

УДК 621.396.96

Л.Г. Корнієнко, О.В. Коломійцев

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

## АНТЕННА РЕШІТКА ВАН АТТА ДЛЯ ІМІТАЦІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЦІЛЕЙ

Отримані і проаналізовані вирази для спрямованих, поляризаційних, частотних, енергетичних характеристик поля, що перевипромінює решітка Ван Атта з врахуванням поляризаційних співвідношень полів та узгодженості випромінювачів. Досліджена решітка, що забезпечує імітацію радіолокаційних цілей в умовах апріорної невизначеності розташування РЛС та її поляризації.

**Ключові слова:** ретродирективна антена, решітка Ван Атта, випромінювач, діаграми перевипромінювання, поляризація поля, вектор поляризації, ефективна площа розсіяння, коефіцієнт підсилення, ефективна площа та діаграма спрямованості антени.

## Вступ

Для імітації цілей однопозиційної РЛС з суміщеною приймально-передавальною антеною можливо використання простих за конструкцією штучних відбивачів [1, 2], наприклад, металевих пластин, кулі, тригранних кутових відбивачів. Але їх застосування обмежено в умовах, коли взаємне розташування об'єкта і РЛС, частота і поляризація сигналу невідомі. В цьому випадку важливими стають вимоги, поряд із забезпеченням потрібного значення ефективної площі розсіяння (ЕПР), ширококутового перевипромінювання, діапазонності, можливості ефективної імітації цілі для РЛС з будь-якою поляризацією.

Пластини і кутові відбивачі мають ефективну площу розсіяння, яка значно перевищує геометричну площину. Але пластинам притаманна вузька діаграма зворотного розсіяння, РЛС з круговою поляризацією зовсім «не бачить» цей об'єкт. Останній недолік притаманний також кутовому відбивачу та металевій кулі. Отже, виникає завдання побудови відбивача, що здатний ефективно імітувати цілі у визначених вище умовах. Такий відбивач може бути створений на основі ретродирективної антенної решітки.

Ретродирективні антени уявляють собою приймально-передавальні решітки, які перевипромінюють прийнятий ними сигнал в зворотному напрямі, тобто в напрямі на джерело випромінювання [3].

Для досягнення такого ефекту необхідно, щоб сигнал, що перевипромінюється кожним елементом решітки, був спряженим за фазою по відношенню до прийнятого ним сигналу від РЛС. Тоді сигнали від всіх елементів підсумовуються біля РЛС синфазно і мають максимальну амплітуду. Є різні способи автоматичного створення спряженого фазового розподілу. Найбільш простим способом здійснення операції спряження є попарне з'єднання симетричних відносно центра решітки випромінювачів фідерами рівної довжини (решітка Ван Атта, рис. 1).

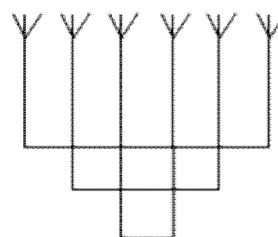


Рис. 1. Решітка Ван Атта

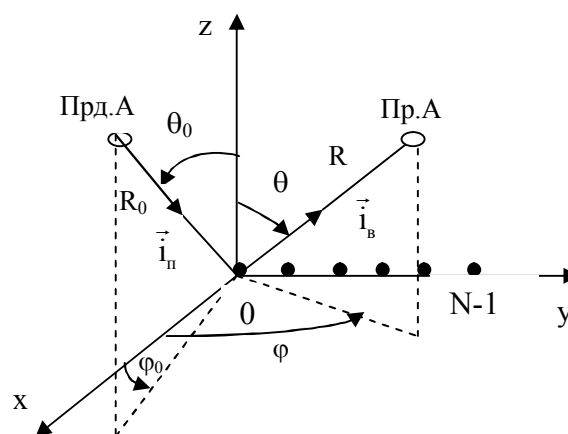


Рис. 2. Решітка в системі координат

Характеристики решіток Ван Атта як відбивачів розглянуті в [2] без врахування поляризаційних співвідношень антени і падаючих хвиль, а також умов узгодження з фідером. Втім ці ефекти суттєво впливають на енергетичні параметри решітки.

**Метою роботи** є дослідження решітки Ван Атта, що спроможна імітувати радіолокаційні цілі в умовах апріорної невизначеності напрямку на РЛС та її поляризації.

## Основна частина

Радіотехнічні характеристики ретродирективної решітки. Їх можна поділити на дві групи. До першої відносяться характеристики, що притаманні

антенам [3, 4], до другої – об'єктам, що розсіюють падаючі хвилі [1, 2, 5].

Помістимо лінійну решітку з ідентичних однаково орієнтованих  $N$  елементів (випромінювачів) з кроком  $d$  уздовж осі  $Oy$  прямокутної системи координат (рис. 2). Нехай з напрямку кутів  $\theta_0, \varphi_0$  на решітку падає плоска однорідна хвиля, що випромінюється передавальною антеною (Прд.А), з напруженістю електричного поля  $E_n$ . В точці спостереження  $M(R, \theta, \varphi)$  розташована антена, що приймає розсіяне решіткою поле.

Потужність, що виділяється в навантаженні елемента решітки з векторною нормованою ДС  $\vec{F}_e(\theta, \varphi) = F_e(\theta, \varphi) \vec{p}_e$ ,  $\vec{p}_e$  – вектор поляризації [4],

$$P_e = SA_e(\theta_0, \varphi_0) \gamma |\chi|^2, \quad (1)$$

визначається добутком густини потоку потужності падаючої хвилі

$$S = E_n^2 / 240\pi, \quad (1, a)$$

ефективної площі випромінювача в напрямку приходу хвилі

$$A_e(\theta_0, \varphi_0) = (\lambda^2/4\pi) G_e F_e^2(\theta_0, \varphi_0), \quad (1, б)$$

де  $G_e$  – максимальне значення коефіцієнта підсилення елемента решітки, коефіцієнта узгодження  $\gamma$  вхідного опора і опора навантаження та коефіцієнта узгодження (за потужністю) поляризацій падаючої хвилі  $\vec{p}_x$  і випромінювача

$$|\chi(\theta_0, \varphi_0)|^2 = |\vec{p}_x \vec{p}_e|^2. \quad (1, в)$$

Сигнал, прийнятий  $i$ -м елементом, поширюється по лінії передачі до симетричного  $(N-1-i)$ -го елемента і перевипромінюється. Сигнали відрізняються значенням фаз. Фаза сигналу, що прийнятий  $i$ -м випромінювачем, буде  $\varphi_i = -(N-1-i)\xi$ ,  $i = 0, N-1$ ,  $\xi = kd \sin \theta_0 \sin \varphi_0$ . Потужність хвилі, що проходить із лінії в кожний симетричний випромінювач, визначається формулою

$$P_x = P_e |K_n|^2 (1 - |\Gamma_e|^2), \quad (2)$$

де  $\Gamma_e$  – коефіцієнт відбиття від входу випромінювача;  $K_n = |K_n| \exp(j\zeta_n)$  – коефіцієнт передачі за напругою. Коефіцієнти передачі для всіх симетричних пар випромінювачів однакові.

Фазовий розподіл в розкритті решітки в режимі передачі  $\zeta_i = -i\xi$  с точністю до постійної фази є спряженим з фазовим розподілом в режимі прийому.

Випромінювач збуджує в дальній зоні поле

$$\vec{E}_i(M) = \frac{\sqrt{60P_x G_e}}{R} \vec{F}_e(\theta, \varphi) \exp[-j(kR_i - \zeta_n - \zeta_i)], \quad (3)$$

де  $R_i$  – відстань від  $i$ -го випромінювача до точки спостереження;  $\zeta_n$  – фазовий зсув при поширенні сигналу між симетричною парою випромінювачів;  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число вільного простору.

Повне поле в точці спостереження  $M(R, \theta, \varphi)$ :

$$\begin{aligned} \vec{E}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) &= \sum_{i=0}^{N-1} \vec{E}_i(\theta, \varphi) = \frac{\sqrt{60P_x G_e}}{R} \vec{F}_e(\theta, \varphi) \times \\ &\times \exp[-j(kR - \zeta_n)] \sum_{i=0}^{N-1} \exp[jikd(\sin \theta \sin \varphi - \\ &- \sin \theta_0 \sin \varphi_0)] = \frac{\sqrt{60P_x G_e}}{R} \vec{F}_e(\theta, \varphi) \times \\ &\times \exp[-j(kR - \zeta_n - 0,5(N-1)\psi)] \frac{\sin 0,5N\psi}{\sin 0,5\psi}, \end{aligned} \quad (4)$$

де  $\psi = kd(\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0)$ .

Формула (4) визначає поле в дальній зоні, що перевипромінює решітка при збудженні її падаючою хвилею з фіксованою поляризацією з напрямку  $\theta_0, \varphi_0$ . Вона містить амплітудну, фазову та поляризаційну діаграми перевипромінювання. Поляризація поля, як бачимо, визначається поляризацією окремого випромінювача. Амплітуда поля буде

$$\begin{aligned} |\vec{E}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)| &= \frac{\lambda E_n N |K_n \chi|}{4\pi R} \times \\ &\times \sqrt{G_e(\theta_0, \varphi_0) G_e(\theta, \varphi) \gamma (1 - |\Gamma_e|^2)} \left| \frac{\sin 0,5N\psi}{N \sin 0,5\psi} \right|, \end{aligned} \quad (4, a)$$

де  $G_e(\theta_0, \varphi_0) = G_e F_e^2(\theta_0, \varphi_0)$ .

Залежність амплітуди поля від кутів  $\theta, \varphi$  для кожного фіксованого  $\theta_0, \varphi_0$  в рівновіддалених точках спостереження при  $E_n = \text{const}$  визначається функцією

$$\begin{aligned} F(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) &= \\ &= \left| F_e(\theta_0, \varphi_0) \chi(\theta_0, \varphi_0) F_e(\theta, \varphi) \frac{\sin 0,5N\psi}{N \sin 0,5\psi} \right|, \end{aligned} \quad (5)$$

яка є амплітудною діаграмою перевипромінювання (АДП) решітки. При зміні кутового положення передавальної антени РЛС амплітуда поля змінюється за рахунок спрямованої дії окремого випромінювача та наявності поляризаційних втрат. При значній кількості випромінювачів спрямованість АДП визначається в основному множителем решітки  $|\sin(0,5N\psi)/N \sin(0,5\psi)|$ , який в залежності від кроку  $d$  має один або декілька головних пелюсток. Ширину головного пелюстка на рівні 0,707 від амплітуди в напрямку головного максимуму в площині  $\varphi = 0,5\pi$  можна оцінити за виразом

$$2\theta_{0,707E} = \frac{51\lambda}{Nd \cos \theta_0}, \quad (5, a)$$

рівень бічних пелюсток складає -13,3 дБ. В площині  $\varphi = 0$  множник системи не впливає на кутовий розподіл поля, який визначається ДС окремого випромінювача в цій площині.

В напрямку, що зворотний напрямку падаючої хвилі, амплітуда поля (4, a) максимальна:

$$|\vec{E}(\theta_0, \varphi_0, \theta_0, \varphi_0)| =$$

$$= \frac{\lambda E_{\pi} |K_{\pi} \chi|}{4\pi R} G_e(\theta_0, \varphi_0) N \sqrt{\gamma(1 - |\Gamma_e|^2)}. \quad (6)$$

Значення максимальної амплітуди залежить від кутового положення передавальної антени РЛС. Воно змінюється у відповідності з функцією

$$\Phi(\theta_0, \varphi_0) = |\chi(\theta_0, \varphi_0)| F_e^2(\theta_0, \varphi_0), \quad (7)$$

яка визначає амплітудну діаграму зворотного перевипромінювання (АДЗП) решітки. Ця діаграма характеризує ефективність решітки як відбивача поля в зворотному напрямку [5] і має важливе значення для оцінки можливості решітки до імітації радіолокаційних цілей однопозиційним РЛС з суміщеною приймально-передавальною антеною.

Для досягнення ширококутового зворотного перевипромінювання потрібно використовувати випромінювачі з широкою ДС, що забезпечують поляризаційне узгодження решітки з падаючою хвилею. АДЗП на відміну від АДП не залежить від кількості елементів в решітці.

Формула (6) дозволяє визначити ЕПР решітки

$$\sigma(\theta_0, \varphi_0) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_e^2(\theta_0, \varphi_0) N^2 |\chi K_{\pi}|^2 \gamma(1 - |\Gamma_e|^2) = \sigma_m \Phi^2(\theta_0, \varphi_0), \quad (8)$$

де  $\sigma_m = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_e^2 N^2 |K_{\pi}|^2 \gamma(1 - |\Gamma_e|^2)$  – максимальне значення ЕПР.

При зміні кутового положення РЛС ефективна площа  $\sigma(\theta_0, \varphi_0)$  змінюється за законом  $\Phi^2(\theta_0, \varphi_0)$ . Ширина діаграми ЕПР вужча ніж ширина ДС окремого випромінювача. З (8) витікають, як окремі випадки, співвідношення для ЕПР ретрансляційних решіток, отримані в [2].

ЕПР максимальна, коли:

а) РЛС діє в напрямку головного максимуму ДС елемента решітки;

б) вхідний опір елемента узгоджений з опором навантаження ( $Z_{вх} = Z_{н}^*$ ) і його активна частина дорівнює хвильовому опору лінії передачі  $R_{вх} = W_{\phi}$ . При цьому  $\gamma = 1$ ,  $\Gamma_e = 0$ ;

в) поляризація решітки співпадає з поляризацією приймально-передавальної антени РЛС ( $\chi=1$ );

г) втратами в лінії передачі між парою симетричних елементів можна знехтувати ( $|K_{\pi}|=1$ ).

*Приклад побудови решітки Ван Атта.* При невідомій поляризації РЛС важливою вимогою до випромінювача решітки є спроможність приймати хвилю будь-якої поляризації з мінімальними поляризаційними втратами. Тому в сантиметровому діапазоні хвиль доцільно використовувати випромінювачі, які побудовані на круглому хвилеводі з основним типом хвилі  $H_{11}$  або квадратному хвилеводі з ортогональними хвилями  $H_{10}$  та  $H_{01}$ . Роздивимося решітку на квадратних хвилеводах. Визначимо поле випромінювання з відкритого кінця квадратного

хвилеводу (рис. 3), що збуджується полями  $E_x (H_{10})$  та  $E_y (H_{01})$ .

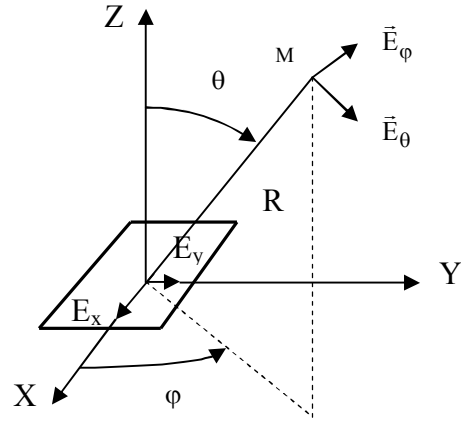


Рис. 3. Квадратний хвилевід

Розкрив випромінювача можна уявити у вигляді сукупності двох систем ідентичних однаково орієнтованих джерел Гюйгенса, кожна з котрих збуджує в точці спостереження М в дальній зоні у відповідності до правила перемноження таке поле [3, 4]:

$$\vec{E}_{1(2)}(M) = \vec{E}_{0x(y)}(M) f_{cx(y)}(\theta, \varphi), \quad (9)$$

$$\text{де } \vec{E}_{0x(y)} = \frac{j E_{x(y)}}{\lambda} \frac{1 + \cos \theta}{2} \vec{p}_{0x(y)} \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (9, a)$$

вектор напруженості електричного поля в точці спостереження джерела Гюйгенса одиничної площі з полем  $E_x$  або  $E_y$ ;

$$\vec{p}_{0x} = \vec{i}_{\theta} \cos \varphi - \vec{i}_{\phi} \sin \varphi;$$

$$\vec{p}_{0y} = \vec{i}_{\theta} \sin \varphi + \vec{i}_{\phi} \cos \varphi \quad (9, б)$$

вектора поляризації джерел Гюйгенса в лінійному поляризаційному базисі, створеному ортами сферичної системи координат;

$$f_{cx}(\theta, \varphi) = \frac{2L^2}{\pi} \frac{\sin \psi_x}{\psi_x} \frac{\cos \psi_y}{1 - ((2/\pi)\psi_y)^2};$$

$$f_{cy}(\theta, \varphi) = \frac{2L^2}{\pi} \frac{\sin \psi_y}{\psi_y} \frac{\cos \psi_x}{1 - ((2/\pi)\psi_x)^2} \quad (9, в)$$

множники системи джерел Гюйгенса;

$$\psi_x = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi, \quad \psi_y = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi,$$

$L$  – розмір сторони хвилеводу.

Повне поле в точці спостереження

$$\vec{E}_e(M) = \vec{E}_1(M) + \vec{E}_2(M) = j \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda} \frac{e^{-jkR}}{R} \times \\ \times \left[ (E_x \cos \varphi f_{cx}(\theta, \varphi) + E_y \sin \varphi f_{cy}(\theta, \varphi)) \vec{i}_{\theta} + \right. \\ \left. + (-E_x \sin \varphi f_{cx}(\theta, \varphi) + E_y \cos \varphi f_{cy}(\theta, \varphi)) \vec{i}_{\phi} \right] \quad (10)$$

має ортогональні складові, які залежать від електричного розміру розкриття випромінювача та полів  $E_x$  і  $E_y$ . Амплітуда поля випромінювача

$$|\bar{E}_e(M)| = \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda R} \sqrt{|E_x f_{cx}(\theta, \varphi)|^2 + |E_y f_{cy}(\theta, \varphi)|^2} \quad (10, a)$$

максимальна в напрямку  $\theta = 0$  і має значення

$$|\bar{E}_e(M)|_{\max} = \frac{2L^2}{\pi\lambda R} \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} \cdot \theta \quad (10, б)$$

Співвідношення (10, а) і (10, б) дозволяють визначити нормовану ДС випромінювача за полем

$$F_e(\theta, \varphi) = \frac{|\bar{E}_e(M)|}{|\bar{E}_e(M)|_{\max}} = \frac{\pi(1 + \cos \theta) \sqrt{|E_x f_{cx}(\theta, \varphi)|^2 + |E_y f_{cy}(\theta, \varphi)|^2}}{4L^2 \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2}} \quad (11)$$

З (10) витікає вираз для вектора поляризації поля випромінювача

$$\vec{p}_e = \frac{[(E_x \cos \varphi f_{cx}(\theta, \varphi) + E_y \sin \varphi f_{cy}(\theta, \varphi)) \vec{i}_\theta + (-E_x \sin \varphi f_{cx}(\theta, \varphi) + E_y \cos \varphi f_{cy}(\theta, \varphi)) \vec{i}_\varphi]}{\sqrt{|E_x f_{cx}(\theta, \varphi)|^2 + |E_y f_{cy}(\theta, \varphi)|^2}} \quad (12)$$

Поляризація поля залежить від амплітудно-фазових співвідношень полів  $E_x$  та  $E_y$ . Роздивимось далі характеристики решітки в площині  $\varphi = 0, 5\pi$ . Випромінювачі з розміром  $L = 0,75\lambda_0$  ( $\lambda_0$  – робоча довжина хвилі) розташовані впритул уздовж вісі  $Oy$ . Розмір стінки квадратного хвилевода вибраний з умови поширення ортогональних хвиль  $H_{10}$  і  $H_{01}$ . Падаюча хвиля має горизонтальну поляризацію  $\vec{p}_x = -\vec{i}_\varphi$ , що збуджує в розкритті кожного випромінювача поле  $E_x, E_y = 0$ . При цьому досягається умова повного поляризаційного узгодження падаючої хвилі і антени  $|\chi(\theta_0, 0, 5\pi)| = 1$ .

На рис. 4 наведена ДС (11) випромінювача  $F_e(\theta, \varphi = 0, 5\pi)$  (суцільна крива), яка має ширину  $80^\circ$  на рівні  $-3$  дБ, та амплітудна діаграма зворотного перевипромінювання (7)  $\Phi(\theta)$  з шириною  $55^\circ$ , а на рис. 5 – амплітудна діаграма перевипромінювання (5)  $F(\theta, \theta_0)$  при збудженні решітки з  $N = 20$  випромінювачами падаючими хвилями, що надходять з напрямків нормалі до розкриття антени ( $\theta_0 = 0$ ) та під кутом  $\theta_0 = 15^\circ$ . Ширина АДП складає  $3,4^\circ$ , вона значно вужча ніж діаграми  $F_e(\theta, \varphi = 0, 5\pi)$  та  $\Phi(\theta)$ , бо, на відміну від них, залежить від числа випромінювачів. При відхиленні кута падіння хвилі від нормалі решітка перевипромінює в зворотному напрямку меншу амплітуду (рис. 5, крива б), ніж по нормалі (рис. 5, крива а) внаслідок подвійного придушення (на прийманні і передаванні) випромінювання діаграмою спрямованості випромінювача, на що вказує штрих-пунктирна крива на рис. 5. Решітка випромінює в зворотному напрямі хвилю з поляризацією, що співпадає з поляризацією падаючої хвилі, забезпечується поляризаційне узгодження з приймальною антеною РЛС.

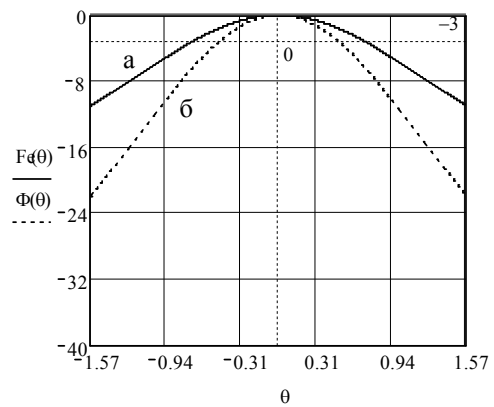


Рис. 4. ДС випромінювача (а) і АДЗП решітки Ван Атта (б)

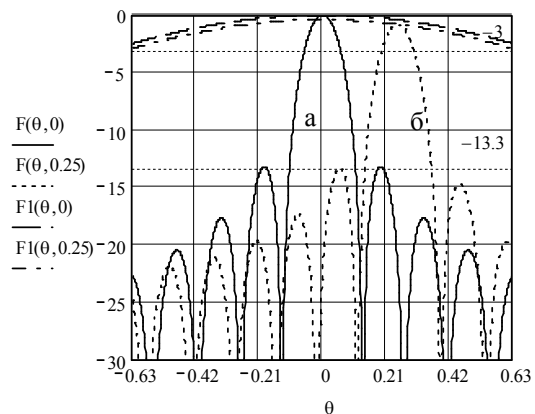


Рис. 5. АДП решітки при збудженні її падаючою хвилею з напрямків а –  $\theta_0 = 0$ ; б –  $\theta_0 = 0,25$  рад

В умовах, коли відсутні поляризаційні втрати, випромінювачі узгоджені з фідером і вільним простором ЕПР решітки визначається виразом

$$\sigma(\theta_0) = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_e^2 \Phi^2(\theta_0) N^2 = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} (A_r N v_a)^2 \Phi^2(\theta_0), \quad (13)$$

де  $A_r = L^2$  – геометрична площа розкриття випромінювача ( $L = 0,75\lambda_0$ );  $v_a$  – коефіцієнт використання площі розкриття випромінювача ( $v_a = 0,81$  [3]).

При робочих довжинах хвилі  $\lambda_0 = 3; 5; 7; 10$  см ЕПР решітки в напрямку нормалі до розкриття решітки має максимальні значення  $\sigma_{\max} = 0,94; 2,6; 5; 10$  м<sup>2</sup>.

На рис. 6 наведені графіки залежності ефективної площі розсіяння решітки Ван Атта з 20 квадратних хвилевідних випромінювачів зі стороною  $L = 0,75\lambda_0$  від напрямку (кут  $\theta_0$ ) на РЛС з приймально-передавальною лінійно поляризованою антеною, що працює на робочих довжинах хвилі  $\lambda_0 = 3$  см (суцільна крива); 5 см (пунктир); 7 см (штрих); 10 см (штрих-пунктир). Графіки мають незначну асиметрію, дозволяють визначити діапазони кутів, в котрих ЕПР решітки змінюються в заданих межах. Так, наприклад, для РЛС з частотою 6 ГГц ( $\lambda_0 = 5$  см) решітка в межах кутів  $-15,5^\circ \leq \theta_0 \leq 15,5^\circ$  імітує радіолокаційні цілі з ЕПР  $2 \leq \sigma_m \leq 2,6$  м<sup>2</sup>, в межах  $-33^\circ \leq \theta_0 \leq 33^\circ$  – з ЕПР  $1 \leq \sigma_m \leq 2,6$  м<sup>2</sup>. Геомет-

рична площа решітки складає  $0,03 \text{ м}^2$ . Приблизні значення ЕПР різних цілей наведені в [1]. При фіксованій довжині хвилі ЕПР можна змінювати в широкій межі шляхом зміни числа випромінювачів.

Звичайно РЛС працюють в деякому діапазоні частот. Роздивимося діапазонні властивості решітки за умови існування основних типів хвиль  $H_{10}$  і  $H_{01}$  в квадратному хвилеводі:  $L < \lambda < 2L$ . Звичайно  $1,1L \leq \lambda \leq 1,8L$ .

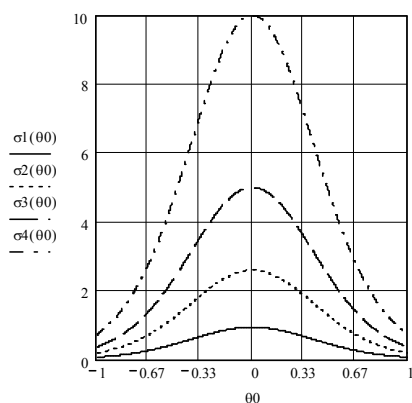


Рис. 6. Діаграми ЕПР решітки Ван Атта

## Висновки

Наведена методика дослідження ретроdirective антенних решіток, яка дозволила врахувати сумісну дію на поле перевипромінювання її спрямованих, енергетичних, поляризаційних характеристик в режимах приймання і передавання. Показано, що поляризаційні співвідношення полів суттєво впливають на діаграми перевипромінювання та ЕПР решітки. Проаналізовані характеристики решітки Ван Атта з випромінювачами у вигляді квадратних хвилеводів з ортогональними основними хвилями. Така решітка може інтенсивно перевипромінювати поле в широкому кутовому секторі з поляризацією падаючої хвилі, що дозволяє її використовувати в якості імітатора радіолокаційних цілей для РЛС з априорі невідомою поляризацією та вірогідним розташуванням в певному кутовому секторі.

## АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ВАН АТТА ДЛЯ ИМИТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

Л.Г. Корниенко, А.В. Коломийцев

*Получены и проанализованы выражения для направленных, поляризационных, частотных, энергетических характеристик переизлученного поля решетки Ван Атта с учетом поляризационных соотношений полей и согласованности излучателей. Исследована решетка, которая обеспечивает имитацию радиолокационных целей в условиях априорной неопределенности в размещении РЛС и ее поляризации.*

**Ключевые слова:** ретроdirective антенна, решетка Ван Атта, радиолокационная цель, излучатель, диаграммы переизлучения, поляризация поля, вектор поляризации, эффективная площадь рассеивания, коэффициент усиления, эффективная площадь и диаграмма направленности антенны.

## VAN ATTA ARRAY FOR RADAR OBJECTS IMITATION

L.G. Kornienko, O.V. Kolomyitsev

*Expressions for directional, polarisation, frequency and power characteristics of re-radiated field of Van Atta array were derived and analysed with respect to polarised fields ration and oscillators conformance. Antenna array that provides imitation of radar objects in the conditions uncertain radar location and polarisation was studied.*

**Keywords:** directional antenna, Van Atta array, radar object, oscillator, diagrams of re-radiation, field polarisation, vector of polarisation, Radar Cross-Section, gain factor, antenna aperture, antenna pattern.

Так ретроdirective антенна, яка побудована на робочу довжину хвилі  $\lambda_0$ , буде здатна працювати в межах довжин хвиль  $0,825 \lambda_0 \leq \lambda \leq 1,35 \lambda_0$ .

На рис. 7 для РЛС з робочою довжиною хвилі  $\lambda_0 = 5 \text{ см}$  наведені графіки, що ілюструють зміну ЕПР в діапазоні вказаних довжин хвиль.

Найбільш чутлива до зміни частоти максимальна ЕПР  $1,33 \leq \sigma_{\text{max}} \leq 4,1 \text{ м}^2$ . При збільшенні кута нахилу падаючої хвилі розкид ЕПР зменшується.

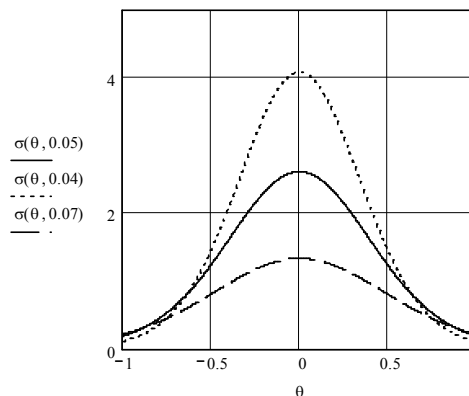


Рис. 7. До діапазонних властивостей решітки

## Список літератури

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.Н. Лосев, Н.Н. Минервин и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО МАКВИС, 1998. – 828 с.
2. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели / В.О. Кобак – М.: Сов. радио, 1975. – 248 с.
3. Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Л.А. Говорова, 1976. – 408 с.
4. Марков Г.Т. Антенны / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
5. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М.Е. Варганов, Ю.С. Зиновьев, Л.Ю. Астанин и др.; под ред. Л.Т.Тучкова. – М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.

Надійшла до редколегії 2.02.2015

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. Ю.М. Седишев, Академія наук прикладної радіоелектроніки, Харків.