

ПІДХІД ДО ЗАХИСТУ ЗЕНІТНО-РАКЕТНИХ КОМПЛЕКСІВ ВІД УРАЖЕННЯ ШЛЯХОМ ЗМЕНШЕННЯ ЕФЕКТИВНОЇ ПОВЕРХНІ РОЗСІЮВАННЯ ЇХ АНТЕННИХ СИСТЕМ

Стаття присвячена проблемі захисту зенітних ракетних комплексів від ураження шляхом зниження енергії відбитого сигналу від фазованих решіток антенних систем радіолокаційних станцій, що знаходяться в режимі радіомовчання. Запропоновано вдосконалений математичний апарат дослідження впливу електромагнітного поля, перевипроміненого антенною решіткою, що складається з рупорних випромінювачів пірамідальної форми, при нормальній поляризації падаючої хвилі до площини її падіння. Проведені дослідження дозволять змодельувати антенну решітку з нових малогабаритних випромінювачів колової поляризації зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання.

Ключові слова: зенітно-ракетний комплекс, радіолокаційна станція, фазована антенна решітка, пірамідальний рупорний випромінювач, зменшення ефективною поверхні розсіювання.

Постановка проблеми у загальному вигляді. З досвіду сучасних локальних війн та збройних конфліктів відомо, що після проведення інформаційної та спеціальної операцій активна фаза бойових дій починається з дій авіації з метою досягнення переваги в повітрі шляхом: руйнування та подавлення системи управління військами; ураження та знищення системи протиповітряної оборони (ППО), до складу якої входять радіолокаційні станції (РЛС) зенітно-ракетних комплексів (ЗРК) тощо. Таким чином, РЛС ЗРК є ціллю для бойового літака, безпілотного літального апарата або іншого літального засобу, а отже, об'єктом першого удару [1–3].

Енергетичним параметром виявлення цілі для літакової бортової радіолокаційної станції (ЛБРЛС) є її ефективна поверхня розсіювання (ЕПР) [3–7]. Далі формується цільовказівка на знищення або безпосередню стрільбу по цілі ракетами “повітря – земна поверхня”.

Для виявлення сигналу (рис. 1), відбитого від наземної РЛС ЗРК, потрібен час $-t_{\text{виявл.}}$. Після виявлення та розпізнавання об'єкта за видом, класом, підкласом та типом для його подальшого ураження необхідно виконати низку операцій (рис. 1), на здійснення яких також потрібен певний час [2], а саме:

ідентифікацію об'єкта як РЛС ЗРК, що потребує ураження ($t_{\text{ід.}}$);

здійснення ударного маневру ($t_{\text{уд.ман.}}$);

розрахунок вихідних даних для пуску ракет, а також інших заходів, що його передбачають ($t_{\text{ін.}}$).

Загальний час виконання перерахованих дій є часом бойового циклу бортового комплексу ураження – $T_{\text{бц ЛБРЛС}}$ і складається із наведеної нижче суми показників:

© О. Л. Сидорчук, 2017

$$T_{\text{бц ЛБРЛС}} = t_{\text{вияв.}} + t_{\text{роз.}} + t_{\text{ід.}} + t_{\text{уд. ман.}} + t_{\text{інше.}} \quad (1)$$

Таким чином, якщо об'єкт буде виявлено раніше, то й час бойового циклу літакового засобу значно зросте, що збільшить можливості або ефективність його бойового застосування [1].

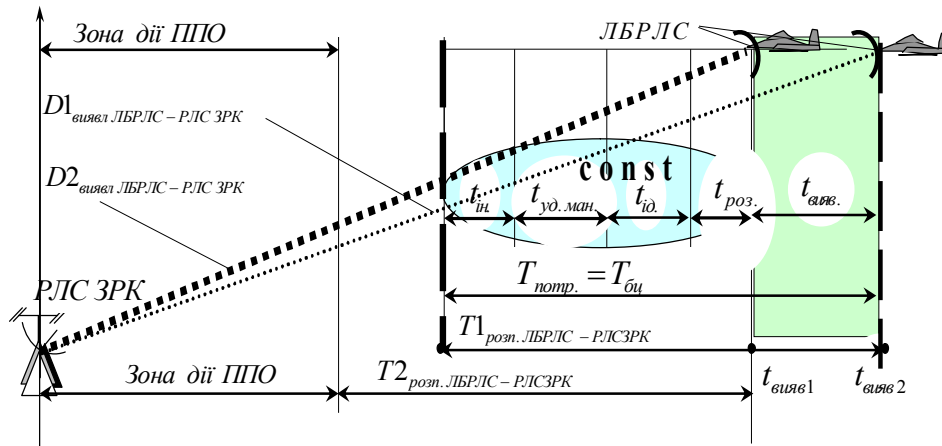


Рис. 1. До визначення часу, що є в розпорядженні повітряного противника для виконання ним бойового завдання

За найгірших умов з урахуванням прийнятих обмежень та припущень (час польоту ракети не враховується) будемо вважати, що час, потрібний на виконання завдання, становить $T_{\text{потр. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}} = T_{\text{бц ЛБРЛС}}$.

Прийнявши швидкість літака з БРЛС як $V_{\text{ЛБРЛС}} = \text{const}$, можна визначити

$$D1_{\text{виявл. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}} = V_{\text{ЛБРЛС}} \cdot T_{\text{потр. ЛБРЛС - ЗРК}}, \quad (2)$$

де $D1_{\text{виявл. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}}$ – відстань, яка має бути між літаковим засобом з БРЛС та РЛС ЗРК для успішного виконання ним поставленого завдання.

Сторона, що обороняється, – станція РЛС ЗРК, вона прагне до зменшення часу, що є в розпорядженні противника для її ураження, шляхом зменшення $D1_{\text{виявл. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}}$, наприклад, до $D2_{\text{виявл. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}}$.

Це надає можливість: в ідеальному випадку зменшити $T1_{\text{розп. ЛБРЛС - СПН}}$ до $T2_{\text{розп. ЛБРЛС - СПН}}$, тобто невиконання умови (1) – перевитрати часу, що перевищують час бойового циклу; у разі активних дій винищувальної авіації та зенітно-ракетних військ літаковий засіб з БРЛС може увійти в зону їх дії та бути знешкодженим до рубежу $D2_{\text{виявл. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}}$.

Отже, основною характеристикою оцінювання системи виявлення є дальність її дії. Дальність виявлення наземної цілі, у тому числі й РЛС ЗРК, можна розрахувати за відомою формулою [4]:

$$D_{\text{виявл. ЛБРЛС - РЛС ЗРК}} = \sqrt[4]{\frac{P_u G_0^2 \lambda^2 \sigma}{64 \pi^3 P_{\text{пр min}} q K}}, \quad (3)$$

де P_u – імпульсна потужність передавача літакової БРЛС;

G_0 – коефіцієнт посилення антени;

$P_{np\ min}$ – чутливість приймача;

λ – довжина хвилі;

q – параметр виявлення;

K – результуючий коефіцієнт втрат;

σ – ЕПР цілі (об'єкта, що потребує виявлення, у тому числі й РЛС ЗРК).

Результати розрахунку дальності виявлення $D_{\text{виявл. ЛБРЛС-РЛС ЗРК}}$ від σ , якщо $G_0 = 2 \cdot 10^4$, $\lambda = 0,03$ м, наведено на рис. 2.

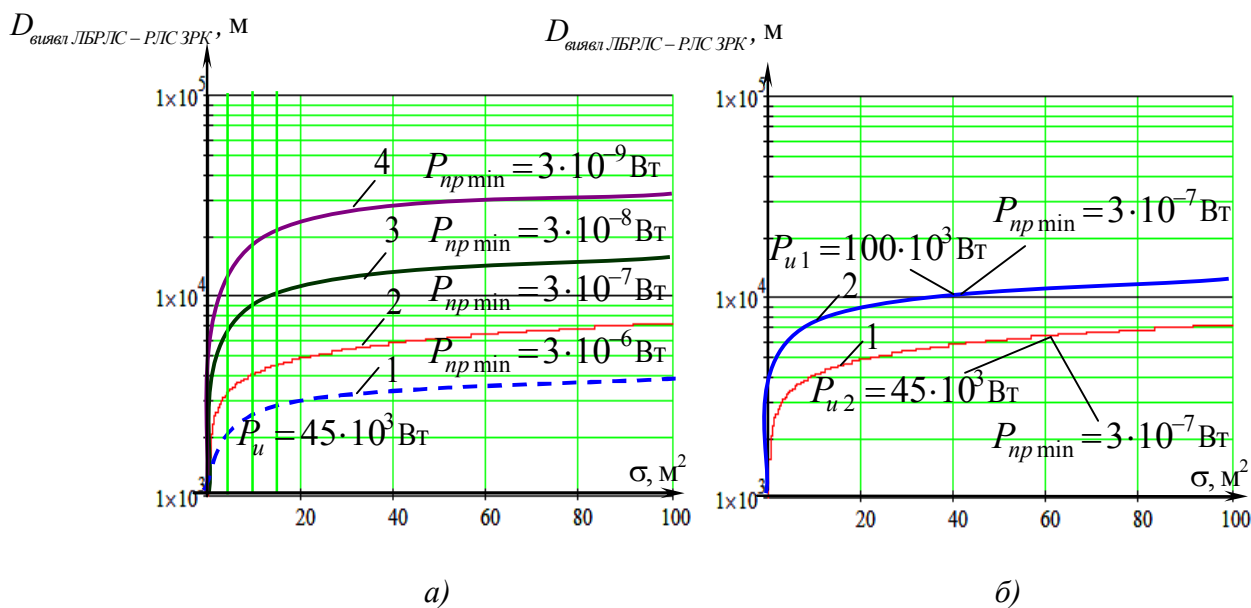


Рис. 2. Залежність дальності виявлення D_0 від ЕПР σ :

- а) залежність $D_{\text{виявл. ЛБРЛС-РЛС ЗРК}}$ від чутливості приймача $P_{np\ min}$ БРЛС при $P_u = const$;
 б) залежність $D_{\text{виявл. ЛБРЛС-РЛС ЗРК}}$ від потужності передавача P_u БРЛС при $P_{np\ min} = const$

З рис. 2 видно, що радіолокаційне виявлення цілі на відстанях, що перевищують дальність візуального виявлення (більше 8 км), забезпечується при рівні ЕПР об'єкта близько десятків квадратних метрів.

Криві 1–4 (рис. 2а) доводять залежність дальності виявлення від чутливості приймача $P_{np\ min}$. Криві 1–2 (рис. 2б) демонструють, що при збільшенні потужності передавача, наприклад з 45 кВт до 100 кВт, дальність виявлення зростає.

Відповідно до (3) можна стверджувати, що дальність виявлення залежить і від решти показників, які знаходяться під коренем у четвертому степені. Однак усі ці параметри, окрім лише σ , є характеристиками зондувальної БРЛС. Тому вплинути на розвідзахищеність РЛС ЗРК можна лише шляхом зменшення σ – енергетичного параметра її виявлення.

Найбільшу σ (ЕПР у РЛС ЗРК) мають їх антенні системи. За деяких ракурсів спостереження вона може становити до 90% від загальної ЕПР об'єкта (РЛС). Особливо це стосується фазованих антенних решіток (ФАР), що знайшли найбільше застосування як антенні системи РЛС ЗРК великої та середньої дальності.

Таким чином, виникає необхідність у дослідженні можливості зменшення ЕПР ФАР шляхом зниження енергії відбитого сигналу (вторинного випромінювання) від антенних систем РЛС з метою зменшення ймовірності виявлення РЛС ЗРК.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Дослідження причин і закономірностей вторинного випромінювання від ФАР доводить складність завдання щодо його усунення. Проблемність полягає й у тому, що будь-яка радіотехнічна система є джерелом випромінювання, що розсіює не менше половини падаючої на неї енергії. До того ж, якщо антенна система не розсіює енергії, то вона її і не приймає [6–8]. Таким чином, не можливо остаточно уникнути вторинного випромінювання. Його можна лише зменшити.

При вирішенні завдань розсіювання (відбиття, перевипромінювання, вторинного випромінювання) хвилі від ФАР таку решітку розглядають як групу випромінювачів, що є сукупністю блискучих точок. У цьому разі задача знаходження ЕПР групи її випромінювачів зводиться до розрахунку амплітуд електромагнітного поля, що збуджується на розкриві кожного випромінювача.

Відомо, що для розрахунку комплексної амплітуди напруженості електромагнітного поля E_r , що розсіяна відбивачем, який знаходиться на відстані R від точки спостереження, є такий вираз [4]:

$$\vec{E}_r = \frac{\vec{E}_i}{R\sqrt{4\pi}} \sqrt{\vec{\sigma}_1} e^{jkR}, \quad (4)$$

де \vec{E}_i – комплексна амплітуда напруженості хвилі, що падає на n -й відбивач;

$\vec{\sigma}_1$ – ЕПР одного випромінювача;

$k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число;

λ – довжина хвилі.

Виходячи з принципу суперпозиції, перевипромінений сигнал у точці приймання буде створюватися в результаті інтерференції сигналів, відбитих від кожного з випромінювачів. Для решітки з N випромінювачів (рис. 3) з метою розрахунку сумарної комплексної амплітуди напруженості поля $\vec{E}_{r\Sigma}$ зазвичай використовують такий вираз [4]:

$$\vec{E}_{r\Sigma} = \sum_{n=1}^N \frac{\vec{E}_{in}}{R_n\sqrt{4\pi}} \sqrt{\vec{\sigma}_n} e^{jkR}, \quad (5)$$

де \vec{E}_{in} – комплексна амплітуда напруженості хвилі, що падає на n -й випромінювач;

$\vec{\sigma}_n$ – ЕПР n -го випромінювача.

Дослідження причин і закономірностей вторинного випромінювання свідчать, що основними параметрами системи ФАР – БРЛС, які впливають на рівень відбитого сигналу, є кути θ_{Π} , φ , що характеризують ракурс опромінювання ФАР зондувальним сигналом [4]. На рівень перевипроміненого сигналу впливає сукупність характеристик ФАР: діаграма спрямованості одиночного випромінювача $f(\theta, \varphi)$; кількість випромінювачів по осі y – M та по осі x – N ; відстані між ними d_x , d_y (рис. 3).

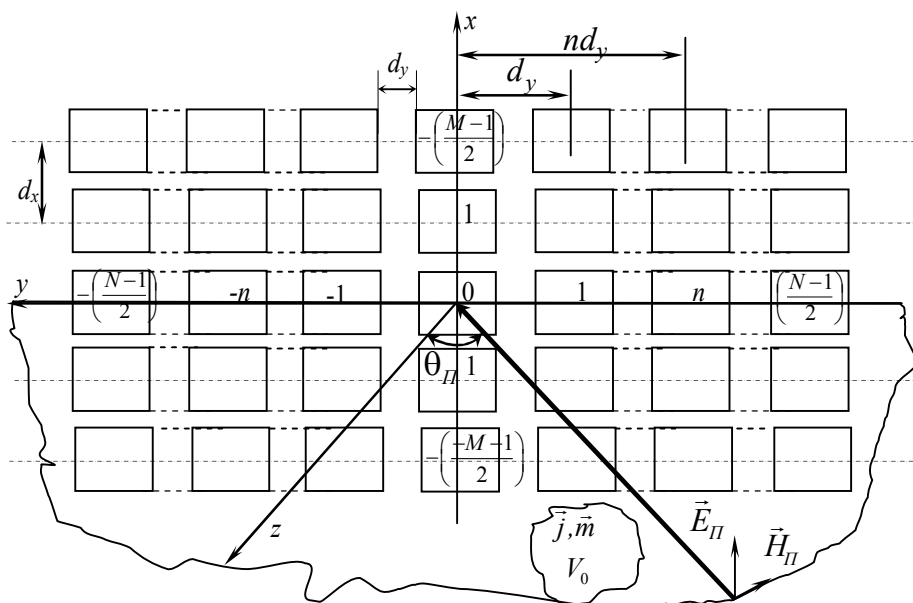


Рис. 3. До розрахунку сумарної амплітуди напруженості поля E_r

Отже, вираз (5) є досить спрощеним і потребує уточнення. Величини $f(\theta, \varphi)$, d_x , d_y , M , N є апріорно відомими конструктивними характеристиками класу ФАР і протягом експлуатації практично не змінюються. Характеристики θ , φ є величинами, що змінюються залежно від просторового положення ФАР – БРЛС і робочого режиму ФАР. Оскільки під час пошуку цілі точні координати і стан ФАР невідомі, то θ , φ апріорно не визначено, тому вони є некерованими випадковими величинами. Їх вплив на визначення ЕПР об'єкта математично мало описаний, тому потребує уточнення. У більшості джерел зазвичай наводяться результати експериментальних досліджень такого впливу, тому результати потребують математичного пояснення.

Таким чином, вплинути на зменшення ЕПР антенної системи можна в результаті зміни конструктивних особливостей кожного випромінювача або пропорційної зміни відстаней d_x , d_y між ними. Передбачається, що завдяки таким діям відбудеться зміна радіолокаційного портрета антенної решітки та зменшення діаграми її зворотного розсіювання $f(\theta, \varphi)$. Для цього необхідно дослідити амплітуди, що збуджуються в розкритті: кожного випромінювача пірамідальної форми; лінійної решітки з таких випромінювачів; прямокутної решітки, яка складається з n -ї кількості лінійних.

Амплітуди напруженості електромагнітного поля для лінійної антенної решітки були досліджені в [5]. Проте кінцеві вирази стосувалися лише визначення амплітуд, збуджених на розкритті лінійної решітки рупорних випромінювачів за умови падіння хвилі, нормально поляризованої до площини її падіння. В інших відкритих джерелах [9–11] вирази збуджених амплітуд і перевипроміненого поля мають спрощений характер та є досить приблизними, тому не дозволяють дослідити поле, розсіяне від ФАР при довільному падінні плоскої електромагнітної хвилі з метою його зменшення.

Крім того, не визначено закономірностей перевипромінювання електромагнітного поля прямокутною антенною фазованою решіткою при опроміненні її нормально поляризованою до площини падіння хвилею під кутом θ та не з'ясовано причин перевипромінювання від довільно обраних φ .

Формулювання завдання дослідження. Метою статті є знаходження напруженості електромагнітного поля, перевипроміненого від ФАР, і з'ясування причин та закономірностей такого відбиття від довільно обраних ϕ при нормальній поляризації падаючої хвилі до площини падіння для оцінювання можливості зниження енергетичної дальності виявлення РЛС ЗРК, що знаходяться в режимі радіомовчання.

Виклад основного матеріалу. Електромагнітне поле, розсіяне розкритом одного випромінювача (електрична складова \vec{E}_{pp}), визначено в такий спосіб [11]:

$$\vec{E}_{pp} = \frac{\vec{e}_p}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{S_p} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} [A_{+n} E_{+n} (1 + \rho_{-n})] e^{i(k_x x + k_y y)} - E_{nt}(z=0) \exp(i(k_x x + k_y y)) \right] dx dy \right\} e^{-i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y, \quad (6)$$

де \vec{e}_p – одиничний вектор напруженості електричної складової поля;

S_p – поверхня інтегрування розкриття n -го випромінювача (рис. 3) з внутрішньої сторони;

\vec{A}_{+n} – спектральна функція комплексних амплітуд хвиль, що збуджуються на розкритті;

E_{+n} – власні функції, що поширюються від розкриття до горловини;

ρ_{-n} – коефіцієнт відбиття власної функції від внутрішніх неоднорідностей;

E_{nt} – вектор напруженості електромагнітного поля, що падає на n -й випромінювач;

k_x, k_y, k_z – проекції хвильового вектора на осі x, y, z ;

$\exp(-i\omega t)$ – залежність від часу.

Магнітні складові такого поля можна отримати з рівнянь Максвелла [12]:

$$\vec{H}_{pp} = \frac{i}{\omega \mu} \text{rot} \vec{E}_{pp}. \quad (7)$$

Для випадку нормальної поляризації хвилі до площини падіння після підстановки у (6) власних функцій [10] та інтегрування їх за x та y тангенціальна складова поля дорівнюватиме

$$\vec{E}_{pp\tau}^{\perp} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \cdot 2 \sum_{n=1}^{\infty} A_{+n}^{H\perp} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 \times \right. \\ \left. \times (1 + \rho_{-n}^H) \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - (k_y)^2} + \right. \\ \left. + E_0 a_p \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_{II})\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_{II})} \right\} \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y, \quad (8)$$

де a_p та b_p – розміри випромінювача пірамідальної форми;

θ_{II} – кут падіння плоскої хвилі;

\vec{n} – зовнішня нормаль до розкриву.

Вираз (8) запишемо в такому вигляді:

$$\vec{E}_{pp\tau}^{\perp} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} I_{x1}(k_x) \exp(-ik_x x) dk_x \int_{-\infty}^{\infty} I_{x2}(k_y) \exp(-i(k_y y + k_z z)) dk_y, \quad (9)$$

де

$$I_{x1}(k_x) = b_p \left(\sin \frac{k_x b_p}{2} \right) \frac{2}{k_x b_p}, \quad (10)$$

$$I_{x2}(k_y) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} -A_{+0n}^{H\perp} (1 + \rho_{-n}^H) \frac{f_{-n}(k_y)}{1 - \left(\frac{a_p k_y}{n\pi} \right)^2} - E_0 a_p \frac{\sin \left(\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_{II}) \right)}{\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_{II})}. \quad (11)$$

Для з'ясування причин і закономірностей вторинного випромінювання від розкриву ФАР при довільно обраних φ за нормальної поляризації падаючої хвилі до площини її падіння подамо вираз (8) у сферичній системі координат, беручи до уваги зв'язок декартових і сферичних систем координат:

$$x = r \sin \theta \cos \varphi, \quad y = r \sin \theta \sin \varphi, \quad z = r \cos \theta,$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_{pp\tau}^{\perp} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} I_{x1}(k_x) \exp(-ik_x r \sin \theta \cos \varphi) dk_x \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} I_{x2}(k_y) \exp(-ir(k_y \sin \theta \sin \varphi + k_z \cos \theta)) dk_y. \end{aligned} \quad (12)$$

Скористаємось методом перевалу [9] для визначення інтегралів:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{pp\tau}^{\perp} &\approx \frac{1}{4\pi^2} \cos W_0 \sqrt{\frac{2\pi}{r|f''(W_0)|}} \exp(i\varphi_0) I_{x2}(k \sin W_0 \cos z_0) \sqrt{\frac{2\pi \cos z}{r|f''(z_0)|}} \times \\ &\times I_{x1}(k \sin z_0) k \cos z_0 \exp(i\varphi_m) \exp[rk(-i \sin \theta \cos \varphi \sin z_0 + \cos z_0 f(W_0))]. \end{aligned} \quad (13)$$

Розглянемо розсіяне поле у двох довільно обраних площинах: $\varphi = 3\pi/2$ та $\varphi = \pi$.

У площині $\varphi = 3\pi/2$ отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi = -1; \quad \cos \varphi = 0; \quad W_0 = -\theta; \quad z_0 = 0; \quad f(W_0) = -i \\ f''(W_0) = i; \quad \varphi_0 = \frac{\pi}{4}; \quad \varphi_m = \frac{\pi}{4}; \quad f''(z_0) = i \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

тоді

$$\vec{E}_{r\varphi=\frac{3\pi}{2}}^{\perp} \approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) I_{x1}(k_x=0) I_{x2}(k_y = -k \sin \theta). \quad (15)$$

У площині $\varphi = \pi$ маємо

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi = 0; \quad \cos \varphi = -1; \quad W_0 = 0; \quad z_0 = -\theta; \quad f(W_0) = -i \cos \theta_i \\ f''(W_0) = i \cos \theta; \quad \varphi_0 = \frac{\pi}{4}; \quad \varphi_m = \frac{\pi}{4}; \quad f''(z_0) = i \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

тоді

$$\vec{E}_{r\varphi=\pi}^{\perp} \approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) I_{x1}(k_x = -k \sin \theta) I_{x2}(k_y = 0). \quad (17)$$

Вирази (15), (17) із врахуванням (10), (11) дозволяють розраховувати розсіяне від розкриття одиночного випромінювача поле для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі, якщо відомі коефіцієнти відбиття від позамежних розрізів і навантаження.

Для лінійної антенної решітки з n -ї кількості випромінювачів вираз (8) набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{r\varphi \text{ реш.}}^{\perp} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} & \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \cdot \left[\sum_{m_y=1}^{\infty} (-1)^m 2A_{+0m_y}^{\perp n} \left(\frac{m_y \pi}{a_p}\right)^2 (1 + \rho_{0m_y}^H) \times \right. \right. \\ & \times \exp(-ink_y d_y) \frac{\sin^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{m_y \pi}{a_p}\right)^2 - k_y^2} \\ & \left. \left. - E_0 \exp\left(\text{ind}_y(k \sin \theta_{\Pi} - k_y)\right) \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_{\Pi})\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_{\Pi})} \right] \right\} \times \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y. \quad (18) \end{aligned}$$

Вираз (18) відрізняється від (8) врахуванням номера випромінювача n та відстані між ними d_y , а також використанням $A_{+0m_y}^{\perp n}$, виведеного в [5], та додаткових множників: для першого члена виразу – $\exp(-ink_y d_y)$; для другого – $\exp(\text{ind}_y(k \sin \theta_{\Pi} - k_y))$.

Вираз (8) на відміну від існуючих дозволяє розрахувати поле не тільки для одиночного рупорного випромінювача, але й для n -го лінійної або прямокутної решітки.

Зважаючи на те, що лінійна решітка утворена з одиночних випромінювачів однакових розмірів, розташованих симетрично відносно центра, розглянемо поле, розсіяне парою випромінювачів $n = 1$, $n = -1$ та їх n -ю кількістю.

Для цього після взяття інтегралу (9) методом перевалу для $\varphi = 3\pi/2$ отримаємо (15), а I_{x1} та I_{x2} знайдемо за такими виразами:

$$\begin{cases} I_{x1} = \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}; \\ A_{x1}(0) = b_p, \text{ при } k_x = 0; \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} I_{x2}(k_y = -k \sin \theta) = & -2 \sum_{m_y=1}^{\infty} A_{+0m_y}^{H \perp n} (1 + \rho_{-0m_y}) \exp(-iknd_y \sin \theta) \times \\ & \times \frac{\sin^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \cos\left(\frac{ka_p}{2} \sin \theta\right) + i \cos^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{ka_p}{m_y \pi} \sin \theta\right)^2} - \\ & - \frac{E_0 \exp(ind_y k (\sin \theta + \sin \theta_{II})) \cdot \sin\left(\frac{ka_p}{2} (\sin \theta + \sin \theta_{II})\right)}{\frac{ka_p}{2} (\sin \theta + \sin \theta_{II})}. \end{aligned} \quad (20)$$

У площині $\varphi = \pi$ маємо (17), тоді I_{x1} та I_{x2} дорівнюватимуть

$$I_{x1}(kx = -k \sin \theta) = \frac{b_p \sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin \theta}, \quad (21)$$

$$I_{x2}(k_y = 0) = 2 \sum_{m_y=1}^{\infty} -A_{+0m_y}^{H \perp n} (1 + \rho_{-0m_y}^H) \sin^2 \frac{m_y \pi}{2} - E_0 a_p \frac{\sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin \theta\right)}{\frac{ka_p}{2} \sin \theta} \exp(iknd_y \sin \theta_{II}). \quad (22)$$

Вираз для $A_{+0m_y}^{H \perp n}$ решітки було виведено в [5]:

$$\begin{aligned} A_{+m_y}^{H \perp} \text{פש.} \cong & 2E_0 \frac{(m_y \pi)(1 + \cos \theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m_x \lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{m_y \lambda}{2a_p}\right)^2}}{a_p M_{m_x m_y}^H \cdot Z_0 (1 - \rho_{-m_x n_y}^H \rho_{+m_x n_y}^H) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m_x \lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{m_y \lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \times \\ & \times \int_{\left(-nd_y - \frac{a_p}{2}\right)}^{\left(-nd_y + \frac{a_p}{2}\right)} \sin\left(\frac{m_y \pi}{a_p} \left(y + \frac{a_p}{2} + nd_y\right)\right) \exp(-iky \sin \theta_{II}) dy \int_{\frac{-b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m_x \pi}{b_p} \left(x + \frac{b_p}{2}\right)\right) dx. \end{aligned} \quad (23)$$

Перевіримо правомірність даних рівнянь за допомогою програми *MathCAD* і порівняємо їх з отриманими асимптотичним методом перевалу.

На рис. 4 наведено дослідження амплітуд поля, перевипроміненого від одного випромінювача та від решітки з двох, трьох, п'яти та десяти ($n = 10$) опромінювачів, за умови, що на них падає електромагнітна хвиля напруженістю $E_0 = 3 \cdot 10^4$ В/м, довжиною $\lambda = 0,03$ м. Обчислення інтегралу проведено в програмі *MathCAD*.

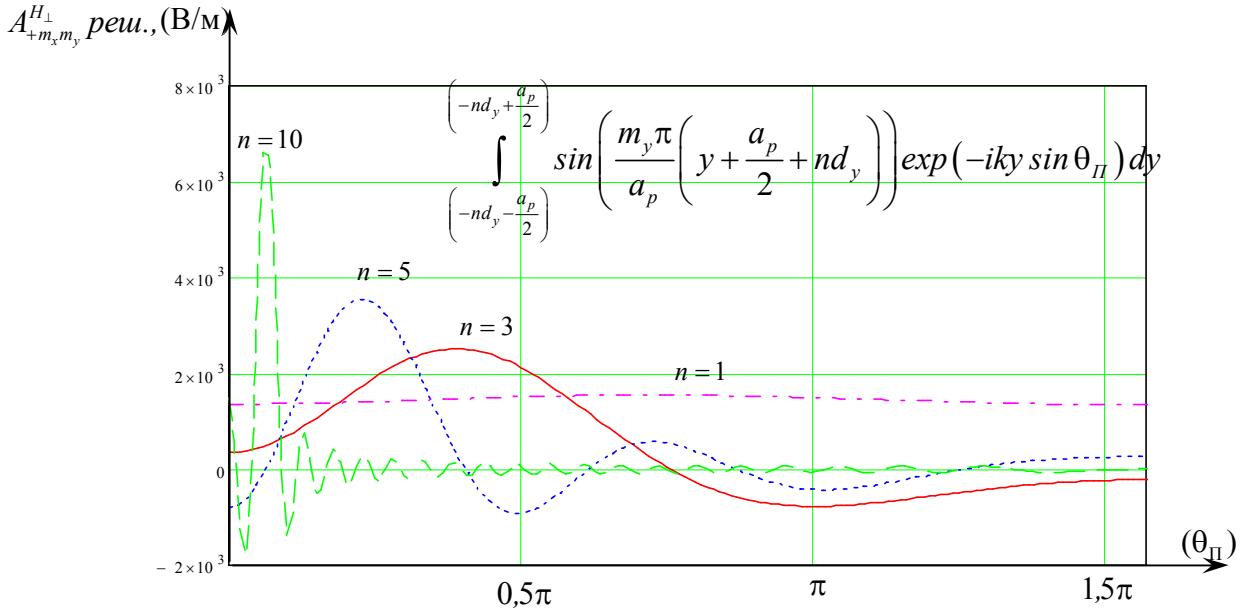


Рис. 4. Дослідження амплітуд перевипроміненого поля в програмі *MathCAD* від одного випромінювача до решітки випромінювачів за умови, що на них падає хвиля $E_0 = 3 \cdot 10^4$ В/м, $\lambda = 0,03$ м

На рис. 5 наведено результати дослідження амплітуд перевипроміненого поля, коли інтеграл обчислено методом перевалу.

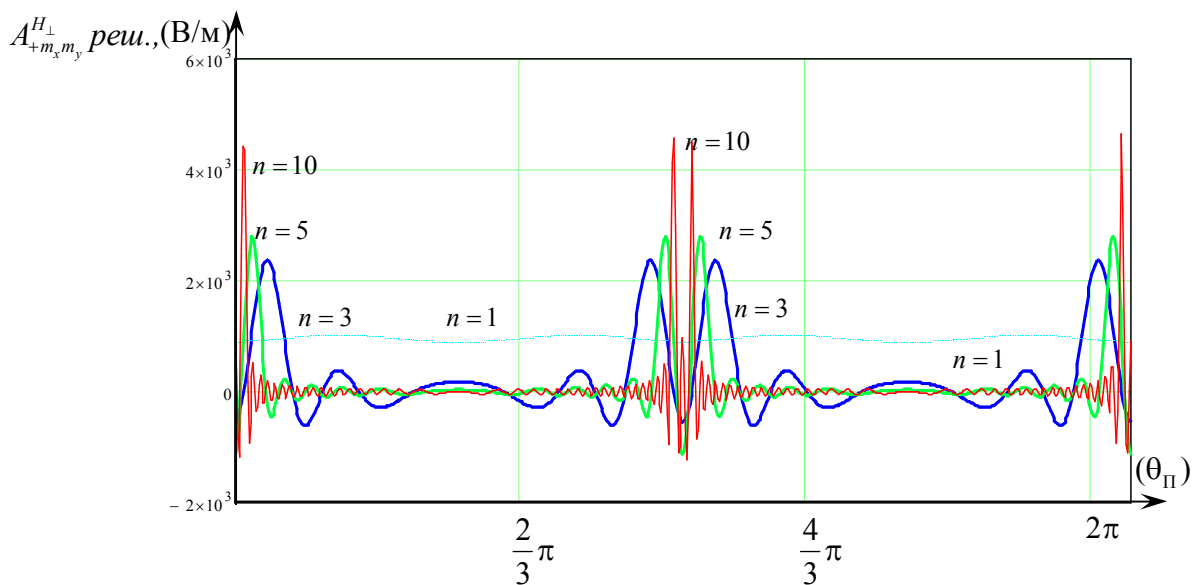


Рис. 5. Дослідження амплітуд перевипроміненого поля, коли інтеграл обчислено методом перевалу при $E_0 = 3 \cdot 10^4$ В/м, $\lambda = 0,03$ м

Залежність суми амплітуд поля, що збуджується парою випромінювачів $n = 1$ та $n = -1$ лінійної решітки, від кута падіння електромагнітної хвилі за різних значень коефіцієнта відбиття описано в [5] та наведено на рис. 6.

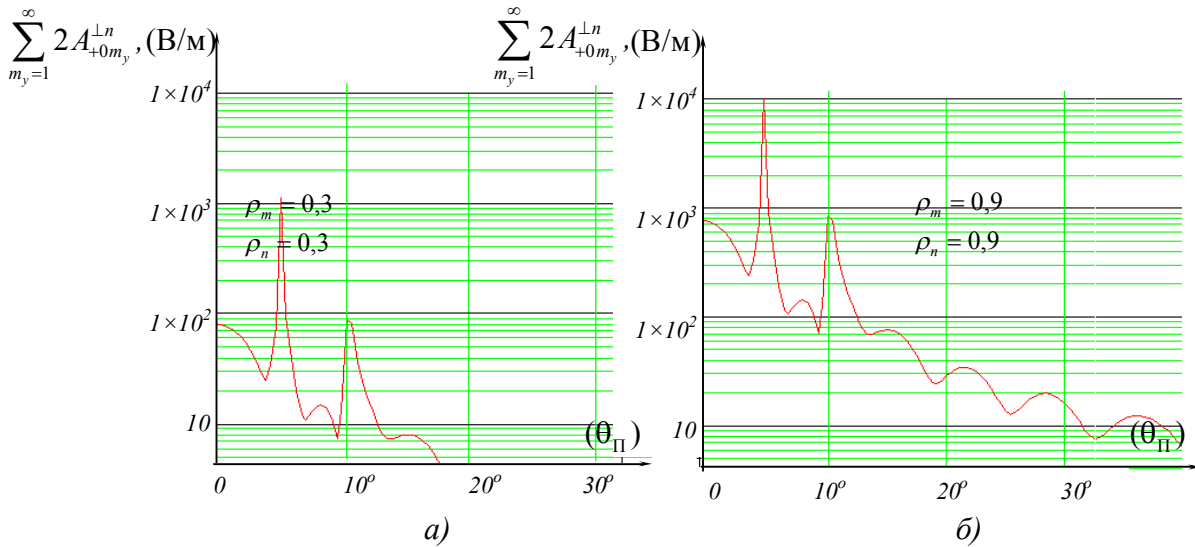


Рис. 6. Залежність амплітуд поля, що збуджуються парою випромінювачів $n = 1$ та $n = -1$ лінійної решітки від кута падіння: а) при коефіцієнтах відбиття $\rho_m, \rho_n = 0,3$; б) при коефіцієнтах відбиття $\rho_m, \rho_n = 0,9$

З рис. 6 видно, що теоретично зменшити перевипромінювання від антенної решітки можна за рахунок зменшення коефіцієнта відбиття.

Таким чином, досить високу точність розв'язання рівняння $\vec{E}_{PpT\text{ реш.}}^{\perp}$ (18) асимптотичним методом перевалу в двох площинах: $\varphi = 3\pi/2$ (15) з урахуванням (19), (20) та $\varphi = \pi$ (17) з урахуванням (21), (22) – підтверджено математичним моделюванням у програмі *MathCAD* (рис.4,5).

Для оцінювання можливості зниження енергетичної дальності виявлення ФАР РЛС ЗРК, що знаходяться в режимі радіомовчання, для решітки опромінювачів доцільніше у вираз $\vec{E}_{PpT\text{ реш.}}^{\perp}$ підставити значення інтегралів, які було отримано методом перевалу. Незважаючи на те, що такий метод є асимптотичним, він дозволяє зрозуміти фізику процесу, наприклад, у двох довільно обраних площинах: $\varphi = 3\pi/2$ та $\varphi = \pi$.

За отриманими асимптотичним методом перевалу значеннями перевипроміненого електромагнітного поля для решітки опромінювачів $\vec{E}_{PpT\text{ реш.}}^{\perp}$ визначаємо ЕПР для ФАР РЛС ЗРК ($\sigma_{\Phi AP}$):

$$\sigma_{\Phi AP \text{ РЛС ЗРК}} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_{PpT\text{ реш.}}^{\perp}|^2}{|\vec{E}_0|^2}, \quad (24)$$

де R – відстань від місця прийому до розміщення ФАР РЛС ЗРК.

З виразу (5) можна розрахувати:

$\sigma_{1\text{ФАР РЛС ЗРК}}$ – ЕПР станції зі штатною антенною системою, що потребує удосконалення;

$\sigma_{2\text{ФАР РЛС ЗРК}}$ – ЕПР станції з новою покращеною конструкцією антени, що має значно меншу ЕПР, розрахунок якої здійснено за виразом (24).

Після удосконалення конструкції маємо $\sigma_{2\text{ФАР РЛС ЗРК}} < \sigma_{1\text{ФАР РЛС ЗРК}}$, отже, з рис. 1 випливає, що

$$D1_{\text{виявл.ЛБРЛС} - \text{РЛС ЗРК}} < D2_{\text{виявл.ЛБРЛС} - \text{РЛС ЗРК}}, \quad (25)$$

а враховуючи, що час, який є в розпорядженні ЛБРЛС для знищення РЛС ЗРК $T2_{\text{розп.ЛБРЛС} - \text{РЛС ЗРК}} < T1_{\text{розп.ЛБРЛС} - \text{РЛС ЗРК}}$, зменшенням ЕПР $\sigma_{\text{ФАР РЛС ЗРК}}$ досягнемо:

зменшення часу виявлення РЛС ЗРК для подальшого знищення;

зменшення кількості РЛС ЗРК та інших об'єктів ППО, які можуть бути виявлені ЛБРЛС;

зменшення рубежу виконання ЛБРЛС її бойового завдання, що є потенційною умовою ймовірності її потрапляння в зону дій системи ППО та подальшого ураження.

Слід зазначити, що основною перевагою в «боротьбі» РЛС ЗРК з ЛБРЛС, а саме за зниження ефективності бойового застосування ЛБРЛС, може бути не тільки зменшення $T_{\text{розп.ЛБРЛС} - \text{РЛС ЗРК}}$, але й збільшення $T_{\text{потр.ЛБРЛС} - \text{РЛС ЗРК}}$ за рахунок зростання тривалості виконання завдань щодо розпізнавання, класифікації та ідентифікації РЛС ЗРК як цілі з новим радіолокаційним портретом (зміненою ЕПР).

У такому разі виконання умови (2) для РЛС ЗРК стає ще більш проблематичним.

Виграш можна розрахувати за таким співвідношенням:

$$\frac{D_1}{D_2} = \sqrt[4]{\frac{\sigma_{1\text{ФАР РЛС ЗРК}}}{\sigma_{2\text{ФАР РЛС ЗРК}}}}. \quad (26)$$

Дана залежність дозволяє визначити ефективність запропонованих технічних рішень, що полягає в зменшенні енергетичної дальності виявлення цілі – РЛС ЗРК.

Щодо ймовірності виявлення, яка пропорційна ЕПР, то вона є величиною статистичною і залежить від багатьох факторів, у тому числі від погодних умов, курсу літака відносно ФАР РЛС ЗРК тощо [4]. Подальші дослідження полягатимуть у врахуванні таких показників.

Висновки. Дослідження амплітуд хвиль, збуджених у розкритті опромінювачів лінійної решітки, доводить, що знизити перевипромінювання від ФАР з метою зменшення енергетичної дальності виявлення РЛС ЗРК, які знаходяться в режимі радіомовчання, можна шляхом:

– зменшення внеску вищих типів хвиль, які збуджуються в розкритті n -го випромінювача;

– покращення узгодження в антенному тракті;

– зменшення коефіцієнтів відбиття ρ_m, ρ_n (рис. 6) [5].

Підхід до захисту ЗРК, що знаходяться в режимі радіомовчання, від ураження полягає в зниженні енергії відбитого сигналу (перевипроміненого електромагнітного поля) від випромінювачів ФАР РЛС ЗРК.

Дослідження, проведені для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі до площини її падіння як одного з випадків довільного падіння, сприятимуть більш якісному моделюванню ФАР з нових малогабаритних випромінювачів колової поляризації зі зменшеною ЕПР.

Подальше дослідження буде спрямовано на застосування описаного вище підходу для випадку, коли поляризації хвилі зондувальної ЛБРЛС збігатимуться з площиною її падіння відносно ФАР РЛС ЗРК.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Боевые авиационные комплексы и их эффективность / О. В. Болховитинов, В. В. Иванов, А. А. Новожилов, А. Ю. Савинов ; под ред. О. В. Болховитинова. – М. : ВВИА, 1990. – 193 с.
2. Бойове застосування зенітних ракетних військ: підр. для наук.-педаг. прац., слухачів та ад'юнктів / М. Ф. Ботов, Б. Й. Семон, В. М. Тарасов та ін. – К. : НАОУ України, 2009. – 492 с.
3. ЗРК «Patriot» (МІМ 104А) // Зарубежная военная техника. Обзоры НТЦ «Информтехника». – 1991. – Вып. 2 (126). Ракетная техника. – 112 с.
4. Дятлов Д. В. Обнаружение фазированных антенных решеток, не работающих на излучение [Электронный ресурс] / Д. В. Дятлов, Н. Р. Халимов, В. П. Сидорчук // Журнал радиоэлектроники РАН ИРиЭ. – 2014. – Режим доступа : <http://jre.cplire.ru/mac/jan14/19/text.html>
5. Сидорчук О. Л. Дослідження амплітуд електромагнітного поля, збудженого лінійною решіткою рупорних опромінювачів / О. Л. Сидорчук // Вісник Нац. технічн. ун-ту України «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». – К. : НТУУ, 2016. – № 67. – С. 5–11.
6. Гладышев А. К. Влияние характеристик рассеяния на показатели качества функционирования РСС / Гладышев А. К., Иванкин Е. Ф., Панычев С. Н. // Измерительная техника. – 1995. – № 2. – С. 48–50.
7. Сидорчук О. Л. Аналіз методів і способів зменшення ефективної поверхні розсіювання антенних систем / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир : ЖДТУ, 2012. – № 2 (61). – С. 94–106.
8. Sidorchuk O. Methodology improvement of the electromagnetic field amplitude study related to the antenna system risk radio-solid station of land-development "Credo-M1" // O. Sidorchuk , O. Tofanchuk, O. Kritenko, Yu. Kalenchuk // Scientific works of Kharkiv National Air Force University. – 2017. – № 5 (54). – С.102–109.
9. Астахов В. Н. К расчёту полного поля рассеивания приёмной рупорной антенны / В. Н. Астахов, В. А. Степанов // Известия Ленинград. Электротехнич. ин-та : Научн. труды. – 1987. – Вып. 388. – С. 92–97.
10. Канценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Б. З. Канценеленбаум. – М. : Изд-во АН СССР, 1961. – 216 с.
11. Сидорчук О. Л. Дифракція плоскої електромагнітної хвилі на рупорній антені / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир : ЖДТУ, 2010. – № 2 (53). – С. 167–175.

12. Сидорчук О. Л. Розрахунок ефективності поверхні розсіювання рупорної антени при падінні на неї хвилі довільної форми із застосуванням леми Лоренца / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир : ЖДТУ, 2011. – № 2 (57). – С. 102–113.

Подано 27.11.2017

О. Л. Сидорчук

ПОДХОД К ЗАЩИТЕ ЗЕНИТНО-РАКЕТНЫХ КОМПЛЕКСОВ ОТ ПОРАЖЕНИЯ ПУТЕМ УМЕНЬШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАССЕЙВАНИЯ ИХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Статья посвящена проблеме защиты зенитно-ракетных комплексов от поражения путем снижения энергии отражённого сигнала от фазированных антенных решеток радиолокационных станций, которые находятся в режиме радиомолчания, то есть не работающих на излучение. В статье предложен усовершенствованный математический аппарат расчета электромагнитного поля, переизлученного антенной решеткой, состоящей из рупорных облучателей пирамидальной формы при нормальной поляризации падающей волны к плоскости падения. Проведенные исследования позволят смоделировать антенную решетку из новых малогабаритных излучателей круговой поляризации с уменьшенной эффективной поверхностью рассеивания.

Ключевые слова: зенитно-ракетный комплекс, радиолокационная станция, фазированная антенная решетка, пирамидальный рупорный излучатель, уменьшение эффективной поверхности рассеивания

O. L. Sidorchuk

THE APPROACH TO THE PROTECTION OF ANTI-AIRCRAFT MISSILE COMPLEXES FROM DESTRUCTION BY REDUCING THE EFFECTIVE SURFACE SCATTERING OF THEIR ANTENNA SYSTEMS

The paper considers the problem of damage protection of anti-aircraft missile systems by reducing the power of a signal reflected from phased arrays of radar stations, which are in radio silence mode, that is, not operating in radiation mode. The article provides an improved mathematical apparatus for calculating the electromagnetic field reradiated by an antenna array, consisting of a feed horn of pyramidal shape under normal polarization of the incident wave to the plane of incidence. The research will help simulate an antenna array from new compact radiators of circular polarization with a reduced effective scattering surface.

Thus, there is the problem of developing methods for the investigation of electromagnetic fields amplitudes excited in aperture of n -th radiator grating when incident to flat electromagnetic wave, properly polarized in the plane of incidence from an arbitrarily specified sources.

The amplitude of the waves excited by n -th emitter is virtually identical to the amplitude of the central even with the distance between them. The results can be used to study more complex rectangular antenna arrays consisting of the n -th number of linear.

Data mathematical calculations give the opportunity to improve the existing antenna grid by upgrading and calculations for new types of weapons with higher protection.

Keywords: anti-aircraft missile systems, radar stations, antenna array, a feed horn of pyramidal shape, a reduced effective scattering surface.