

А.С. Дудуш, В.М. Грибов

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

МОДЕЛЮВАННЯ АНТЕНИ БІЖУЧОЇ ХВИЛІ НА ОСНОВІ Ш-ХВИЛЕВОДУ

Антенні біжучої хвилі на основі Ш-хвилеводу широко застосовуються в якості лінійних випромінювачів одновимірних фазованих антенних решіток РЛС протиповітряної оборони. В статті проведено аналіз наукових публікацій та літератури, присвячених питанням конструювання даного типу випромінювачів. Узагальнено інформацію щодо розрахунку та вибору параметрів конструкції Ш-хвилеводу, металевих неоднорідностей, необхідних для створення випромінюючої структури, коаксіально-плоского переходу та поглинаючого навантаження. Приведено методику створення математичної моделі антени біжучої хвилі на основі Ш-хвилеводу у системі автоматизованого проектування CST Studio Suite. Представлено результати моделювання основних параметрів даної антени у S діапазоні ($\lambda = 7,5$ см).

Ключові слова: Ш-хвилевід, антена біжучої хвилі, лінійний випромінювач, математична модель, CST Studio Suite.

Вступ

Постановка проблеми. Лінійні випромінювачі різних типів знайшли широке застосування при побудові одновимірних фазованих антенних решіток (ФАР). Зокрема лінійні випромінювачі, побудовані з використанням антен біжучої хвилі (АБХ) на основі Ш-хвилеводу [1], застосовуються в РЛС протиповітряної оборони типу 9С18М1, 9С15М [2–3] та ін. сучасних РЛС (рис. 1).

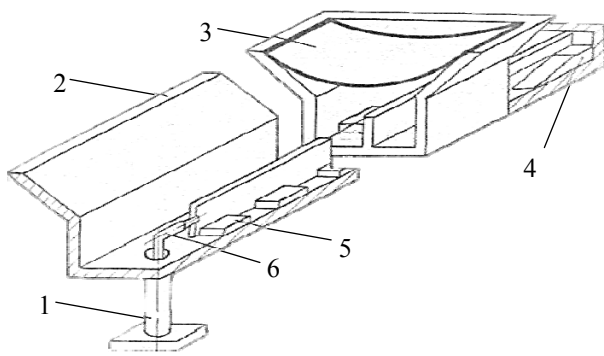


Рис. 1. Конструкція АБХ на основі Ш-хвилеводу [3]: 1 – вхід субблоку; 2 – Ш-хвилевід; 3 – радіопрозора тканина; 4 – поглинаюче навантаження; 5 – металеві неоднорідності; 6 – коаксіально-плоский перехід

Структура Ш-хвилеводу вперше була запропонована у 50-х р.р. минулого століття В. Ротманом (Кембриджський дослідницький центр Повітряних Сил) й А. Олінером (Бруклінський політехнічний інститут) для Повітряних Сил США [4], і дещо пізніше досліджена Л.С. Осиповим [5]. Даний тип антен має ряд переваг [4; 6]: широкий частотний діапазон; добре узгодження з ТЕМ-лініями шляхом підключення центрального провідника лінії до центрального ребра ("ножа") Ш-хвилеводу; можливість управління параметрами хвилі, що розповсюджується

ся, шляхом зміни висоти "ножа"; низька погрішність вимірювання напруженості поля завдяки відкритості геометрії; технологічність виготовлення. Необхідні параметри випромінювання Ш-хвилеводу частіше за все досягаються шляхом розміщення в ньому металевих неоднорідностей у вигляді брусків [1; 4; 6]. Для формування головної пелюстки діаграми направленості (ДН) поблизу нормалі випромінюючі неоднорідності слід розміщувати у Ш-хвилеводі в "шаховому" порядку по обидві сторони від центрального ребра. Змінюючи розміри і відстань між неоднорідностями можна регулювати величину НВЧ потужності, що випромінюється.

Експериментальне відпрацювання лінійних випромінювачів, побудованих з використанням АБХ на основі Ш-хвилеводу, характеризується невизначеністю впливу різних параметрів (розміри Ш-хвилеводу, розміри та розташування металевих неоднорідностей, параметри узгодженого навантаження та переходів від ТЕМ-ліній до Ш-хвилеводу) на амплітудно-фазовий розподіл (АФР) в апертурі та на ДН випромінювача. Крім того, важливим є конструктивно-технологічний чинник, оскільки такий випромінювач є складним і дорогим пристроєм, а для кожного експерименту необхідно виготовляти його наново. Проблема ще більше ускладнюється при необхідності конструювання ФАР на основі таких випромінювачів. Тому актуальною є задача математичного моделювання лінійних випромінювачів, побудованих з використанням АБХ на основі Ш-хвилеводу.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Для синтезу лінійного випромінювача, побудованого з використанням АБХ на основі Ш-хвилеводу, потрібне аналітичне рішення, і воно було отримане В. Ротманом і А. Олінером в роботі [7] для випадку, що представляє особливий практичний інтерес, коли вигітання хвилі з хвилеводу мінімальне. Проте отримана експеримента-

льна ДН значно відрізнялася від розрахункової, спостерігалися приливи головної пелюстки, високі несиметричні бічні пелюстки. Авторами було висловлено думку, що спотворення розрахункової ДН сталися в результаті помилок в розрахунках зв'язків неоднорідностей з лінією живлення.

Аналітичні рішення для розрахунку критичної довжини хвилі, критичної потужності та еквівалентного хвильового опору Ш-хвильоводу були знайдені Л.С. Осиповим та описані в роботах [3; 8]. За отриманими рівняннями були побудовані узагальнені графіки для швидкого визначення електричних параметрів Ш-хвильоводу практично будь-яких розмірів. Експериментальна перевірка показала, що точність приведених графіків є достатньою для проведення інженерних розрахунків.

Також Л.С. Осиповим в роботі [9] проаналізовано можливість створення широкопasmових переходів від коаксіальної лінії до Ш-хвильоводу з використанням узгоджувального відрізка плоскої або смужкової лінії. Автором отримані співвідношення, необхідні для розрахунку коаксіально-плоского та коаксіально-смужкового переходів до Ш-хвильоводу, а також формула еквівалентного хвильового опору Ш-хвильоводу. Дослідження Ш-хвильоводу в режимі випромінювання Л.С. Осиповим не проводились.

В.Н. Лиманським в роботі [10] було висловлено припущення, що на форму експериментальної ДН, отриманої В. Ротманом і А. Олінером, вплинули невраховані зсуви фаз, що вносяться розміщеними у Ш-хвильоводі неоднорідностями у випромінювану ними хвилю та в хвилю, що проходить далі вздовж центрального ребра. Був знайдений спосіб компенсації неврахованих ефектів і помилок, а також представлені принцип напівнатурного моделювання та методика ітераційного проектування лінійних випромінювачів, побудованих з використанням АБХ на основі Ш-хвильоводу.

В той же час, дослідження лінійних випромінювачів, побудованих з використанням АБХ на основі Ш-хвильоводу, також вимагає врахування впливу параметрів узгодженого навантаження, призначеного для поглинання падаючої хвилі та встановлення заданого коефіцієнту стоячої хвилі (КСХ), а також переходів від ліній живлення до Ш-хвильоводу.

З іншого боку, застосування принципу напівнатурного моделювання для перевірки адекватності аналітичних співвідношень та справедливості припущень щодо можливих помилок в процесі проектування суттєво обмежує можливості з доробки дослідного зразка у зжаті терміни та з мінімальними затратами. В сучасних умовах зазначені проблеми можуть бути вирішені із застосуванням систем автоматизованого проектування (САПР) пристроїв НВЧ, як наприклад CST Studio Suite [11].

Мета статті – узагальнення інформації з питань конструювання антен біжучої хвилі на основі Ш-хвильоводу та розробка методики створення математичної моделі даної антени у системі автоматизованого проектування CST Studio Suite.

Виклад основного матеріалу

Визначення параметрів Ш-хвильоводу та металевих неоднорідностей. Основним елементом АБХ на основі Ш-хвильоводу є хвильовід, поперечний перетин якого має вигляд літери "Ш" (рис. 2). Хоча такий хвильовід з одного боку є відкритим, в нормальному стані він працює як невипромінююча лінія передачі з хвилею TE_{10} (рис. 2, а). Якщо ж в Ш-хвильоводі з'являється неоднорідність, розміщена несиметрично відносно центрального ребра, то частина енергії хвилі TE переходить до хвилі TEM і потім випромінюється у вільний простір (рис. 2, б).

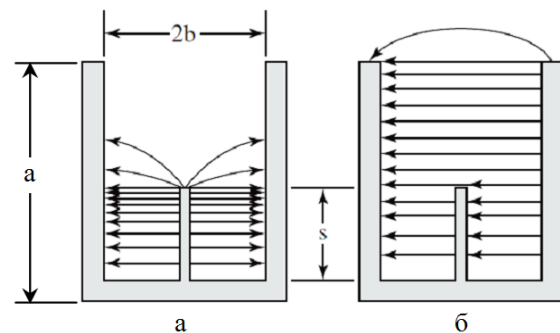


Рис. 2. Розподіл поля в Ш-хвильоводі: а – режим біжучої хвилі; б – режим витікаючої хвилі

Напрямок максимуму ДН θ_0 АБХ на основі Ш-хвильоводу визначається співвідношенням між довжиною хвилі у вільному просторі λ_0 та довжиною хвилі у хвильоводі λ_g у відповідності з рівнянням для АБХ [6]:

$$\cos \theta_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_g}.$$

Для формування максимуму ДН поблизу нормалі до повздовжньої осі Ш-хвильоводу по обидва боки від центрального ребра в шаховому порядку з періодом 2ℓ розміщуються випромінюючі неоднорідності довжини ℓ . При цьому кутове положення максимуму ДН визначається наступним рівнянням [4]:

$$\cos \theta_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} - \frac{\lambda_0}{2\ell}. \quad (1)$$

Отже при заданому положенні максимуму ДН АБХ на основі Ш-хвильоводу для знаходження довжини та періоду розміщення неоднорідностей необхідно знати λ_g , яка визначається коефіцієнтом сповільнення хвильоводу $\gamma = \lambda_0 / \lambda_g$. Коефіцієнт γ може бути розрахований за таким співвідношенням [10]:

$$\gamma = \sqrt{1-q^2} \left[1 + \frac{\delta_t q^2}{1-q^2} \right] - \frac{q^2}{\sqrt{1-q^2}} \frac{\lambda_0}{1-\frac{2dq}{\lambda_0}} \frac{1-\frac{\delta_t q^2}{1-q^2}}{(1+\delta_t)^2}, \quad (2)$$

де $q = \lambda_0 / \lambda_c$;

$\lambda_c \approx 4s + \frac{8b}{\pi} \ln 2$ – критична (максимальна) дов-

жина хвилі в Ш-хвильоводі;

d – висота неоднорідностей;

s – висота центрального ребра;

b – відстань між центральним ребром і стінкою хвильоводу;

δ_t – коефіцієнт, який враховує кінцеву товщину t центрального ребра:

$$\delta_t = \frac{4q}{\pi} \frac{b}{\lambda_0} \left[2 \ln \left[\frac{2-\frac{t}{2b}}{2\left(1-\frac{t}{2b}\right)} \right] - \frac{t}{2b} \ln \left[\frac{\frac{t}{2b}\left(2-\frac{t}{2b}\right)}{\left(1-\frac{t}{2b}\right)^2} \right] \right]$$

На практиці значення коефіцієнту γ лежать у межах 0,6...0,8 [4; 6].

Характеристичне рівняння для розрахунку критичної довжини хвилі λ_c приведене в роботі [8]. Дане рівняння дозволяє встановити залежність між λ_c та розмірами поперечного перерізу Ш-хвильоводу s , b і t . На рис. 3 приведені графіки залежності $\lambda_c / 2b$ від $s / 2b$ при різних значеннях $t / 2b$.

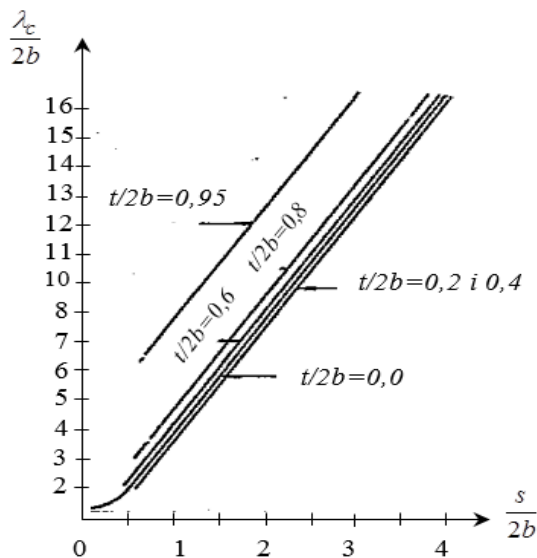


Рис. 3. Залежності λ_c від розмірів поперечного перерізу Ш-хвильоводу

За даними графіками можна визначити критичну довжину хвилі Ш-хвильоводу практично будь-яких розмірів. Крім того, можна розв'язати зворотню задачу: задавши λ_c (наприклад, виходячи з необхідного робочого діапазону частот антени) та

два будь-які розміри Ш-хвильоводу визначити третій невідомий розмір.

Необхідний амплітудний розподіл поля в АБХ на основі Ш-хвильоводу задається шляхом вибору відповідної висоти металевих неоднорідностей. Взаємозв'язок між амплітудним розподілом A та коефіцієнтом затухання Ш-хвильоводу α визначається наступним співвідношенням [7]:

$$2\alpha(z) = \frac{A^2}{\int_z^L A^2 dz + \frac{P(L)}{P(0)-P(L)} \int_0^L A^2 dz},$$

де L – довжина Ш-хвильоводу вздовж осі z ;

$$\frac{P(L)}{P(0)} = \frac{1}{10}.$$

Графіки залежності висоти неоднорідностей d та висоти "ножа" s від коефіцієнту затухання α для $\gamma = 0,738$ представлені на рис. 4. Дані залежності були встановлені дослідним шляхом.

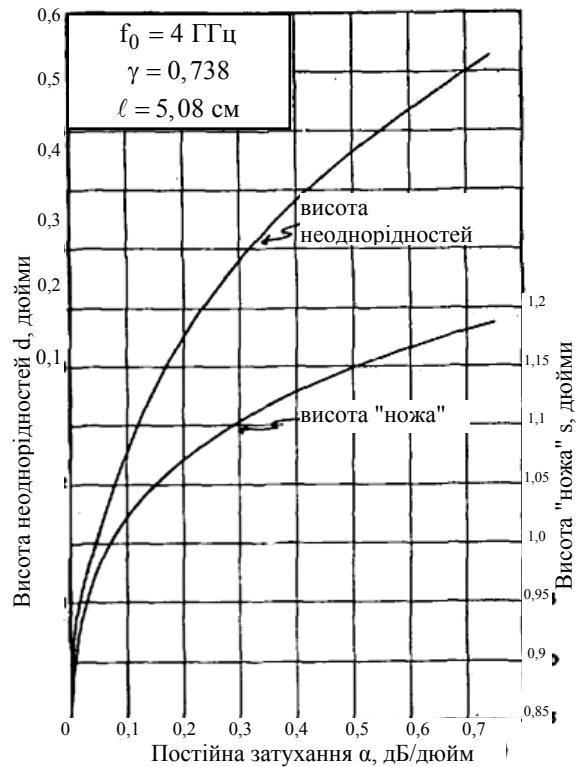


Рис. 4. Залежності висоти неоднорідностей d та висоти "ножа" s від коефіцієнту затухання α

Від висоти Ш-хвильоводу a залежить повна потужність хвилі, що переноситься в хвильоводі, а від ширини b – його критична потужність [5; 8]. Під критичною потужністю Ш-хвильоводу розуміють максимальну потужність хвилі, при передачі якої настає електричний пробій між ребром і бічними стінками Ш-хвильоводу.

Проведене в [8] оцінювання величини критичної потужності Ш-хвильоводу показало, що поле хвилі TE_{10} при віддаленні від ребра у напрямку від-

критої стінки хвилеводу швидко убуває та прагне до нуля. Отже, і енергія хвилі TE_{10} , що поширюється в хвилеводі, в основному буде сконцентрована між ребром і бічними стінками. Причому, чим більше відношення s/b , тим швидше убуває поле в поперечному напрямку і тим менша частина потужності передається через поперечний переріз Ш-хвилеводу за межами ребра. Розрахунки показали, що навіть при порівняно малих відношеннях $s/b \approx 2$, доля потужності P' , що переноситься за межами центрального ребра Ш-хвилеводу, швидко зменшується і складає соті долі відсотка від усієї потужності P хвилі TE_{10} . З ростом відношення s/b , відношення P/P' збільшується.

У табл. 1 [5] приведені значення потужності (y %) хвилі, що переноситься в Ш-хвилеводі, для різних відношень s/b та a/s . Використовуючи дані табл. 1 можна визначити необхідні співвідношення між розмірами стінок Ш-хвилеводу і висотою центрального ребра.

Таблиця 1

Потужність хвилі, що переноситься в Ш-хвилеводі

a/s s/b	1,2	1,5	2,0	2,5
2	90,45 %	98,4 %	99,91 %	99,99 %
3	96,32 %	99,74 %	99,99 %	–
4	98,69 %	99,86 %	–	–
4,5	99,13 %	99,98 %	–	–

Визначення параметрів узгодженого навантаження. Узгоджене навантаження має забезпечувати коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) АБХ на основі Ш-хвилеводу у межах $\rho_{\text{н}} \leq 1,1 \dots 1,15$. При цьому відбита від навантаження потужність не повинна перевищувати 0,2...0,5% від падаючої. Таке кінцеве навантаження являє собою об'ємний поглинач НВЧ енергії, який має спеціальні скоси з боку падаючої хвилі для зменшення відбиттів. Загасання поглиначу $L_{\text{погл}}$ має бути не менше 20...23 дБ, щоб практично виключити вплив потужності, що пройшла через поглинач і відбилась від розімкнутого кінця лінії, на вхідний КСХ навантаження. Досить поширеними є навантаження з об'ємним поглиначом (клином), виконаним зі спеціального поглинаючого матеріалу – фероєпоксиду [12]. Такі навантаження відрізняються малими габаритами, простотою конструкції і виготовлення, низьким значенням КСХ і широкопосмуговістю та можуть бути розраховані виходячи з форми одноекспоненціального клину (рис. 5).

Основними компонентами фероєпоксиду є карбонільне залізо і епоксидна смола, які використовуються у ваговому співвідношенні приблизно 5:1. Відомий склад № 19, що приведений у [13], містить карбонільне залізо, епоксидну смолу, поліефірну смолу і тальк в наступних вагових співвідношеннях: 65,08:15,87:3,18:15,87 (y %). Він механічно обробляється подібно до пластмаси, а також може відливатися в форми складної конфігурації. Інтервал робочих температур від -60 до $+150^\circ\text{C}$. Значення елект-

ричної та магнітної проникності на частоті 3 ГГц складають $\varepsilon = 5,3 \dots 7$ та $\mu = 1,75 \dots 1,9$ відповідно. Електропровідність становить $10^{-4} \dots 10^{-6}$ См/м.

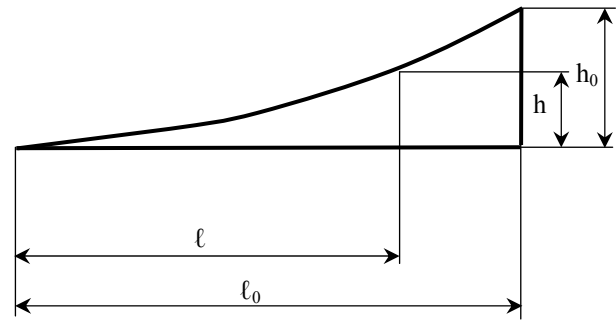


Рис. 5. Розміри одноекспоненціального клину

Розрахунок експоненціального профілю клину $h(l)$ при заданій його довжині ℓ_0 (рис. 5) здійснюється за формулою експоненти:

$$h = n(e^{k\ell} - 1), \quad (3)$$

де n – коефіцієнт, а k визначається заданими значеннями ℓ_0 і h_0 :

$$k = \frac{1}{\ell_0} \ln \left(\frac{h_0}{n} + 1 \right). \quad (4)$$

Для одноекспоненціального клину h_0 дорівнює висоті хвилеводу в Е-площині. Коефіцієнт n , що має розмірність довжини, визначає величину «прогину» експоненти. Аналіз впливу його величини на форму експоненціального профілю, проведений шляхом вимірювання КСХ двох клинів однакових розмірів, що відрізняються значеннями n (0,5 і 1), а також вимога технологічності виготовлення привели до висновку про доцільність вибору $n=1$. Саме таке значення n і використовується на практиці в усіх випадках [12].

Результати експериментального дослідження, представлені у [12], свідчать про те, що фероєпоксидний клин довжиною $\ell_0 = (0,45 \dots 0,55) \lambda_{\text{max}}$ (λ_{max} відповідає максимальній робочій довжині хвилі) являє собою достатньо широкопосмугове навантаження, що має $\rho_{\text{н}} \leq 1,1$ в смузі частот $\Delta f / f_0 \approx 35 \dots 40\%$, тобто практично у всій робочій смузі частот хвилеводу. Також встановлено, що при $\ell_0 > 0,5\lambda$ впливом відбиття від короткозамкнутого кінця хвилеводу навантаження на його вхідний КСХ можна знехтувати, оскільки при цьому виконується вищезазначена умова $L_{\text{погл}} \geq 20$ дБ.

Отже, враховуючи зазначене, розрахунок геометричних параметрів кінцевого узгодженого навантаження Ш-хвилеводу (рис. 1), доцільно здійснювати за співвідношеннями (3) та (4) при заданих значеннях $n=1$, $h_0 = s$, $\ell_0 = 0,5\lambda_c$.

Визначення параметрів коаксіально-плоского переходу. Для ефективного перетворення

основної ТЕМ хвилі коаксіальної лінії в основну TE_{10} хвилю Ш-хвилеводу необхідно, щоб розподіл поля й енергії хвилі при переході від одного типу лінії в інший зазнавали якомога менших змін. Базуючись на аналогії в конфігураціях полів Ш-хвилеводу та плоскої лінії в коаксіально-Ш-хвилеводних переходах може використовуватися послідовне з'єднання плоскої лінії [9].

На рис. 6 показаний коаксіально-плоский перехід до Ш-хвилеводу, в якому в якості узгоджувального елемента використовується відрізок плоскої лінії. Відрізок лінії довжиною ℓ_1 формує ТЕМ хвилю, яка за конфігурацією є близькою до поля основної хвилі Ш-хвилеводу. Для отримання якісного переходу необхідно, щоб середина внутрішнього провідника плоскої лінії підключалася до торця центрального ребра на відстані s_1 від основи Ш-хвилеводу. Дослідним шляхом було встановлено, що коаксіально-плоскі переходи до Ш-хвилеводу мають низький КСХ у широкому діапазоні частот при виконанні умови [9]

$$\frac{s}{s_1} = 1,6 \dots 1,65. \quad (5)$$

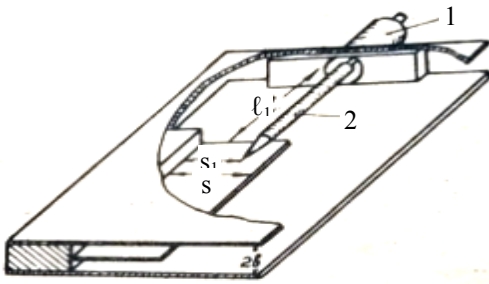


Рис. 6. Коаксіально-плоский перехід:
1 – коаксіальна лінія;
2 – внутрішній провідник плоскої лінії

По суті коаксіально-плоский перехід містить два переходи: від коаксіальної лінії до плоскої і від останньої до Ш-хвилеводу. Для компенсації ємнісної неоднорідності, виникаючої в місці стрибкоподібного з'єднання внутрішніх провідників коаксіальної та плоскої ліній, внутрішній провідник коаксіальної лінії з хвильовим опором Z_K потрібно випустити в плоску лінію на відстань, яка вибирається з наступних умов:

$$\left. \begin{aligned} 2b/10, \text{ якщо } Z_K = 50 \text{ Ом}; \\ 2b/8, \text{ якщо } Z_K = 75 \text{ Ом}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для компенсації неоднорідності, виникаючої в місці з'єднання внутрішнього провідника плоскої лінії до торця ребра Ш-хвилеводу, точку їх з'єднання вибирають аналогічним чином.

Знаючи зміну хвильового опору Ш-хвилеводу Z_{III} в робочому діапазоні, можна підібрати довжину ℓ_1 і хвильовий опір трансформувального відрізка плоскої лінії $Z_{тр.}$ таким, щоб в необхідному діапазоні частот отримати мінімальний КСХ переходу.

Еквівалентний хвильовий опір Ш-хвилеводу розраховується за формулою [9]

$$Z_{III} = \frac{2b \left(1 - \frac{t}{2b} \right) Z_0}{\lambda_c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2}}, \quad (7)$$

де $Z_0 = 376,7 \text{ Ом}$ – опір вільного простору.

Хвильовий опір $Z_{тр.}$ розраховується як

$$Z_{тр.} = 138 \lg \frac{8b}{\pi D}, \quad (8)$$

де D – діаметр внутрішнього провідника плоскої лінії.

Розрахунок узгодження Z_K і Z_{III} виконується за формулою приведених вхідних опорів або за допомогою діаграм опорів в прямокутних або полярних координатах.

Методика створення моделі АБХ на основі Ш-хвилеводу в CST Studio Suite

Ескіз структури моделі АБХ на основі Ш-хвилеводу представлений на рис. 7. Для створення даної моделі слід використовувати 4 типи об'єктів:

1) Ш-хвилевід з розмірами, які визначаються за графіками рис. 3 та даними табл. 1 (λ_c , s , b і t) (матеріал – алюміній);

2) неоднорідності з довжиною ℓ і періодом розміщення 2ℓ , розрахованими згідно (1), та висотою d , вибраною за графіками рис. 4 (матеріал – залізо);

3) поглинаюче навантаження, яке має форму представлену на рис. 1 та розраховується згідно рівнянь (3) і (4) (поглинаючий матеріал – ферропексид з параметрами складу № 19 [13]);

4) внутрішній провідник плоскої лінії, який розміщується згідно умов (5) і (6) (матеріал – мідь).

З метою прискорення процесу створення моделі, коаксіально-плоский перехід може бути заданий з використанням джерела збудження типу дискретний порт з внутрішнім опором (Discrete Port, S-Parameter type). Дискретний порт застосовується для моделювання систем живлення із зосередженими параметрами, які розміщені всередині досліджуваного об'єкта, і є гарною апроксимацією для моделювання точок підключення живлення антен при дослідженні поля у дальній зоні. Дискретний порт задається між конусоподібним закінченням внутрішнього провідника плоскої лінії та торцевою стінкою Ш-хвилеводу. Площина підключення живлення повинна знаходитись на торці центрального ребра, а напрямок розповсюдження хвилі (положення конусу) направлений вздовж центрального ребра (рис. 7).

Розрахункова область в CST представлена обмеженим об'ємом, унаслідок чого необхідно визначити крайові умови (Boundaries), які враховуватимуть взаємодію моделі з навколишнім простором. У площині землі слід використати електричну гранич-

ну умову (Electric), еквівалентну нескінченному ідеальному електричному провіднику. Для всіх інших меж мають бути встановлені відкриті умови (Open

(add space)), що моделюють вільний простір з протилежного боку межі.

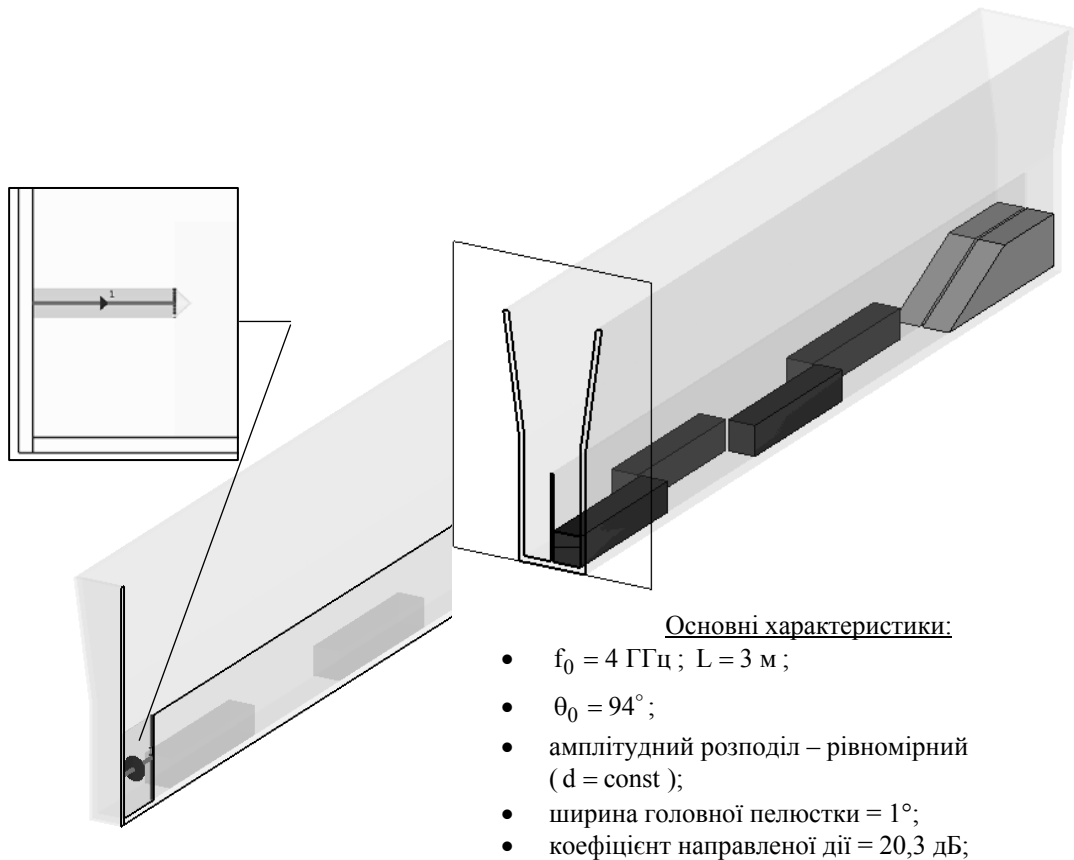


Рис. 7. Ескіз структури АБХ на основі Ш-хвильоводу, створений в CST Studio Suite

Розрахунок параметрів антени доцільно проводити з використанням обчислювача в часовій області на основі методу кінцевих інтегралів (Transient Solver) [14]. Цей метод ефективний для розрахунку НВЧ пристроїв, у тому числі антен. Для застосування до структури чисельного моделювання в часовій області виконується просторова дискретизація досліджуваної моделі з використанням гексагедральної сітки.

Для аналізу ДН антени в дальній зоні необхідно вибрати монітор поля Farfield/RCS та задати необхідну частоту. Результати моделювання характеристик направленості створеної АБХ на основі Ш-хвильоводу та переріз ДН $\theta(\varphi = 0)$ представлені на рис. 7 та рис. 8 відповідно.

Висновки

За результатами проведеного аналізу узагальнено та систематизовано дані, необхідні для конструювання антен біжучої хвилі на основі Ш-хвильоводу. Приведено аналітичні вирази та графіки залежностей, які встановлюють взаємозв'язок між довжиною хвилі в Ш-хвильоводі, критичною довжиною хвилі та розмірами поперечного перерізу

Ш-хвильоводу. Зазначено підходи до визначення необхідного співвідношення між розмірами стінок Ш-хвильоводу і висотою центрального ребра. Показано вплив порядку розміщення та розмірів металевих неоднорідностей, необхідних для створення випромінюючої структури, на положення максимуму діаграми направленості антени та коефіцієнт згасання. Приведені основні рівняння та методика розрахунку коаксіально-плоского переходу та поглинаючого навантаження.

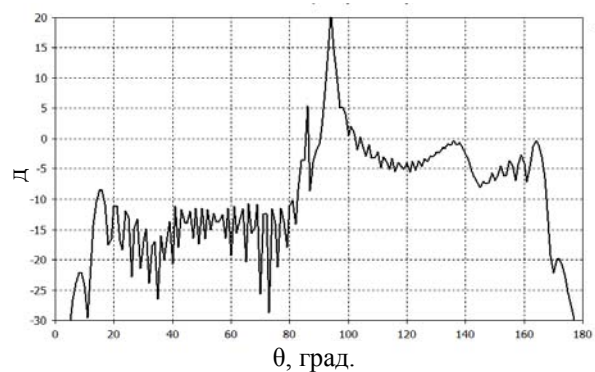


Рис. 8. Переріз ДН площиною $\varphi = 0$

На основі отриманих даних запропонована методика створення структури антени біжучої хвилі на основі Ш-хвильоводу у системі автоматизованого проектування CST Studio Suite.

Отримані результати моделювання основних параметрів антени корелюються з відомими результатами теоретичних та практичних досліджень, що свідчить про адекватність моделі. Це, в свою чергу, дозволяє розглядати розроблену структуру як інструмент для проведення подальших теоретичних досліджень антен біжучої хвилі на основі Ш-хвильоводу.

Зокрема, для компенсації несиметричності ДН відносно головної пелюстки може бути апробована запропонована в [10] методика врахування зсуву фаз, що вносяться розміщеними у Ш-хвильоводі неоднорідностями у випромінювану ними хвилю та в хвилю, що проходить далі вздовж центрального ребра.

Отримання потрібного рівня бічних пелюсток може бути забезпечене варіацією висоти металевих неоднорідностей у відповідності з заданим амплітудним розподілом.

Список літератури

1. Pat. 3015100 United States. Trough waveguide antennas / Walter Rotman.; assignee Raytheon Company (Waltham, MA). – Serial № 647454; filed 20.03.57; issued 26.12.61.
2. Радиолокационная станция 9С18М1. Устройства: 19.01.00.00, 19.06.00.00, 19.12.00.00, 19.22.00.00. Техническое описание: ЕФ1.005.029 ТО1. – Оф. издание, 1988. – 80 с.
3. Радиолокационная станция 9С15М. Устройства Д5.01, Д5.06, Д5.22. Иллюстрации. Техническое описание: ЕФ1.005.017 ТО1-1. – Оф. издание, 1978. – 69 с.
4. Balanis C.A. Modern antenna handbook / Edited by Constantine A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – 1 700 p.
5. Осипов Л.С. Ш-образный полукрытый волновод / Л.С. Осипов // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая. – 1960. – № 7. – С. 13-27.
6. Хансен Р.С. Сканирующие антенные системы СВЧ / Р.С. Хансен; пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина в 3-х томах. Т. 3. – М.: Советское радио, 1971. – 464 с.
7. Rotman W. Asymmetrical trough waveguide antennas / W. Rotman and A.A. Oliner // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1959. – Vol. 7. – P. 153-162. <https://doi.org/10.1109/TAP.1959.1144652>.
8. Осипов Л.С. К теории Ш-образного полукрытого волновода / Л.С. Осипов // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая. – 1962. – Вып. 6. – С. 13-29.
9. Осипов Л.С. К вопросу конструирования широкополосных переходов от коаксиальной линии к Ш-волноводу / Л.С. Осипов // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая. – 1962. – Вып. 6. – С. 3-12.
10. Лиманский В.Н. Разработка и исследование Ш-волноводных излучателей / В.Н. Лиманский // Доклады ТУСУРа. – 2009. – Т.1 (19), Ч.1. – С. 21-29.
11. CST Studio Suite. Программное обеспечение для моделирования электродинамических и мультифизических задач [Электронный ресурс]. – CST, 2017. – 32 с. Режим доступа: http://eurointech.ru/products/CST/CST_STUDIO_SUITE_2018_Rus.pdf.
12. Клич С.М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников / С.М. Клич. – М.: Сов. радио, 1973. – 320 с.
13. ОСТ 107.460007.006-92. Материалы для объемных поглотителей высокочастотной энергии. Марки. Дата введения 01.07.93. – Издание официальное, 1993. – 27 с.
14. CST Studio Suite. High Frequency Simulation. – CST, 2017. – 128 p.

References

1. Pat. 3015100 United States. Trough waveguide antennas / Walter Rotman.; assignee Raytheon Company (Waltham, MA). – Serial № 647454; filed 20.03.57; issued 26.12.61.
2. Technical specification: EF1.005.029 TO1 (1988), “Radiolokacionnaja stancija 9S18M1. Ustrojstva: 19.01.00.00, 19.06.00.00, 19.12.00.00, 19.22.00.00” [9S18M1 Radar. Devices 19.01.00.00, 19.06.00.00, 19.12.00.00, 19.22.00.00], Official edition, 80 p.
3. Technical specification: EF1.005.017 TO1-1 (1978), “Radiolokacionnaja stancija 9S15M. Ustrojstva D5.01, D5.06, D5.22. Ilustracij” [9S15M radar. Devices D5.01, D5.06, D5.22.], Official edition, 69 p.
4. Balanis, C.A. (2008), *Modern antenna handbook*, John Wiley & Sons, 1 700 p.
5. Osipov, L.S. (1960), “W-obraznyj polukrytyj volnovod” [Half-open trough waveguide], *Questions of radio electronics. General technical series*, № 7, pp. 13-27.
6. Hansen, R.C. (1966), *Microwave scanning antennas. Vol. 3: Array systems*, Academic Press, 422 p.
7. Rotman, W and Oliner, A.A. (1959), Asymmetrical trough waveguide antennas, *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.7, pp. 153-162. <https://doi.org/10.1109/TAP.1959.1144652>.
8. Osipov L.S. (1962), “K teorii W-obraznogo polukrytogo volnovoda” [To the theory of a half-open trough waveguide], *Questions of radio electronics. General technical series*, № 6, pp. 13-29.
9. Osipov, L.S. (1962), “K voprosu konstruirovanija širokopolosnyh perehodov ot koaksialnoj linii k W-volnovodu” [On the construction of broadband transitions from the coaxial line to the trough waveguides], *Questions of radio electronics. General technical series*, № 6, pp. 3-12.
10. Limansky, V.N. (2009), “Razrabotka i issledovanie W-volnovodnyh izluchateley” [Study trough waveguides and development of trough waveguide radiators], *Proceedings of TUSUR University*, № 1, part 1 (19), pp. 21-29.

11. CST (2017), "CST Studio Suite. Electromagnetic and Multiphysics Simulation Software", available at: www.cst.com/-/media/cst/solutions/articles/flyer/cst-studio-suite-brochure/attachments/cst-s2-2018 (accessed 01 April 2018).
12. Klich, S.M. (1973), "Proektirovanie SVCH ustrojstv radiolokacionnyh priemnikov" [Designing microwave devices of radar receivers], Sov. radio, Moscow, 320 p.
13. Industry Standard 107.460007.006-92 (1993), "Materialy dlja objemnyh poglotytelej vysokochastotnoj energii. Marki" [Materials for volumetric absorbers of high-frequency energy. Stamps.], issued 01.07.93, 27 p.
14. CST (2017), "CST Studio Suite. High Frequency Simulation", CST Studio Suite 2018 Documentation, 128 p.

Надійшла до редколегії 24.04.2018

Схвалена до друку 22.05.2018

Відомості про авторів:

Дудуш Анатолій Сергійович

кандидат технічних наук
старший викладач Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-8454-2127>

Грибов Валерій Миколайович

магістр Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-4621-6013>

Information about the authors:

Anatoly Dudush

Candidate of Technical Sciences
Senior Instructor of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-8454-2127>

Valery Gribov

Master of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-4621-6013>

МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ Ш-ВОЛНОВОДА

А.С. Дудуш, В.М. Грибов

Антенны бегущей волны на основе Ш-волновода широко применяются в качестве линейных излучателей одномерных фазированных антенных решеток РЛС противовоздушной обороны. В статье проведен анализ научных публикаций и литературы, посвященных вопросам конструирования данного типа излучателей. Обобщена информация относительно расчета и выбора параметров конструкции Ш-волновода, металлических неоднородностей, необходимых для создания излучающей структуры, коаксиально-плоского перехода и поглощающей нагрузки. Приведена методика создания математической модели антенны бегущей волны на основе Ш-волновода в системе автоматизированного проектирования CST Studio Suite. Представлены результаты моделирования основных параметров данной антенны в S диапазоне ($\lambda = 7,5$ см).

Ключевые слова: Ш-волновод, антенна бегущей волны, линейный излучатель, математическая модель, CST Studio Suite.

MODELING OF THE ANTENNA OF A RUNNING WAVE ON THE BASIS OF THE Ш-WAVEGUIDE

A. Dudush, V. Gribov

Linear radiators of different types have found wide application in the construction of one-dimensional phased arrays. In particular, linear radiators constructed using through waveguide antennas are used in the 9S18M1 "Snow Drift", 9S15M "Bill Board" and other modern anti-aircraft defense radars. In the article analyzed the scientific publications and literature devoted to the design of this type of radiators. Based on the results of the analysis, the data necessary for the construction of through waveguide antennas are generalized and systematized. Analytical expressions and dependency curves are given which establish the relationship between the wavelength in the through waveguide, the cutoff wavelength, and the dimensions of the through waveguide. Approaches are given to the determination of the necessary ratio between the dimensions of the walls of the through waveguide and the height of the central fin. The influence of the order of placement and size of the metal blocks needed to create a radiating structure on the position of the maximum antenna pattern and the attenuation coefficient is shown. Basic equations and a technique for calculating a coaxial-plane transition and an absorbing load are given. On the basis of the data obtained, a technique is proposed for creating a structure of a through waveguide antenna in the CST Studio Suite. The obtained results of modeling the main antenna parameters are correlated with known results of theoretical and practical studies, which indicates the adequacy of the model. This, in turn, allows to consider the developed structure as a tool for further theoretical studies of through waveguide antennas. In particular, to compensate for the asymmetry of the directional pattern relative to the main lobe, can be tested the method of taking into account the phase shift introduced by metal blocks placed in the through waveguide into the wave emitted by them and into a wave that travels further along the central fin. The desired level of side lobes can be obtained by varying the height of the metal blocks in accordance with a predetermined amplitude distribution.

Keywords: through waveguide antenna, linear radiator, mathematical model, CST Studio Suite.