

УДК 621.372

Т.Л. КУРТСЕИТОВ

Національний університет оборони України, Київ

МЕТОД СИНТЕЗУ АНТЕННИХ ОБТІКАЧІВ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ НА ОСНОВІ НЕРЕГУЛЯРНИХ СЕРЕДОВИЩ

У статті пропонується метод визначення розподілених параметрів плавно-нерегулярних радіопрозорих антенних обтікачів літальних апаратів, який забезпечує заданий коефіцієнт відбиття чи згасання в визначеній частотно-кутовій області. Цей метод дозволяє розрахувати складні антенні обтікачі, що володіють більш широким частотно-кутовим діапазоном роботи у порівнянні з існуючими аналогами. Розглянутий приклад реалізації запропонованого методу визначення розподілених параметрів плавно-нерегулярних радіопрозорих антенних обтікачів літальних апаратів. Результати які були отримані можливо використовувати при проектуванні антенних обтікачів літальних апаратів, побудованих на основі діелектричних шарів.

Ключові слова: антенний обтікач літального апарату, нерегулярний діелектричний шар, хвильовий опір.

Вступ

Для захисту антенних систем та інших елементів літальних апаратів від зовнішніх впливів застосовуються захисні обтікачі [1]. Для того, щоб наявність обтікача не призвела до зміни діаграми спрямованості антен, необхідно, щоб обтікач володів властивостями абсолютної радіопрозорості діелектричної структури незалежно від частоти, кута падіння хвилі і її поляризації [1, 2].

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Для вирішення проблеми збільшення частотно-кутового діапазону сучасних обтікачів використовують багатошарові діелектричні шари [1 – 3], причому кожен шар багатошарового обтікача має постійний хвильовий опір і свою товщину. Розрахунок таких обтікачів заснований на зшиванні рішень рівнянь Максвелла для кожного регулярного шару [3]. У результаті зшивання виходять рекурентні формули, за якими можна послідовно від шару до шару здійснювати розрахунок обтікача [3].

На практиці розрахунок обтікачів здійснюється в наступній послідовності [1 – 3]. Спочатку, виходячи з фізичних міркувань і досвіду розробника, вибирається багатошарова діелектрична структура і здійснюється її розрахунок. Якщо електричні параметри не задовольняють заданим вимогам, то у вихідному діелектричному шарі змінюються хвильові опори шарів, їх товщина і кількість, і розрахунок знову повторюється. Цей процес повторюється до тих пір, поки характеристики покриття не стануть заданими.

Така процедура за своєю суттю є параметричним синтезом покриття [3].

Недоліком такого підходу до синтезу діелектричних шарів є швидко зростаюча складність при збільшенні кількості регулярних шарів. У результаті при кількості шарів більше десяти параметричний синтез стає настільки складним, що стає важко або неможливо розрахувати обтікач.

Метою даної статті є розробка методу синтезу антенних обтікачів на основі плавно-нерегулярного шару, тобто шару, розподілені параметри якого змінюються безперервно по товщині покриття.

Виклад основного матеріалу дослідження

Під нерегулярним діелектричним шаром будемо розуміти середовище, діелектрична ϵ і магнітна μ проникність якої залежить тільки від однієї координати Z (рис. 1).

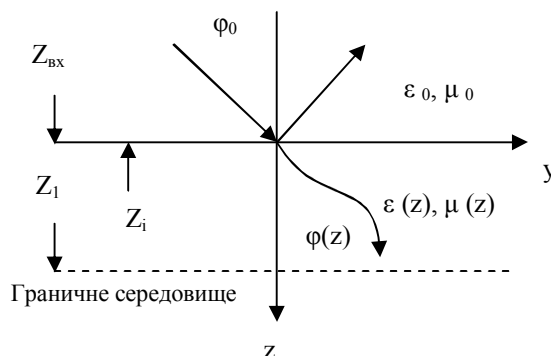


Рис. 1. Проходження хвилі через нерегулярне середовище

Електромагнітне поле, яке змінюється в часі за гармонійним законом $\exp(j\omega t)$, описується рівняннями Максвелла [1]:

$$\text{rot}\bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E}, \quad \text{rot}\bar{E} = -j\omega\mu\bar{H}. \quad (1)$$

Для ТЕ хвиль ($E_y=E_z=0$), що розповсюджуються вздовж осі, маємо:

$$\begin{aligned} E_x &= U(z)e^{-j\beta z}, \\ H_y &= V(z)e^{-j\beta z}; \\ H_z &= F(z)e^{-j\beta z}, \end{aligned} \quad (2)$$

де ТЕ хвиля – поперечно – електрична хвиля;

ТМ хвиля – поперечно – магнітна хвиля.

Функції $U(z)$, $V(z)$, $F(z)$ як впливає з (1), (2), пов'язані телеграфними рівняннями

$$-\frac{dU}{dz} = j\omega\mu V, \quad -\frac{dV}{dz} = \left(j\omega\mu + \frac{\beta^2}{j\omega\mu} \right) U, \quad (3)$$

$$\beta U + \omega\mu F = 0. \quad (4)$$

Дані рівняння можуть бути порівняні з розподілим ланцюгом у вигляді лінії передачі [4] з хвильовим опором

$$Z_{BTE} = \frac{\omega\mu}{\sqrt{k^2 - \beta^2}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{1 - \frac{\beta^2}{k^2}}^{-1}, \quad k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}, \quad (5)$$

і часом затримки

$$\tau_\beta = \frac{1}{\omega} \int_0^z \sqrt{k^2 - \beta^2} dz. \quad (6)$$

При розгляді ТМ хвилі ($H_y=H_z=0$). У цьому випадку в усіх співвідношеннях для ТЕ хвиль необхідно зробити заміну ϵ на $(-\mu)$, μ на $(-\epsilon)$ і компоненти полів $E(H)$ замінити відповідно на $H(E)$. При цьому функції $U(z)$, $V(z)$, $F(z)$ задовольняють рівнянням

$$\frac{dU}{dz} = j\omega\epsilon V, \quad \frac{dV}{dz} = \left(j\omega\mu + \frac{\beta^2}{j\omega\epsilon} \right) U, \quad (7)$$

$$\beta U - \omega\mu F = 0. \quad (8)$$

Рівнянню (7) відповідає лінія з хвильовим опором

$$Z_{BTM} = \frac{1}{\omega\epsilon\sqrt{k^2 - \beta^2}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{1 - \frac{\beta^2}{k^2}}. \quad (9)$$

Час затримки при цьому визначається також як і для ТЕ хвиль, формулою (6). Постійна розповсюдження β визначається законом Снеліуса [5]

$$\beta = k_0 \sin \varphi_0 = k(z) \sin \varphi(z) = \text{const}. \quad (10)$$

При нормальному падінні плоскої хвилі $\beta=0$ і рівняння для ТЕ і ТМ хвиль беруть однаковий вигляд. Для визначеності вважаємо, що плоска хвиля

має складові $E = E_x$, $H = H_y$. Тоді згідно (3) з точністю до множника $\exp(j\beta y)$ маємо

$$-\frac{dE}{dz} = j\omega\mu H, \quad -\frac{dH}{dz} = j\omega\epsilon E. \quad (11)$$

Звідси випливає, щоб отримати залежність полів від координати у необхідно компоненти $E=E_x$, $H=H_y$ помножити на $\exp(-j\beta y)$. У цьому випадку вираз (6) перетворюється до виду

$$\tau = \tau_\beta = \int_0^z \sqrt{\epsilon(z)\mu(z)} dz. \quad (12)$$

Переходячи у рівняннях (11) до змінної τ , отримаємо

$$-\frac{dE}{d\tau} = j\omega Z_B(\tau) H, \quad -\frac{dH}{d\tau} = j\omega Z_B^{-1}(\tau) E, \quad (13)$$

$$Z_B(\tau) = \sqrt{\frac{\mu(\tau)}{\epsilon(\tau)}}. \quad (14)$$

Поверхневий опір нерегулярного середовища $Z_{BX} = E/H$, як впливає з (13), описується рівнянням Ріккати

$$Z_{BX}'(\tau) - p \frac{Z_{BX}^2(\tau)}{Z_B(\tau)} + p Z_B(\tau) = 0, \quad (15)$$

де знак "штрих" означає диференціювання за часом затримки τ .

У роботі [6] показано, що на досить великих частотах, коли виконується нерівність

$$\left| Z_{BX}' \right| \ll \left| p \frac{Z_{BX}^2}{Z_B} - p Z_B \right|, \quad (16)$$

елементи матриці опорів нерегулярного шару можна наближено визначити за формулами:

$$Z_{11} = Z_B(0) + \frac{1}{A(p)}, \quad Z_{12} = Z_{21} = \frac{e^{2pt_3}}{A^2(p)}, \quad (17)$$

$$A(p) = p \int_0^{t_3} \frac{1}{Z_B(y)} e^{2py} dy,$$

$$Z_{22} = Z_B(t_3) \frac{e^{2pt_3} Z_B(t_3) - A(p)}{A(p)}. \quad (18)$$

Час затримки t_3 визначається виразом (12) при $Z=1$, де l - товщина покриття. З формул (17), (18) випливає, що всі властивості шару обтікача визначаються функцією хвильового опору $Z_B(\tau)$. Уявімо величину, зворотну хвильовому опору у вигляді

$$\frac{1}{Z_B(\tau)} = P_m(\tau), \quad (19)$$

де $P_m(\tau)$ – багаточлен ступеня m відносно τ .

Тоді

$$\frac{A(p)}{p} = \frac{e^{2pt_3}}{2p} \sum_{k=0}^m (-1)^k \frac{P^{(k)}(t_3)}{(2p)^k} - \frac{P_m(0)}{2p}, \quad (20)$$

де $P^{(k)}(\tau)$ - k -я похідна по τ від многочлена $P_m(\tau)$.

Оскільки за допомогою многочлена вибором його ступеня і коефіцієнтів можна з будь-яким ступенем точності апроксимувати довільну безперервну функцію (19), то формули (17) - (20) описують матрицю опорів довільного безперервного діелектричного шару з довільним хвильовим опором $Z_v(\tau)$. Слід зазначити, що у загальному випадку в якості апроксимуючої функції (19) зовсім необов'язково брати поліном $P_m(\tau)$. Під $P_m(\tau)$ може розумітися будь-яка функція. Тоді вираз (20) вже не буде справедливим.

З вищевикладеного випливає наступний метод синтезу радіопрозорих обтікачів.

1. Вибирається цільова функція обтікача. Для радіопрозорих обтікачів зазвичай використовується модуль коефіцієнта відбиття [1-3]

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{вх} - Z_i^*}{Z_{вх} + Z_i^*} \right|, \quad (21)$$

де Z_i - поверхневий опір простору, з якого на шар падає плоска хвиля (рис. 1). Символ * означає комплексно поєднане число. Іншою характеристикою обтікача може бути загасання, яке часто використовується у теорії фільтрів НВЧ [7]:

$$L = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \right). \quad (22)$$

Неважно бачити, що модуль коефіцієнта відбиття і затухання пов'язані між собою.

2. Вибираємо поліном $P_m(\tau)$ (19) та за формулами (21), (22) обчислюємо цільову функцію. При цьому поверхневий опір в (21) визначається за допомогою елементів матриці опорів (17) - (20) [6]:

$$Z_{вх} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + z_1}, \quad (23)$$

де Z_i - імпеданс межує середовища (рис.1).

3. Якщо цільова функція не задовольняє заданим вимогам, то відбувається зміна коефіцієнтів полінома і його ступеня. Цей процес повторюється до тих пір, поки цільова функція не опиниться у допустимій області.

При обчисленні цільової функції плавно-нерегулярного шару виникають складності через те, що у загальному випадку коефіцієнт відбиття і затухання залежать від частоти, кута падіння хвилі і типу падаючої плоскої хвилі. Отримані формули (17) - (20) справедливі при нормальному падінні хвилі.

Тому при обчисленні цільової функції в часто-

тно-кутової області доцільно плавно-нерегулярний шар представити у вигляді каскадного з'єднання M регулярних шарів. У цьому випадку обчислення цільової функції здійснюється за формулами (21), (22), а поверхневий імпеданс за рекурентною формулою (23)

$$Z_i = Z_{i11} - \frac{Z_{i12}^2}{Z_{i22} + z_{i-1}}, \quad i=1,2,3,\dots,M, \quad (24)$$

де Z_i - поверхневий опір шару з номером $i=1,2,3,\dots,M$. Елементи матриці опорів однорідного шару визначаються відомим виразом для регулярних довгих ліній [7]:

$$Z_{i11} = Z_{i22} = -jZ_{вiTE, TM} \operatorname{ctg} \omega t_{\beta i}, \quad (25)$$

$$Z_{i12} = -jZ_{вiTE, TM} \frac{1}{\sin \omega t_{\beta i}}. \quad (26)$$

Хвильові опори і часи затримок окремих шарів обчислюються згідно формул (5), (6), (9), (10):

$$Z_{вiTE} = \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i}} \sqrt{1 - \frac{\epsilon_0 \mu_0}{\epsilon_i \mu_i} \sin^2 \varphi_0}^{-1}, \quad (27)$$

$$Z_{вiTM} = \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i}} \sqrt{1 - \frac{\epsilon_0 \mu_0}{\epsilon_i \mu_i} \sin^2 \varphi_0}, \quad (28)$$

$$t_{\beta i} = l_i \sqrt{\mu_i \epsilon_i} \sqrt{1 - \frac{\epsilon_0 \mu_0}{\epsilon_i \mu_i} \sin^2 \varphi_0}, \quad (29)$$

де l_i - товщина шару з номером i . У виразі (24) при $i=1$ величина Z_0 описує поверхневий опір середовища, а при $i=M$ функція z_M дорівнює поверхневому опору нерегулярного шару. Очевидно, що при $M \rightarrow \infty$ функція z_M прагне до поверхневого опору плавно-нерегулярного шару.

При обчисленні цільової функції (21), (22) замість поверхневого опору плавно-нерегулярного шару $z_{вх}$ повинна бути функція z_M , яка залежить як від частоти, так і від кута падіння хвилі.

За розробленою методикою було розраховано радіопрозорий обтікач з наступними характеристиками: граничним середовищем є повітря; центральна частота смуги пропускання $f_0=15$ ГГц; відносна смуга пропускання 15%; кут падіння хвилі $-70^\circ \geq \varphi_0 \geq 70^\circ$; відносна діелектрична проникність повинна бути не більше 5. У зазначеному частотно-кутовому діапазоні потрібно забезпечити загасання L не більше 1 дБ за умови, що час затримки $t_s \leq 4 \cdot 10^{-11}$ с. Обмеження на час затримки і діапазон зміни діелектричної проникності обумовлює обмеження на товщину покриття. У нашому випадку товщина покриття повинна бути не більше 1,2 см і не менше 0,54 см.

У табл. 1 представлені результати оптимізації при використанні різних поліномів.

Таблиця 1
Результати оптимізації
при використанні різних поліномів

Вид полінома, $x = 10^{11} \tau, c$	Максимальне загукання
$\epsilon_r = 0,264x^2 - 0,798x + 2,18$	13,56 дБ
$\epsilon_r = 0,179x^3 - 0,846x^2 + 0,95x + 1,7$	8,64 дБ
$\epsilon_r = 0,193x^4 - 1,413x^3 + 3,29x^2 - 2,6x + 2,285$	4,67 дБ
$\epsilon_r = 0,0493x^5 - 0,315x^4 + 0,428x^3 + 0,551x^2 - 1,132x + 2,13$	2,24 дБ
$\epsilon_r = -0,103x^6 + 1,326x^5 - 6,229x^4 + 13,06x^3 - 11,66x^2 + 3,243x + 1,831$	1,43 дБ
Діелектрична проникність змінюється, як показано на рис. 4	1 дБ (даний випадок відповідає падінню ТЕ хвилі під кутом $\phi_0 = 50^\circ$)

На рис. 2, 3 зображені залежності відносної діелектричної проникності покриття від поточного часу затримки при оптимізації функції (19) різними поліномами для отримання мінімуму загукання (20). При цьому в якості варіюваних параметрів використовувалися: коефіцієнти поліномів, ступінь полінома, час затримки покриття t_3 . Аналіз загукання покриття показав, що зі збільшенням товщини покриття загукання в заданій частотно-кутовій області зменшується при заданому значенні мінімальної і максимальної діелектричної проникності. Тому при оптимізації час затримки брався максимальним $t_3 \leq 4 \cdot 10^{-11} c$. З табл.1 видно, що із зростанням ступеня полінома максимальне загукання зменшується. При оптимізації розрахунок був обмежений поліномом шостого ступеня, оскільки максимальне загукання виявилось наближеним до заданого 1дБ. Тому, залежність 2 на рис. 3 була апроксимована ступінчастою функцією, яка потім була уточнена: скориговано час затримки $t_3 \leq 4,16 \cdot 10^{-11} c$ і уточнено відносні діелектричні проникності.

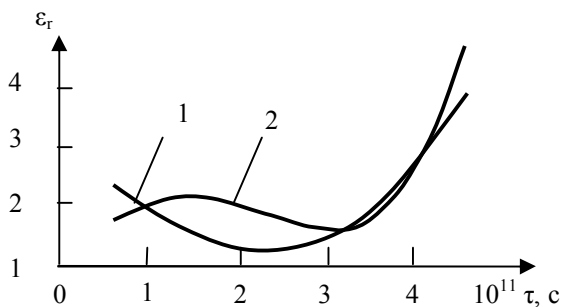


Рис. 2. Результати оптимізації: 1 – поліномом другого ступеня; 2 – поліномом третього ступеня

Остаточна залежність діелектричної проникності від часу затримки і характеристика загукання показані на рис. 4, 5.

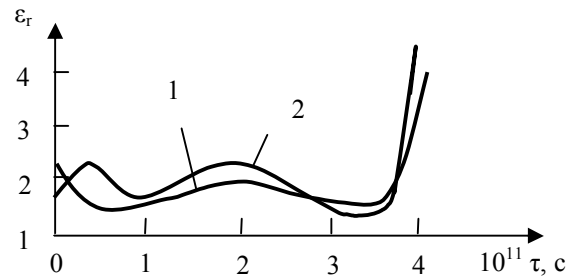


Рис. 3. Результати оптимізації: 1 – поліномом четвертого ступеня; 2 – поліномом шостого ступеня

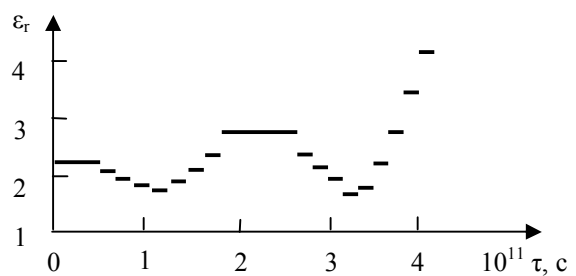


Рис. 4. Зміна відносної діелектричної проникності багат шарового радіо прозорого обтікача

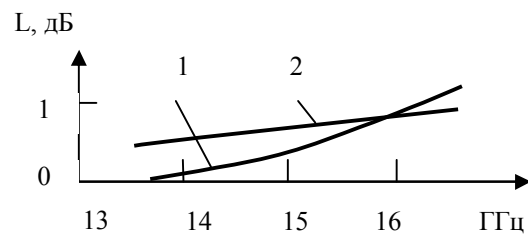


Рис. 5. Залежність загукання обтікача від частоти: 1 - відповідає падінню ТЕ хвилі під кутом $\phi_0 = 50^\circ$; 2 - падіння ТМ хвилі при $\phi_0 = 0$

При цьому залежності на рис. 5 характеризують найбільш несприятливий випадок, тобто коли загукання максимальне.

Висновки

Таким чином, використання запропонованого методу синтезу радіо прозорих обтікачів дозволяє розрахувати обтікачі з досить складним законом зміни розподілених параметрів. Слід зазначити, що викладені вище етапи синтезу покриттів допускають різну модифікацію. Наприклад, плавно-нерегулярний шар обтікача можна розбити на кілька нерегулярних шарів і для кожної ділянки використовувати свої апроксимуючі функції, зокрема різні поліноми.

Література

1. Соколовский, И.И. Прикладная радиооптика [Текст] / И.И. Соколовский, Ю.Л. Покровський. - К.: Наукова думка, 1986. – 220 с.
2. Каплун, В.А. Обтекатели антенн СВЧ [Текст] / В.А. Каплун. - М.: Сов. радио, 1974. – 240 с.
3. Бабе, Г.Д. Математические методы оптимизации интерференционных фильтров [Текст] / Г.Д. Бабе, Е.Л. Гусев. - Новосибирск: Наука, 1987. – 215 с.
4. Мировицкий, Д.И. Микроволноводная оптика и голография [Текст] / Д.И. Мировицкий, И.Ф. Будагян, В.Ф. Дубовин. - М.: Наука, 1983. – 318 с.
5. Семёнов, А.С. Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации [Текст] / А.С. Семёнов, В.Л. Смирнов, А.В. Шмалько. - М.: Радио и связь, 1990. – 224 с.
6. Куртсеитов, Т.Л. Приближённый метод определения матрицы сопротивлений диэлектрического слоя радиомаскировочного покрытия [Текст] / Т.Л. Куртсеитов // Захист інформації. - 2001. - №3. - С. 64-69.
7. Современная теория фильтров и их проектирование [Текст] / Под ред. Г. Темеша, С. Митра. - М.: Мир, 1977. – 560 с.

Надійшла до редакції 23.05.2011

Рецензент: д-р техн. наук, проф., проф. кафедри авіації В.І. Соловійов, інститут авіації та протиповітряної оборони Національного університету оборони України, Київ.

МЕТОД СИНТЕЗА АНТЕННЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ СРЕД

Т.Л. Куртсеитов

В статье предлагается метод определения распределенных параметров плавно-нерегулярных радиопрозрачных антенных обтекателей летательных аппаратов, который обеспечивает заданный коэффициент отражения или затухания в необходимой области частот. Этот метод позволяет рассчитывать сложные антенные обтекатели, владеющие более широким частотно-угловым диапазоном работы в сравнении с существующими аналогами. Рассмотрен пример реализации предложенного метода определения распределенных параметров плавно-нерегулярных радиопрозрачных антенных обтекателей летательных аппаратов. Результаты, которые были получены, можно использовать при проектировании антенных обтекателей летательных аппаратов построенных на основе диэлектрических слоев.

Ключевые слова: антенный обтекатель летательного аппарата, нерегулярный диэлектрический слой, волновое сопротивление.

SYNTHESIS METHOD OF STREAMLINED ANTENNA COVER OF THE AIRCRAFT ON THE BASIS OF OCCASIONAL ENVIRONMENT

T.L. Kurtseitov

In this article is given a method of determining of the distributed parameters of smoothly-irregular radioparent streamlined antenna covers of the aircraft, which provides a given reflection coefficient or attenuation coefficient in certain frequency-angular region. This method allows calculating the complex streamlined antenna cover, having a wider range of angular frequency, comparing with existing analogs. During this process was tested method of determining of the distributed parameters of smoothly-irregular radioparent streamlined antenna cover of the aircraft. Results that were obtained can be used in the design of aircraft antenna, based on dielectric layers.

Key words: streamlined antenna cover of the aircraft, an irregular dielectric layer, the wave resistance.

Куртсеитов Тимур Ленурович – канд. техн. наук, начальник кафедри радіоелектронної боротьби інституту оперативного забезпечення та логістики Національного університету оборони України, Київ, Україна.