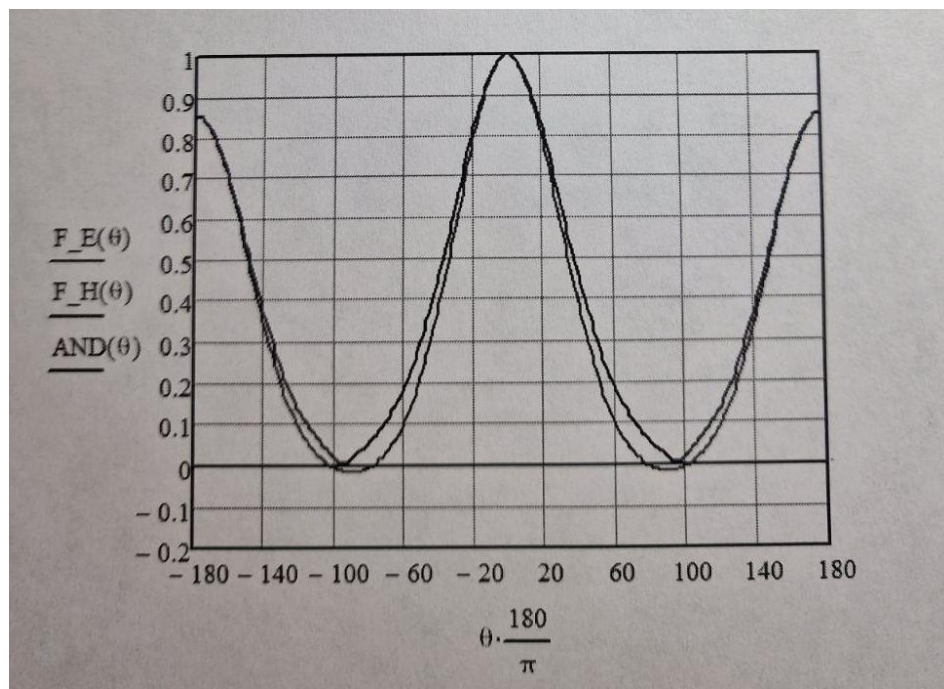
Для площини «Н»

$$F_H(\theta) = \left| \frac{1+\Gamma\gamma}{1-\Gamma\kappa} + \cos \theta \right| \frac{j_1(ka \sin \theta)}{1 - \left(\frac{\kappa a}{\delta}\right) \sin \theta}. \quad (3.3)$$

Наприклад, нижче наведено діаграми спрямованості конічного рупора з діаметром розкриву в 40 мм, з урахуванням того, що коефіцієнт відзеркалення «Г» ми приймали як $\theta < \Gamma_{\text{кон. руп.}} < \Gamma_{\text{кр.хв.}}$ і $\theta < \Gamma_{\text{кон. руп.}} < \Gamma_{\text{прям.хв.}}$, знаючи що в круглому хвилеводі коефіцієнт відзеркалення «Г» дорівнює від 0,1 до 0,2, а в прямокутному – від 0,2 до 0,3:



a)



б)

Рис. 3.2. ДН конічного рупору

- а) для прямокутного хвилеводу, збудженого хвилею типу H_{10}
 б) для круглого хвилеводу, збудженого хвилею типу H_{11} ,

ВИСНОВКИ

1. З аналізу науково-технічної літератури показано, що рупорні антени та їх різні модифікації перспективні у якості опромінювачів гостроспрямованих дзеркальних антен, оптимізованих по максимуму коефіцієнта підсилення. У міліметровому діапазоні рупорні антени є перспективними і як самостійні антени.

2. Отримано формули для розрахунку енергетичних та поляризаційних характеристик випромінювання апертурних антен, що збуджуються електромагнітною хвилею з довільною поляризацією відомих джерел електромагнітного випромінювання у розкритті.

3. Розроблено методику розрахунку спрямованих та поляризаційних характеристик рупорних антен, збуджуваних хвилеводними турнікетними з'єднаннями.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Шеркліфф У. Поляризоване світло. СВІТ, 1965. - 264 с.
2. Канарейкін Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехін В.А. Поляризація радіолокаційних сигналів. Рад. радіо, 1966. 440 с.
3. Шубарін Ю.В. Антени надвисоких частот. Х.: Вид. Харківського держ. університету, 1960. –283 с.
4. Сазонов Д.М. Антени та пристрої НВЧ: Навч. для радіотехнічних вишів. Вища школа, 1988. - 432 с.
5. Фрадін А. З. Антени надвисоких частот. Рад. радіо, 1957. -646 с.
6. Франк Ф., Мізес Р. Диференціальні та інтегральні рівняння математичної фізики. ОНТІ, 1937. -998 с.
7. Keller J.B. Diffraction by aperture.- J.Appl. Phys., 1957, v.28 №4, p.570-579.
8. Keller J.B. Geometrical theory of diffraction.- J.Opt.Sos. of Amer., 1962,v.52, №2, p. 116-130.
9. Фок В.А. Проблеми дифракції та поширення електромагнітних хвиль. Рад. радіо, 1970. -517 с.
10. Хенл Х., Мауе А., Вестпфаль До. Теорія дифракції. Світ, 1964. -428 с.
11. Лебедєв І. Ст. Техніка та прилади НВЧ. Вища школа, 1970.Т.1.- 438 с.
12. Мінін Б.А. НВЧ та безпека людини.
13. Ямпольський В. Г. Антени та ЕМС. Радіо і зв'язок, 1983.