

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ  
ІНСТИТУТ РАДІОФІЗИКИ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ ІМ. О.Я. УСИКОВА

*РАССОХІНА ЮЛІЯ ВАЛЕНТИНІВНА*

УДК 621.372.851

**ДИФРАКЦІЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ НА  
НЕОДНОРІДНОСТЯХ У ХВИЛЕВОДАХ СКЛАДНИХ  
ПЕРЕРІЗІВ У КООРДИНАНТНИХ КРАЙОВИХ ЗАДАЧАХ**

01.04.03 - радіофізика

**А В Т О Р Е Ф Е Р А Т**

дисертації на здобуття наукового ступеня  
кандидата фізико-математичних наук

Харків-1997

537.86

Дисертацією є рукопис

ЛННБ України ім.В.Стефаніка



00738162 (R)

Робота виконана у Донецькому державному університеті

Науковий керівник

Крижанівський Володимир Григорович,  
к. ф.-м. н., доцент  
доцент каф. радіофізики Донецького  
державного університету

Офіційні опоненти:

Рудь Леонід Антонович  
доктор. фіз.-мат. наук,  
п.н.с. Інституту радіофізики та електроніки  
ім. О.Я. Усикова НАН України

Просвірін Сергій Леонідович  
доктор фіз.-мат. наук,  
зав. відділом Радіоастрономічного інституту  
НАН України

Провідна організація

Харківський державний університет,  
каф. прикладної електродинамики

Захист відбудеться "2" грудня 1997 р. о 12 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.157.01 в Інституті радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України (310085 Харків, вул. Акад. Проскури, 12).

З дисертацією можна ознайомитись у науковій бібліотеці Інституту радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України (310085 Харків, вул. Акад. Проскури, 12).

Автореферат розісланий " \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 1997 р.

Секретар спеціалізованої вченої ради  
Д 64.157.01 доктор фіз.-мат. наук

С.М. Харківський

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми.** В галузі високочастотної електродинаміки значний інтерес мають теоретичні методи дослідження розсіяння електромагнітних хвиль на заданих потенціалах. Багато з цих методів було розроблено для рішення задач щодо дифракції електромагнітних хвиль на різноманітних неоднорідностях у хвилеводах: діелектричних чи металевих ступінках, тонких діафрагмах, плазмових та ферітових включеннях, різних хвилеводних з'єднаннях і т.д. Врахування впливу таких неоднорідностей вимагає знань їх електродинамічних характеристик у всьому діапазоні змінення їх параметрів. Повна електродинамічна задача про розповсюдження електромагнітних хвиль у хвилеводах з неоднорідними включеннями доводить до необхідності рішення крайової задачі для системи рівнянь Максвелла, яка найчастіше не має аналітичних рішень, у зв'язку з чим в теорії хвилеводів розробляються прямі числені й числено-аналітичні методи рішення задач дифракції.

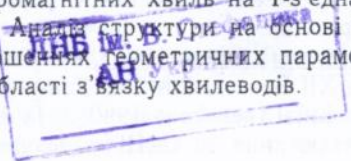
Значний теоретичний та практичний інтерес мають дослідження напрямляючих структур складних перерізів з прямокутними координатними межами, до яких належать прямокутні хвилеводи з частковим діелектричним заповненням, хвильоводи складних перерізів (ХСП), а також копланарні хвилеводи та екрановані стрічкові лінії передач. Основною проблемою, яка виникає у дослідженнях таких структур, є некоректність постанови відповідних до них крайових задач. Через це актуально стає задача побудови теоретично обґрунтованих ефективних та швидкозбіжних методів розрахунку напрямляючих структур на базі ХСП та їх з'єднань.

Дисертаційну роботу виконано згідно з планом науково-дослідних робіт кафедри радіофізики Донецького державного університету в рамках програми «Дослідження і розробка пристроїв радіофізики, фізичної та функціональної електроніки» (номер держреєстрації 0196U003638).

**Мета дослідження.** Головною метою дисертаційної роботи є рішення внутрішніх крайових задач для електродинамічних структур на базі ХСП, та побудова на їх основі ефективних алгоритмів розрахунку багатохвильових матриць розсіяння на ключових неоднорідностях в них.

Мета дисертаційної роботи має наміром рішення таких задач:

1. Рішення задачі про власні хвилі у регулярних ХСП з прямокутними координатними межами для базової Г-області.
2. Розрахунок узугальної матриці розсіяння (УМР) електромагнітних хвиль на слабо нерегулярному Г-хвилеводі. Аналіз нерегулярної структури на основі побудованого алгоритму за методом УМР.
3. Розрахунок УМР електромагнітних хвиль на Т-з'єднанні П-хвилевода з прямокутним у Е-площині. Аналіз структури на основі побудованого алгоритму при різних співвідношеннях геометричних параметрів та значеннях діелектричної постійної в області з'язку хвилеводів.



**Наукова новизна одержаних результатів** наполягає у наступному:

– За проєкційним методом отримано рішення задачі про власні хвилі ХСП з прямокутними координатними межами ( $\Gamma$ -,  $\Pi$ -,  $H$ - та  $T$ -хвильоводів) із розбиттям за МЧО базової  $\Gamma$ -області на три часткові, що дозволило сформулювати рішення внутрішньої крайової задачі у вигляді однородної системи лінійних алгебраїчних рівнянь другого роду (СЛАР-II) із цілком регулярним матричним оператором. Отримане рішення автоматично урахує особистість поведінку поля на прямокутному рібрі.

– За методом УМР побудовано алгоритм рішення дифракційної задачі для нерегулярного  $\Gamma$ -хвильоводу у ступінчастій апроксимації з проєкційним зшиванням рішень на апертурах стиків хвильоводів (стики із зміщенням). Встановлено ефект поляризаційного перетворення хвиль та резонансного розсіювання їх на частоті резонансу на «запертій моді».

– Розраховано УМР хвиль на  $T$ -з'єднанні симетричного  $\Pi$ -хвильоводу з прямокутним у  $E$ -площині. Проведено аналіз структури при різних співвідношеннях геометричних параметрів та значеннях діелектричної постійної в області з'язку трийника у діапазоні частот, що відповідають одномодовому та многомодовому режиму. Досліджено закономірності розсіювання та перетворення типів хвиль на  $T$ -з'єднанні хвильоводів різних перерізів.

**Достовірність результатів**, що отримано в роботі, забезпечується використанням опробованих методів математичної фізики та математичної теорії дифракції для рішення внутрішніх крайових задач електродинамики. Числені результати, що отримані у роботі, не суперечать даним інших робіт у цієї галузі, що були опубліковані та неодноразово обговорені у науковій літературі.

**Наукове та практичне значення роботи**. Виконані у дисертаційній роботі дослідження дозволяють розширити сферу використання проєкційних методів рішення дифракційних задач у галузі високочастотної електродинамики, виникаючих при аналізі приладів на базі ХСП. Отримані рішення внутрішніх крайових задач можуть служити базою для подальших теоретичних досліджень проєкційних методів у математичній теорії дифракції та аналітичних методів теорії хвильоводів, а також базою для розрахунку конкретних НВЧ-приладів на базі ХСП.

**Особисто Рассохиною Ю.В.:**

- проаналізовано літературні дані, щодо вивчаємої проблематики;
- розроблені методики розрахунку та алгоритми рішень поставлених задач;
- проведені розрахунки електродинамічних характеристик хвильоводних структур, проаналізовано результати розрахунків і представлено їх графічна інтерпретація.

**Апробація результатів дисертації**. Результати роботи докладались та обговорювались на XII Всесоюзній н.-т. Конференції за твердотільною електронікою НВЧ у м. Києві (вересень 1990г.), IV Всесоюзній н.-т. конференції "Математичне моделювання та САПР радіоелектронних і обчислювальних

систем НВЧ та КВЧ на ОІС” (м. Волгоград, вересень 1991 р.), Другій Міжнародній н.-т. конференції “Основные направления развития систем и средств связи” (Воронеж, травень 1995г.), V Міжнародній н.-т. конференції “Математическое моделирование и САПР систем на ОИС” (Сергиев-Посад, вересень 1995 р.), V та VI Міжнародних Кримських н.-т. конференціях “СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии” (м. Севастополь, вересень 1995 та 1996 р.), Міжнародній конференції “Теория і техника антен” (МКТТА’95) (м. Харків, листопад 1995 р.).

**Публікації.** За матеріалами дисертації надруковано 11 печатних робіт, з них 3 статті у наукових журналах, список яких наведено у кінці автореферату.

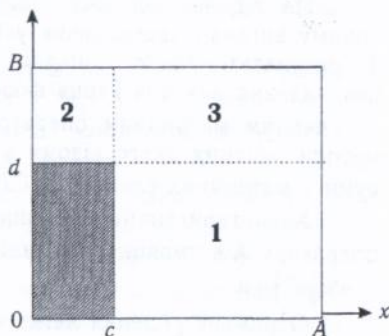
**Структура та об’єм роботи.** Дисертація складається із вступу, чотирьох глав, висновків та списку використаної літератури. Роботу викладено на 113 сторінках машинописного тексту, має 28 малюнків, 3 таблиці та список літератури, який складається із 82 найменувань.

### ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

**Перша глава** дисертації присвячена літературному огляду існуючих методів рішення задач дифракції, виникаючих при аналізі структур на базі ХСП. Показано, що у крайових задачах з прямокутними межами найбільш припустимими є варіаційні методи, оскільки вони, у силу специфіки геометрії координатних структур, дають строге рішення крайових задач про розсіяння хвиль на неоднорідностях у ХСП та їх з’єднаннях, що достатньо просто реалізуються на ЕОМ. Сумішно з методом УМР проєкційні методи дозволяють отримати строги числено-аналітичні рішення відповідних внутрішніх крайових задач, які повністю формалізують лінійний прилад у вигляді його матриці розсіяння. Наведено загальне рішення проєкційним методом рівняння Гельмгольца для векторних потенціалів поля на стіці двох регулярних хвилеводів у вигляді УМР.

**У другій главі** рішенняється крайова задача про власні хвилі та критичні числа ХСП з прямокутними координатними межами. Задача зводиться до рішення двомірного рівняння Гельмгольца відносно до невідомих функцій  $T_{Hq}, T_{Ep}$  у  $\Gamma$ -області, на межі якої повинні виконуватися умови для електромагнітного поля на межі ідеального провідника.

Як звісно, рішенням поставленої задачі є суперпозиція хвилеводних мод Н- та Е-типу, компоненти яких виражаються через продольну компоненту  $z$  магнітного та електричного вектору Герца відповідно. В опуклій області для кожного



Мал. 1 - Розбиття  $\Gamma$ -області на три часткові за МЧО.

типу хвиль рішення шукається за методом часткових областей (МЧО) із розбиттям вихідній Г-області на *три часткові* (мал. 1), у яких вектор Герца можна представити рядом Фур'є по базисних функціях кожної з часткових областей. Базисні функції часткових областей є рішеннями двоточної крайової задачі Штурма-Ліувілля.

Для Н-хвиль ( $E_z=0$ ) при такому розбитті мембранні функції у часткових областях є:

$$\begin{aligned} T_{1H}(x, y) &= - \sum_{n=0}^{\infty} B_{1n} X_n(x) Y_n(y, k_{cH}); & T_{2H}(x, y) &= - \sum_{n=0}^{\infty} B_{2n} Y_n(y) X_{1n}(x, k_{cH}); \\ T_{3H}(x, y) &= \sum_{n=0}^{\infty} B_{1n} X_n(x) Y_{2n}(y, k_{cH}) + \sum_{n=0}^{\infty} B_{2n} Y_n(y) X_{2n}(x, k_{cH}), \end{aligned} \quad (1)$$

де

$$\begin{aligned} X_n(x) &= \sqrt{(2 - \delta_{n0})/a} \cos \frac{\pi n}{a} (x - c); & Y_n(y) &= \sqrt{(2 - \delta_{n0})/g} \cos \frac{\pi n}{g} (y - d); \\ Y_{1n}(y, k_{cH}) &= \cos \chi_{1n} y / \sin \chi_{1n} d; & Y_{2n}(y, k_{cH}) &= \cos \chi_{1n} (B - y) / \sin \chi_{1n} g; \\ X_{1n}(x, k_{cH}) &= \cos \chi_{2n} x / \sin \chi_{2n} c; & X_{2n}(x, k_{cH}) &= \cos \chi_{2n} (A - x) / \sin \chi_{2n} a; \\ \chi_{1n} &= \sqrt{k_{cH}^2 - (\pi n/a)^2}; & \chi_{2n} &= \sqrt{k_{cH}^2 - (\pi n/g)^2}. \end{aligned}$$

Тут  $k_{cH}$  - власне (критичне) число Н-хвилі Г-хвильоводу,  $B_{1n}$ ,  $B_{2n}$  - невідомі коефіцієнти розкладання власних функцій у ряди Фур'є. При уявних  $\chi_{1(2)n}$  тригонометричні функції переходять у гіперболічні, а невідомі коефіцієнти нормуються таким чином, щоб функції  $T_{iH(E)}$  у часткових областях завжди були дійсними. Для Е-хвиль ( $H_z=0$ ) отримано аналогічні вираження зміною  $\cos \leftrightarrow \sin$ .

Умови неперервності базисних функцій на межах суміжних часткових областей дають СЛАР-II відносно до невідомих коефіцієнтів  $x_n = \chi_{1n} B_{1n}$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \alpha_{mn}^H x_n = 0 \quad (2)$$

На відміну від вже відомих рішень, отримане рішення цілком (у явному вигляді) задовольняє усім умовам на межах ідеального провідника, в результаті чього кінцеві співвідношення для коефіцієнтів Фур'є розкладання вектора Герца формулюються у вигляді СЛАР-II (2) із цілком регулярним матричним оператором  $\mathbf{A} = \alpha_{mn}$ , метрика, теорема єдиності та методи рішення якого відомі з курсу функціонального аналізу. Внутрішні суми у матричних елементах СЛАУ (2) збігаються як  $O(m^{-2})$ .

Характеристичне рівняння для власних значень  $k_{cH}$  матричного оператора  $\mathbf{A}$  є умовою розв'язності СЛАР-II:

$$\det \|\alpha^H\| = 0. \quad (3)$$

Отримане рішення легко узагальнюється на випадки симетричних П-, Н- та Т-хвильоводів. Крім того, для рівноплеких Г-хвильоводів ( $A=B$ ,  $a=g$ ) рішення крайової задачі значно спрощується та формулюється у вигляді

СЛАР-II, яка не містить внутрішніх сум у матричних елементах. Матричні елементи СЛАР строго регулярні та зменшуються уздовж фіксованої строки чи стовбця як  $m^2$  ( $\alpha_{mn} \sim (m^2+n^2)^{-1}$ ):

$$\alpha_{mn}^H = \delta_{mn} \pm \frac{\chi_{lm}}{(ctg\chi_{1m}a + ctg\chi_{1mc})} \sqrt{(2-\delta_{m0})/a} \sqrt{(2-\delta_{n0})/a} \frac{1}{(k_{cH}^2 - k_{mn}^2)} = \delta_{mn} \pm a_{mn}. \quad (4)$$

При відомому власному числі  $k_c$  СЛАР відносно до невідомих коефіцієнтів  $x_n$  переписється у векторної форми:

$$X - AX = Y, \quad X = (x_1, x_2, \dots, x_n, \dots), \quad (5)$$

де оператор  $A = a_{mn}$  ( $m, n = 1, 2, \dots$ ) з (4), а вектор-стовбець  $Y$  у правій частині СЛАР є  $y_m = \mu a_{m0}$  (у нормировці усіх невідомих до коефіцієнту  $x_0$ ).

Матричний оператор  $A$  системи (5) обмежуван тільки по нормі лінійного пространства  $l^\infty$ , тобто ряди

$$\|A\| = q = \max_j \sum_{k=1}^{\infty} |a_{jk}| \quad (j = 1, 2, \dots, \infty) \quad (6)$$

збігаються для всіх  $j$  при  $X \in l^\infty$ . Відповідна норма вектора  $X$  є:

$$\|X\| = \max_k |x_k| \quad (7)$$

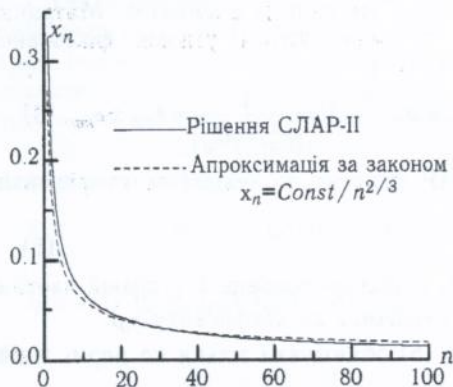
і  $\|A\| \leq 1 - \rho$ .

З оцінки суми ряду (6) слід, що при  $m \rightarrow \infty$   $q \rightarrow 0,5$  як  $O(m^{-1})$ . Таким чином, отримані СЛАР-II для коефіцієнтів розкладу базисних функцій Г-хвилеводу у ряд Фур'є мають рішення, що може бути знайдено за методом послідовних наближень у пространстві  $l^\infty$ .

Базисні функції  $T_{Hq, Ep}(x, y)$  визначені у загальному випадку із точністю до деякої сталої; яка знаходиться з умови нормировки:  $\int \nabla T_M \nabla T_N dS = k_{cM}^2 \int T_M T_N dS = \delta_{MN}$ ,  $M, N = H_q, H_p (E_q, E_p)$ , (8)

Оцінка інтегрального співвідношення (8) за урахуванням норми вектору  $X$  (7) показує, що нормуючий множник описується швидкозбіжними рядами та не залежить від швидкості збіжності коефіцієнтів Фур'є розкладання базисних функцій Г-хвилеводу.

Дослідження збіжності алгоритму розрахунку власних Н-хвиль Г-хвилеводу у залежності від співвідношення  $N_1/N_2$  показали, що при такому розбитті Г-образної області явища «відносної збіжності» не спостерігається та вже при  $N_2=25$  можна обирати  $N_1=N_2$  при точності розрахунку критичного числа  $\epsilon=10^{-3}$ . На мал. 2 дано графічне представління результатів численого розрахунку коефіцієнтів Фур'є розкладання поля хвилі  $H_{10}$  рівноплечевого Г-хвилеводу при урізанні СЛАР до  $N=100$ , а також їх апроксимація за законом  $n^{-2/3}$ . З малюнку слід, що при розбитті вихідній Г-області на 3 часткові коефіцієнти розкладання збігаються за законом, який відповідає особливості поведінку поля у точки геометричної сингулярності.



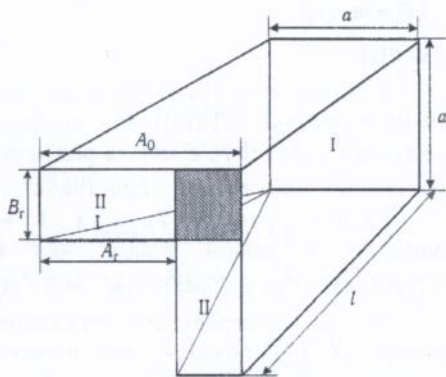
Мал. 2. - Збіжність коефіцієнтів Фур'є розкладання поля хвилі  $H_{10}$  Г-хвильоводу.

яння хвиль на нерегулярному Г-хвильоводі (мал. 3). Аналіз структури виконано за методом УМР в апроксимації нерегулярного Г-хвильоводу ступінчастим переходом, який складається з коротких відрізків співвісно зчленуваних регулярних Г-хвильоводів. Такі структури застосовуються в антенній техніці у секціях диференціального фазового зсуву (поляризаторах).

Поляризатор являє собою перехід з двох взаємно-перпендикулярних прямокутних хвильоводів на квадратний через нерегулярний рівноплечий Г-хвильовод I із довжиною плеча  $A_0$  та шириною плеча  $B_r$  (мал. 3). Ширина квадратного хвильовода є  $a$  ( $a < A_0$ ). Прямокутні хвильоводи II і III шириною  $A_r = A_0 - B_r$  приєднуються до ортогональних плечей широкої частини Г-хвильоводу. При збудженні одного з прямокутних хвильоводів хвилею основного типу у Г-хвильоводі збуджуються дві нижчі хвилі (парна та непарна) типу квазі- $H_{10}$  та квазі- $H_{20}$ , структура полів яких така, що у перерізі збудження Г-хвильоводу  $z=0$  прямокутні хвильоводи майже роз'язані. Для забезпечення поляризації по колу хвилі, що випромінюється, Г-хвильовод повинен мати довжину:

Порівняння збіжності та залежності від співвідношення  $N_1/N_2$  прямого проєкційного алгоритму МЧО-II із розбиттям Г-області на дві часткові ( $M_a=2$ ) і проєкційного алгоритму із розбиттям на три часткові підобласті ( $M_a=3$ ) виявило, що результат розрахунку критичного числа по МЧО-II із  $M_a=2$  значно сильніше залежить від співвідношення  $N_1/N_2$  та алгоритм збігається гірше, ніж алгоритм із  $M_a=3$ .

В третій главі розглядається методика та результати розрахунку характеристик розсі-



Мал. 3. - Поляризатор на нерегулярному Г-хвильоводі.

$$l = \frac{\pi/2}{\int_0^1 \left[ k_{zH10} \left( \frac{z}{l} \right) - k_{zH20} \left( \frac{z}{l} \right) \right] d \left( \frac{z}{l} \right)} \quad (9)$$

Фізика цього процесу така: хвилі квазі- $H_{10}$  Г-хвилеводу (та непарні хвилі) збуджують у квадратному хвилеводі синфазні хвилі типу  $H_{10}$  та  $H_{01}$ , а хвиля квазі- $H_{20}$  (та парні хвилі) - протифазні, цьому у квадратному хвилеводі виникає хвиля із поляризацією, яка залежить від співвідношення амплітуд та різниці фаз хвилі, що пройшли.

Ступінь нерегулярності Г-хвилеводу така, що він є структурою із параметрами, що слабо змінюються. Величину куту скосу зумовлено тим, що в квадратному хвилеводі необхідно у найбільш широкій полосі частот забезпечити двомодовий режим розповсюдження хвиль  $H_{10}$  та  $H_{01}$ .

Для розрахунку розсіяного поля обрано метод приближного аналізу нерегулярних хвилеводів - метод поперечних перерізів [5,9,10], - який базується на ступінчастій апроксимації нерегулярних структур. Для адекватного опису поведінку електромагнітного поля у такій структурі, необхідно, щоб довжина регулярних відрізків  $\Delta l = l/N$  не перевищувала  $1/8$  довжини хвилі квазі- $H_{10}$  Г-хвилеводу на першій ступінці:

$$\Delta l \leq \lambda \frac{(1)}{gH_{10}}/8, \quad (10)$$

тоді для усіх останніх перерізів та типів хвиль нерегулярного Г-хвилеводу умова (10), як показав розрахунок критичних чисел, виконується автоматично. При такій умові ступінки на стиках рівноплечих Г-хвилеводів мали, та сумарний набіг фаз між хвилями квазі- $H_{10}$  і квазі- $H_{20}$  на неоднорідностях (стиках), на порядок менше набіга фаз між ціми хвилями по довжині регулярних відрізків. Поправка до розрахунку довжини приладу позитивна та при  $N \geq 10$  не перевищує 3%.

Отримані короткі відрізки регулярних хвилеводів мають між собою стики із зміщенням з апертурами зв'язку також у вигляді рівноплечих Г-хвилеводів. При розрахунку УМР апертура зв'язку між регулярними хвилеводами розглядається як хвилевод нульової довжини («віртуальний хвилевод»).

За методом УМР, векторні потенціали електромагнітного поля хвилеводу (електричний та магнітний вектора Герцу) у регулярних відрізках Г-хвилеводів описуються розкладаннями вигляду:

$$\begin{aligned} A_{Hz}^i &= \sum_{q=1}^{\infty} \sqrt{Z_{Hq}^i} T_{Hq}^i(x, y) \left( V_{Hq}^i \exp(-jk_{zHq}^i z) + R_{Hq}^i \exp(+jk_{zHq}^i z) \right), \\ A_{Ez}^i &= \sum_{q=1}^{\infty} \sqrt{Y_{Eq}^i} T_{Eq}^i(x, y) \left( V_{Eq}^i \exp(-jk_{zEq}^i z) - R_{Eq}^i \exp(+jk_{zEq}^i z) \right), \\ Z_{Hq}^i &= k / k_{zHq}^i; \quad Y_{Eq}^i = k / k_{zEq}^i; \quad k = \omega / c; \quad k_{zM}^i = \sqrt{k^2 - k_{cM}^2}, \quad M = Hq, Eq, \end{aligned} \quad (11)$$

де  $V_{H(E)q}$ ,  $R_{H(E)q}$  - невідомі амплітуди прямих та зворотних Н- та Е-хвиль  $q$ -го типу, які розповсюджуються у позитивному та негативному напрямках вісі  $z$  із постійними розповсюдження  $k_{zHq}$ ,  $k_{zEq}$ ,  $Z_{Hq}$ ,  $Y_{Eq}$  - хвилеві

імпеданси,  $i$ -номер регулярної ділянки хвилеводу, із нормировкою базисних функцій (8).

Зшиваючи поперечні компоненти полів за проекційною схемою (алгоритм МЧО-II), отримуємо безкінечну СЛАР-II, рішення якої дає матрицю розсіювання:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}^i \\ \mathbf{V}^{i+1} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_S \begin{bmatrix} \mathbf{V}^i \\ \mathbf{R}^{i+1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{S11} & \mathbf{S}_{S12} \\ \mathbf{S}_{S21} & \mathbf{S}_{S22} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

де

$$\begin{aligned} \mathbf{V}^i &= \left( \left( V_{H1}^i, V_{H2}^i, \dots, V_{Hq}^i, \dots \right) \left( V_{E1}^i, V_{E2}^i, \dots, V_{Eq}^i, \dots \right) \right) \\ \mathbf{R}^i &= \left( \left( R_{H1}^i, R_{H2}^i, \dots, R_{Hq}^i, \dots \right) \left( R_{E1}^i, R_{E2}^i, \dots, R_{Eq}^i, \dots \right) \right). \end{aligned}$$

З отриманих матриць розсіювання (12) на стиках  $\Gamma$ -хвилеводів (останнє звено - стик  $\Gamma$ -хвилеводу з квадратним) за звісними формулами каскадного з'єднання чотирьохполосників (за рахунком набігу фаз на регулярних ділянках) знаходиться матриця розсіювання всього ступінчастого переходу з  $\Gamma$ -хвилеводу на квадратний також у вигляді (12).

Застосовуючи того ж формалізму, отримано  $S$ -матрицю хвиль на стики  $\Gamma$ -хвилеводу з двома взаємно-перпендикулярними прямокутними хвилеводами із металевою перегородкою у кутній частині  $\Gamma$ -хвилеводу (мал. 3):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}^{II} \\ \mathbf{R}^{III} \\ \mathbf{V}^I \end{bmatrix} = \mathbf{S}_S \begin{bmatrix} \mathbf{V}^{II} \\ \mathbf{V}^{III} \\ \mathbf{R}^I \end{bmatrix}, \quad (13)$$

де  $(\mathbf{V}^i), (\mathbf{R}^i), i = I - III$ , - вектор-амплітуди прямих та зворотних хвиль

Об'єднаючи  $S$ -матрицю ступінчастого трансформатору на  $\Gamma$ -хвилеводах (чотирьохполосник (12)) із  $S$ -матрицею шостиполосника (13), отримано УМР структури цілком також у вигляді шостиполосника.

За отриманим алгоритмом досліджено залежності електричних характеристик поляризатору від його геометричних розмірів у полосі частот. Критерієм якості обрана робоча полоса частот, яка задається одночасним виконанням наступних умов:  $K_{eл} > 0,7$ ,  $K_{сгУ} < 1,5$  та розв'язка  $|S_{21}|(\text{dB}) < -15$ , де  $K_{eл}$  - коефіцієнт еліптичності хвилі на виході поляризатору, який розраховується за формулою:

$$K_{eл} = \frac{\sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \sin \varphi} - \sqrt{1 + \rho^2 - 2\rho \sin \varphi}}{\sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \sin \varphi} + \sqrt{1 + \rho^2 - 2\rho \sin \varphi}}, \quad \frac{V_{H10}}{V_{H01}} = \rho e^{i\varphi}.$$

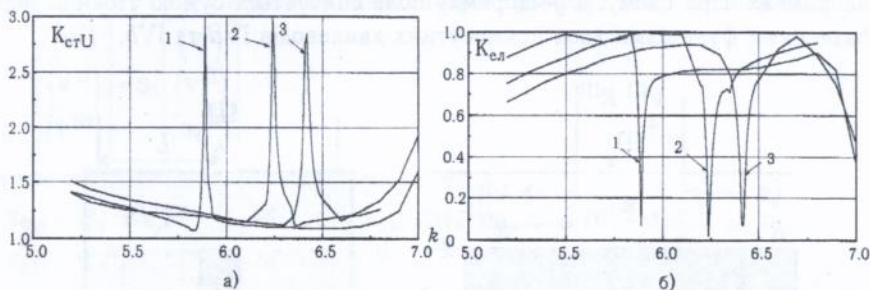
Розрахунки виконано в умові, що падає хвиля  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу II (мал. 3). При розрахунку на ПЕОМ власних хвиль рівноплечих  $\Gamma$ -хвилеводів ураховано до 30 членів ряду Фур'є, а при розрахунку всього прилада - по 12 типів  $H$ - та  $E$ -хвиль на кожному відрізку регулярного  $\Gamma$ -хвилеводу. Для наведених нижче геометрій поляризаторів нерегулярний хвилевод апроксимовано 10-15 ступінками регулярних  $\Gamma$ -хвилеводів.

Розглянуто чотири варіанти поляризаторів [9,10], заданих шириною  $A_r$  та висотою  $B_r=1-A_r$  прямокутних хвильоводів, шириною квадратного хвильовода  $a$  та загальною довжиною  $l$ :

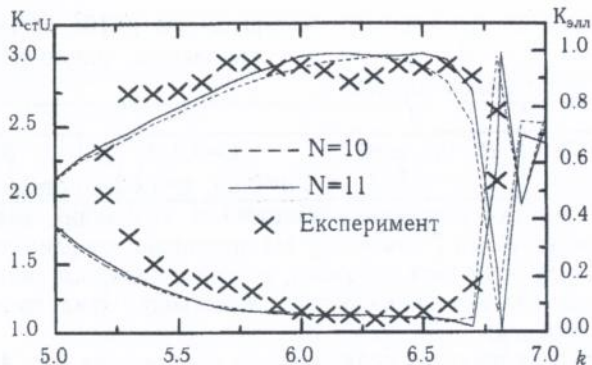
1	2	3	4
$B_r=0,3, a=0,75, l=1,971$	$B_r=0,3, a=0,7, l=1,862$	$B_r=0,278, a=0,68, l=1,826;$	$B_r=0,269, a=0,634, l=1,638.$

По результатах розрахунку залежності критичних хвильових чисел (спектру) нерегулярного Г-хвильоводу від продольної координати, близько до входного перерізу, крім двох основних, розповсюджується хвиля типу квазі- $H_{30}$ , а в перерізі близько до квадратного хвильоводу - хвилі квазі- $H_{11}$  (парна) та квазі- $E_{11}$  (непарна).

Результати розрахунку поляризаторів наведено на мал. 4 (варіанти 1-3) та 5 (варіант 4), на яких зображені частотні залежності  $K_{ел}$  та  $K_{стU}$ . Збіжність алгоритму розрахунку поляризаторів також показана на мал. 5, на якому ці частотні залежності розраховано у апроксимації нерегулярного хвильоводу ступінчастим з 10 та 11 секцій. За порівнянням двох кривих, характеристики помітно відрізняються тільки в області резонансу, який є продольним резонансом на "запертій" моді типу  $E_{11}$ . Добротність резонансів, за даними аналізу характеристик  $K_{стU}$ , складає не менш 100. Із зменшенням ширини квадратного хвильоводу  $a$  резонансні частоти поляризаторів 1-4 зміщуються у верхню частину діапазону (що пов'язано із скороченням довжини резонатору на запертій моді), внаслідок чого повна робоча полоса поляризатору 4 обмежувана зверху безпосередньо частотою резонанса. На мал. 5 крестиками наведено також результати експериментального дослідження поляризатору 4, які показують ефективність отриманого алгоритму для проектування слабконерегулярних структур на базі ХСП (погрішність самого експерименту складає близько 10%). Дані експериментальних досліджень поляризатору з геометрією типу 4 у діапазоні частот 10-13 ГГц представлені відділом антен Донецького НДІ КА.



Мал. 4. Характеристики поляризаторів 1-3: а) -  $K_{стU}$ , б) -  $K_{ел}$ .

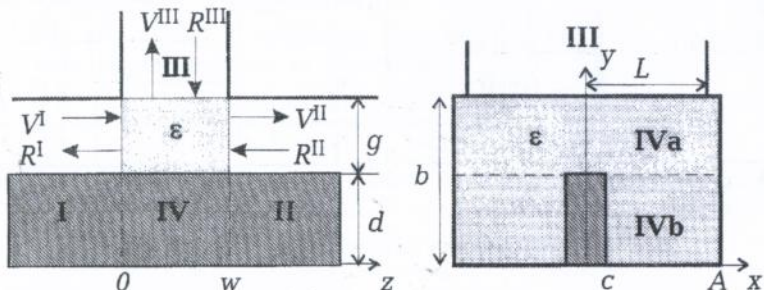


Мал. 5. Частотні характеристики  $K_{CTU}$  та  $K_{элл}$  поляризатору 4 у апроксимації нерегулярного Г-хвильовода ступінчастим з 10 та 11 секцій та порівняння їх з даними експеримента.

У четвертій главі рішається задача про дифракцію хвиль на Т-з'єднанні симетричного П-хвильоводу з прямокутним у Е-площині (мал. 6) у випадках повітряного та діелектричного заповнення області зв'язку хвильоводів. На відміну від вже знайомих рішень подібних задач для двовірних структур, в даній роботі рішається трьохвірна (векторна) задача із формулюванням кінцевого рішення у вигляді УМР [2,4].

Засіб розбиття вихідній області на часткові стандартний та показано на мал. 6 із позначенням основних геометричних параметрів.

Поле гібридних хвиль на регулярних ділянках напівбезкінечних хвильоводів I-III задається розкладаннями (11) електричного та магнітного векторів Герцу за власними Н- та Е-хвилями у кожній області. В області IV поле представлено у вигляді суперпозиції гібридних хвиль двох взаємно-перпендикулярних хвильоводів із сталими розповсюдження у  $z$ - та  $y$ -напрявках. При цьому, в  $y$ -напрямку поле описується сумою стоячих мод із базисними функціями двох прямокутних хвильоводів IVa та IVb.



Мал. 6 - Трійник на П-хвильоводі у Е-площині.

Зшиваючи поперечні компоненти електричного та магнітного полей на стикі хвилеводів IVa та IVb за рахунком ортогональності їх базисних функцій, отримано матрицю розсіяння  $S_p$ , яка зв'яже між собою амплитуди стоячих хвиль ( $B^\pm$ ):

$$(B^+) = S_p(B^-); (B^\pm) = ((B_H^\pm), (B_E^\pm))^T. \quad (14)$$

Зшиваючи поперечні компоненти полей на межах часткових областей та опускаючи проміжні викладки, отримуємо безкінечну систему з трьох лінійних матричних рівнянь відносно до невідомих амплитуд падаючих та розсіяних хвиль в областях I-III [2]:

$$\begin{cases} (V^I - R^I + V^{II} - R^{II}) = -\text{diag}\{j \cdot \text{ctg} k_z^I w\} (V^I + R^I - V^{II} - R^{II}) + [Q_0 + Q_w] (V^{III} + R^{III}), \\ (V^I - R^I - V^{II} + R^{II}) = \text{diag}\{j \cdot \text{ctg} k_z^I w\} (V^I + R^I + V^{II} + R^{II}) + [Q_0 - Q_w] (V^{III} + R^{III}), \\ (V^{III} - R^{III}) = -W(V^{III} + R^{III}) + F_w(V^{II} + R^{II}) - F_0(V^I + R^I) \end{cases} \quad (15)$$

де

$$T_1 = \text{diag}\{\cos k_y^{IVa} g\} S_p + \text{diag}\{j \sin k_y^{IVa} g\}; T_2 = \text{diag}\{j \sin k_y^{IVa} g\} S_p + \text{diag}\{\cos k_y^{IVa} g\}; \\ Q_0 = R_0 M^{IVa, III}, Q_w = R_w M^{IVa, III}, W = M^{IVa, III} T_2 T_1^{-1} M^{IVa, III}$$

Тут матриці  $Q_0(w)$ ,  $F_0(w)$  описують зв'язок між різними типами хвиль, які розповсюджуються у взаємно-перпендикулярних напрямках [2,4]. Аналітичний розрахунок інтегральних виражень для елементів матриць  $Q_0(w)$ ,  $F_0(w)$  за допомогою формул векторного аналізу показує, що вони зв'язані співвідношенням:

$$Q_0(w) = F_0^T(w), \quad (16)$$

що є наслідком взаємності пасивної структури.

Розрешаючи систему матричних рівнянь (15) за рахунком (16) відносно до невідомих амплітуд падаючих та відбитих хвиль в областях I-III, отримуємо УМР Т-з'єднання П-хвилеводу з прямокутним у Е-площині:

$$\begin{bmatrix} (R^I) \\ (R^{II}) \\ (V^{III}) \end{bmatrix} = S_S \begin{bmatrix} (V^I) \\ (V^{II}) \\ (R^{III}) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

де елементи матриці  $S_S$  мають вигляд:

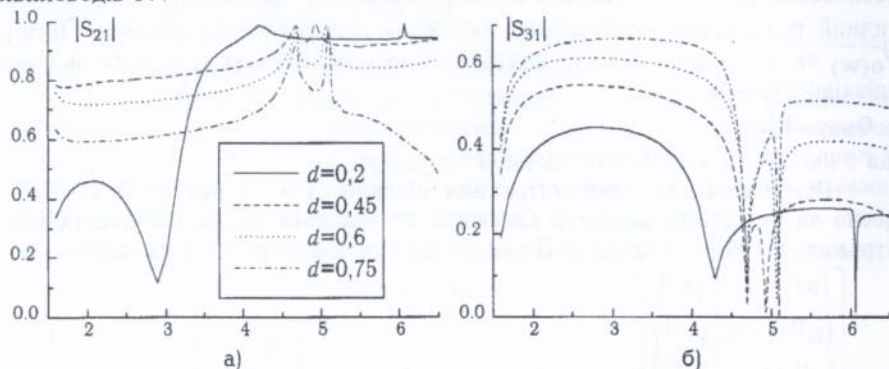
$$\begin{aligned} S_{S31} &= W_S^{-1} [M_w S^- - M_0 (S^+ + 2U)]; & S_{S32} &= W_S^{-1} [M_w (S^+ + 2U) - M_0 S^-]; \\ S_{S33} &= W_S^{-1} [M_w M^+ - M_0 M^- + 2S_2]; \\ S_{S11} &= 0,5 [M^- S_{S31} + S^+]; & S_{S12} &= 0,5 [M^- S_{S32} + S^+]; & S_{S13} &= 0,5 M^- [S_{S33} + U]; \\ S_{S21} &= 0,5 [M^+ S_{S31} + S^-]; & S_{S22} &= 0,5 [M^+ S_{S32} + S^-]; & S_{S23} &= 0,5 M^+ [S_{S33} + U]; \end{aligned} \quad (18)$$

У випадку діелектричного заповнення  $\epsilon$  області зв'язку IV у розкладаннях векторів Герцу в цій області за власними хвилями зміняться вира-

ження для сталих розповсюдження, а також вираження для хвильових імпедансів. Звідси зміняться й вираження для матриць  $S_p$ ,  $T_1$  та  $T_2$ . Загальний вигляд системи (15) та її рішення (18) не зміниться, однак у матричних елементах з'являться множники, які визначають відбиття хвиль від діелектричної межі.

Аналіз Т-з'єднання проведено на ПЕОМ типу 486DX2-80 у діапазоні частот, у яких безрозмірний частотний параметр  $k=(2\pi/\lambda)A$  змінюється у межах  $\pi/2 \leq k \leq 2\pi$  [2]. Було розраховано частотні характеристики коефіцієнтів відбиття та передачі хвилі  $H_{10}$  у залежності від висоти гребня П-хвильоводу  $d$ , від ширини  $\omega$  та від значення діелектричної сталої  $\epsilon$  у діапазоні частот для випадків широкого та вузького П-хвильоводів.

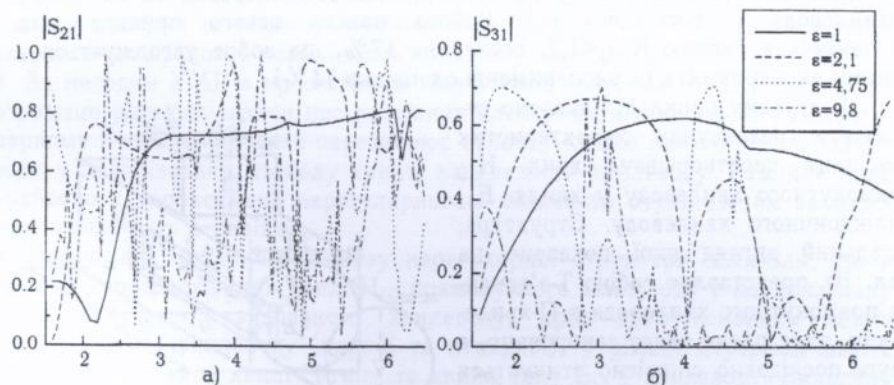
На мал. 7а,б представлені модулі коефіцієнтів передачі хвилі  $H_{10}$  широкого П-хвильовода I ( $b=0,9$ ) у хвильоводі II та III у залежності від висоти гребню  $d$  в полосі частот. Порівняння отриманих частотних характеристик показує можливість збільшення коефіцієнту передачі цієї хвилі у хвильоводі II в більш низькочастотній області при великих (за порівнянням з  $b$ ) значеннях  $d$  (крива 4 на мал. 7а). Крім того, із збільшенням висоти гребню зростає коефіцієнт передачі хвилі  $H_{10}$  в перпендикулярне плече (мал. 7б). У многомодовому режимі характеристики розсіяння мають два високодобротних резонанси на частотах власних коливань в області зв'язку хвильоводів IV.



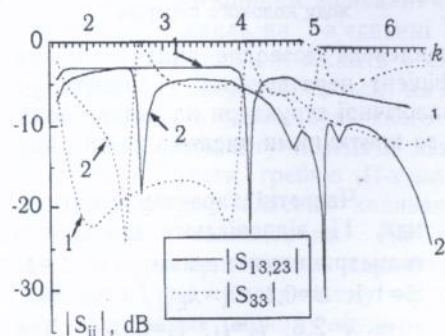
Мал. 7. Характеристики розсіяння трійника на широкому П-хвильоводі у Е-площині з параметрами  $b=0,9$ ,  $c=0,155$ ,  $L=1$ ,  $\omega=0,45$  у залежності від  $d$  при несиметричному збудженні: а) - коефіцієнт передачі хвилі  $H_{10}$  у хвильоводі II; б) - у хвильоводі III.

Частотні характеристики для несиметричного збудження трійника на П-хвильоводі висотою  $b=0,5$  при  $\omega=0,5$  із діелектричним резонатором в області IV показані на мал. 8. З малюнку слід, що із збільшенням значення діелектричної сталої  $\epsilon$  характеристики передачі трійника, за винятком окремих резонансних піків, значно погіршуються за рахунок відбиття від діелектрика. Тільки при  $\epsilon=2,1$  та  $\epsilon=4,75$  (криві 2 та 3 на мал. 8б) коефіцієнт передачі основної хвилі в плечі III у нижній області частот вище, ніж

при  $\varepsilon=1$ . Резонансний поведінок характеристик розсіяння при  $\varepsilon>1$  обумовлюється збудженням в діелектричному резонаторі більшого числа мод, ніж у підводячих плечах, та міжмодовою їх взаємодією.



Мал. 8. Характеристики розсіяння трійнику на вузькому П-хвильоводі у Е-площині з параметрами  $b=c/5$ ,  $c=0,155$ ,  $d=0,3$ ,  $L=1$ ,  $\omega=0,5$  у залежності від  $\varepsilon$  при несиметричному збудженні: а) - коефіцієнт передачі хвилі  $H_{10}$  у хвильоводі II; б) - у хвильоводі III.



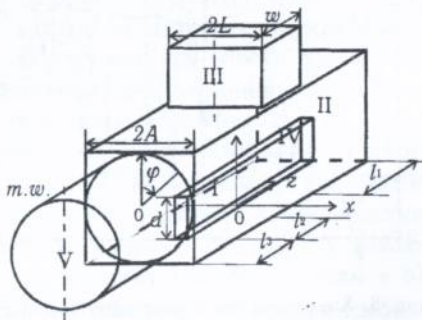
Мал. 9. Характеристики розсіяння подільників потужності на базі Т-з'єднання вузького (крива 1) та широкого (крива 2) П-хвильоводів з прямокутним у Е-площині: 1 -  $b=0,5$ ,  $c=0,155$ ,  $d=0,4$ ,  $L=1$ ,  $\omega=0,25$ ; 2 -  $b=0,9$ ,  $c=0,155$ ,  $d=0,75$ ,  $L=1$ ,  $\omega=0,95$ .

На мал. 9 представлені частотні характеристики подільників потужності для симетричного збудження вузького (крива 1) та широкого (крива 2) П-хвильоводів хвилі типу  $H_{10}$ . Сплошною лінією показані коефіцієнти передачі (за модулем), пунктирною - коефіцієнти відбиття хвилі  $H_{10}$  у плече III. Робоча полоса першого з них за рівнем КСХН -15дБ становляє 80%, другого - тільки 8%. Характеристики розсіяння на мал. 9 у круглої області частот також мають високодоботні резонанси в частотах власних коливань області зв'язку IV.

Оскільки Т-з'єднання хвильоводів має також площину симетрії  $z=\omega/2$  (мал. 6), при межовій умові електричної стінки у цієї площині отримуємо  $90^\circ$ -ізлом П-хвильоводу у Е-площині. В цьому випадку система (15) розпадається на дві незалежні підсистеми. Рішення кожної з них дає матрицю розсіяння чотирьохполюсника, який пов'язує падаючі та відбиті хвилі в обох взаємноперпендикулярних плечах. Як приклад розрахунку, в роботі наведено

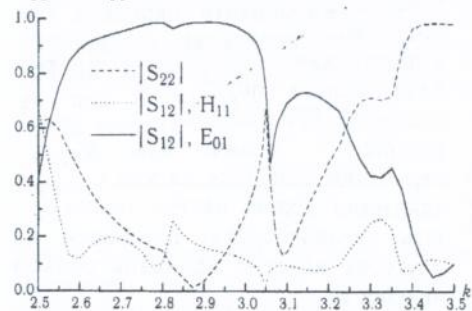
результати аналізу хвильоводно-мікrohrічкового переходу (ХМП), який пов'язує прямокутний хвильовід із мікrohrічковою лінією передачі (МСЛ) за допомогою трансформатору на симетричних П-хвильоводах та  $90^\circ$ -злому П-хвильовода у Е-площині [1]. Робоча полоса всього прилада, яка визначається умовою  $K_{\text{стУ}} < 1,2$ , составила 17%, що добре узгоджується з даними експерименту (в експерименті одержано 14%).

В другому прикладі наведено результати розрахунку характеристик розсіяння перетворювача хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвильовода у хвилю  $E_{01}$  циліндричного хвильовода. Структура, загальний вигляд якої показано на мал. 10, представляє собою Т-з'єднання прямокутного хвильовода з П-хвильоводом, одне плече якого закорочено, а друге послідовно співвісно стикається з квадратним, а потім з циліндричним хвильоводами (плоскопоперечні стики). Нумерація плечей та зазначення основних геометричних параметрів з'ясовується з малюнку.



Мал. 10. Перетворювач хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвильовода у хвилю  $E_{01}$  хвильоводу колового перерізу.

Наявність в даній структурі П-хвильовода дозволяє знизити рівень хвилі  $H_{11}$  і відповідно збільшити коефіцієнт перетворення у хвилю  $E_{01}$ , оскільки таким чином, на відміну від аналогічної структури на квадратному хвильоводі [3], знімається винародження за критичними числами хвиль типу  $H_{11}$  та  $E_{11}$ .



Мал. 11.

Частотні характеристики на мал. 11 відповідають приладу з геометричними параметрами  $L=1$ ,  $w=1,1$ ,  $d=0,1$ ,  $l_1=\lambda_{E_{11}}/4$  на частоті  $k=2,6$ ,  $l_2=l_1$ ,  $l_3=0,025$ . Для такої структури коефіцієнт перетворення  $|S_{12}|_{E_{01}}$  досягає значення 0,99, а рівень хвилі  $H_{11}$  в полосі пропускання не більш 0,25. Робоча полоса за рівнем  $|S_{12}|_{E_{01}} > 0,9$ , складає 15% [11].

## ВИСНОВКИ

Основні результати, що виносяться на захист, складаються у наступному:

1. За МЧО із розбиттям неопуклій  $\Gamma$ -області на три часткові підобласті отримано рішення задачі про власні функції та критичні числа для двомірного рівняння Гельмгольца в  $\Gamma$ -області, яка є базовою при

розрахунках власних хвиль ВСП. Алгебраїзація функціональних рівнянь за проєкційним методом (алгоритм МЧО-II) зводить рішення задачі до однорідної СЛАР-II із цілком регулярним матричним оператором. Зрізаний вектор коефіцієнтів Фур'є розкладання у тригонометричні ряди збігається до точного рішення за нормою лінійного пространства  $l^\infty$ . Отримане рішення автоматично враховує особливості поведінки поля на прямокутному рібрі.

2. За методом УМР з проєкційним зшиванням полей на стиках хвилеводів отримано рішення задачі про розсіяння електромагнітних хвиль на нерегулярному Г-хвилеводі, який перетворює основну хвилю прямокутного хвилеводу у поляризовану по колу хвилю квадратного хвилеводу. Розсіяне поле знайдено у апроксимації нерегулярного Г-хвилеводу ступінчастим за методом поперечних перерізів.

3. Результати численого аналізу нерегулярної структури показали, що в процесі перетворювання хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу у поляризовану по колу хвилю квадратного хвилеводу, крім двох основних хвиль рівноплечого Г-хвилеводу (парної та непарної), у різних перерізах мають участь ще дві вищі хвилі Н-типу та хвиля типу  $E_{11}$  Г-хвилеводу. Виявлено фізичний ефект резонансного розсіювання хвилі  $H_{10}$ , який пов'язано із продольним резонансом на "запертій моді"  $E_{11}$  в прохідному напівхвилевому резонаторі у перерізах близько до квадратного хвилеводу.

4. За МЧО з проєкційним зшиванням полей на межах часткових областей отримано УМР хвиль на Т-з'єднанні П-хвилеводу з прямокутним у Е-площині. Отримане рішення містить в себе випадок Е-площинного  $90^\circ$ -ізлomu П-хвилеводу та перетворюється на випадки діелектричного заповнення області зв'язку, а також будь якого підводячого плеча. Виявлено ефекти підвищення коефіцієнту передачі хвилі  $H_{10}$  у перпендикулярне плече із збільшенням висоти гребню П-хвилеводу та резонансного розсіювання хвиль на частотах власних коливань області зв'язку із повітряним та діелектричним заповненням. По результатах числених розрахунків, структура при визначених параметрах може працювати як подільник потужності (при симетричному збудженні), або як перетворювач типів хвиль (при несиметричному збудженні).

5. За отриманим алгоритмом проведено числені розрахунки характеристик розсіювання приладів на базі Т-з'єднання ХСП: прямокутного ізлomu П-хвилеводу у Е-площині (хвилеводно-мікрострічковий перехід) та шлейфового переходу з прямокутного хвилеводу на хвилевод колового перерізу (перетворювач хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу у хвилю  $E_{01}$  циліндричного хвилеводу). По результатах розрахунків, використання ХСП в цих приладах дозволяє розширити робочу полосу частот та зменшити їх габарити.

## ПУБЛІКАЦІЇ

Основні положення дисертації наведено в роботах:

1. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Анализ ВМП методом обобщенных матриц рассеяния// Изв. вузов. Радиоэлектроника. - 1996. - т.39, № 2.- с.57-63.
2. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Анализ Т-соединения П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости.// Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. (Харьков, ХТУРЭ). - 1997.-Вып. 101.-с.121-131.
3. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Преобразователь типов волн на базе Т-соединения прямоугольных волноводов в Е-плоскости.// Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. (Харьков, ХТУРЭ). - 1997.-Вып. 102.-с.61-67.
4. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Дифракция волны  $H_{10}$  на Т-образном разветвлении прямоугольного и П-волноводов. - Донецк: 1995. - 30с. (Препр./ НАН Украины ДонФТИ им. акад. А.А. Галкина; 95-2).
5. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Поляризация и преобразование электромагнитных волн в нерегулярном Г-волноводе. - Донецк: 1996.-24с. (Препр./ Донецкий госуниверситет; 96-5)
6. Метод обобщенных матриц рассеяния для анализа трансформатора сопротивлений на П-волноводах. / Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В.; Донецкий госуниверситет - Донецк, 1994.-11с.- Деп. в ГНТБ Украины 16.03.94., № 531-Ук.94.
7. Krizhanovsky V.G., Rassohina Ju.V. The modal-S-matrix method for waveguide-microstrip transition// Тезисы докладов и сообщений IV Всесоюзной н.-т. конференции "Математическое моделирование и САПР радиоэлектронных и вычислительных систем СВЧ и КВЧ на ОИС. Волгоград, 1991г.". - Москва, 1991г. - с. 132-133.
8. Krizhanovski, Ju.V. Rassohina. Modal S-matrix design of L-waveguide to rectangular waveguide transition// "Second International Conference on Development Direction of the Radio Communication Systems and means". - Voronezh, 1995. - pp.165-168.
9. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Расчет разделителя поляризации на ступенчатых Г-волноводах.// Материалы V Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'95). - т. 2. - Севастополь, 1995.- с. 437-440.
10. Зубко Л.Д., Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Исследование разделителя поляризации на Г-волноводах.// Тезисы докладов Международной конференции "Теория и техника антенн" (МКТТА'95). - Харьков: ХГТУРЭ.- 1995.-с.93.
11. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Анализ Т-соединения П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости.// Материалы VI Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'96). - Севастополь, 1996. - с.277-281.

*Рассохи́на Ю.В. Дифракция электромагнитных волн на неоднородностях у хвильоводах складних перерізів в координатних крайових задачах.* - Рукопис. Дисертація на здобуття вченого ступеня кандидата фізико-математичних наук за спеціальністю 01.04.03. - радіофізика. - Донецький державний університет. Донецьк. 1997.

Захищається 11 наукових робіт, у яких наведено результати розрахунків електродинамічних характеристик структур на основі хвильоводів складних перерізів та ключових неоднорідностей в них. В роботі за проєкційними методами розраховано власні хвилі та спектр базової Г-області, розраховано узагальнену матрицю розсіяння (УМР) хвиль на нерегулярному Г-хвильоводі та УМР хвиль на Т-з'єднанні П-хвильоводу з прямокутним у Е-площині. Наведено результати розрахунків характеристик розсіяння приладів на базі цих структур.

Ключові слова: дифракція, хвильовод складного перерізу, метод часткових областей, узагальнена матриця розсіяння, хвильоводна неоднорідність, хвильоводне з'єднання.

*Рассохи́на Ю.В. Дифракция электромагнитных волн на неоднородностях в волноводах сложных сечений в координатных крайовых задачах.* - Рукопись. Дисертація на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности 01.04.03. - радиофизика. - Донецкий государственный университет. Донецк. 1997.

Защищается 11 научных работ, в которых приведены результаты исследования электродинамических характеристик структур на основе волноводов сложных сечений и ключевых неоднородностей в них. В работе проекционными методами рассчитаны собственные волны и критические числа для базовой Г-области, рассчитана обобщенная матрица рассеяния (ОМР) волн на нерегулярном Г-волноводе и ОМР Т-соединения П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости. Приведены результаты численных расчетов характеристик рассеяния устройств на базе этих структур.

Ключевые слова: дифракция, волновод сложного сечения, метод частичных областей, обобщенная матрица рассеяния, волноводная неоднородность, волноводное соединение.

*Rassohina Ju.V. Diffraction of electromagnetic waves on the discontinuities in the ridged waveguides in coordinating domain-problems.* - Manuscript. Dissertation for competition of candidate degree on physics and mathematics sciences, in speciality 01.04.03.- radiophysic. - Donetsk state university. Donetsk. 1997.

11 scientific works, where results of investigation of structures on the base of ridged waveguides with discontinuities, are presents. In the work was calculated eigenvalue problem for the L-region, modal scattering matrix (MSM) on the irregular L-waveguide and MSM on the T-junction single-ridged waveguide with a rectangular waveguide in E-plane. Results of calculations of scattering characteristics of devices on the basis of this structures are presented.

Key words: diffraction, ridged waveguide, particular region method, modal scattering matrix (modal-S-matrix), waveguide discontinuities, waveguide junction.

AB 38.779  
**AB 38.779**

**Рассохіна Юлія Валентинівна**

Автореферат на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук

---

Підп. до друку 22.10.97 г.

Папір друк.

Тираж 100

Спосіб друку офісний.

Заказ № 257

Формат 60x84/16

Умовн. друк. арк. 1.0

Надруковано в тіпогр. ПП "Чайка"

---