

МЕТОД ЗБІЛЬШЕННЯ ЕФЕКТИВНОЇ ПОВЕРХНІ ЗВОРОТНОГО РОЗСІЮВАННЯ ЦІЛІ ПРИ ЗОНДУВАННІ ПРОСТОРУ ПАЧКАМИ БАГАТОКОМПОНЕНТНИХ СИГНАЛІВ

У статті проаналізовано підходи до формування та обробки зондуючих радіолокаційних сигналів, що максимізують ефективну поверхню зворотного розсіювання аеродинамічної цілі. Запропоновано метод формування пачок багатокompонентних сигналів з лінійною модуляцією частоти на основі функції Вейєрштрасса, що максимізують потужність зворотного розсіювання цілі.

Постановка проблеми. За останні 10–15 років у всьому світі спостерігається значне зростання кількості безпілотних засобів повітряного нападу. До них можна віднести безпілотні літаки і вертольоти, безпілотні літальні апарати (БПЛА) вертикального зльоту і посадки, крилаті ракети. Дані БПЛА відрізняються від пілотованої авіації зменшеною радіолокаційною помітністю, що у свою чергу зменшує можливості існуючих радіолокаторів щодо виявлення таких цілей. Це привело до проведення в багатьох провідних країнах світу програм дослідницьких робіт з вивчення найновіших радіолокаційних засобів, що забезпечують виявлення малопомітних цілей.

Огляд останніх досліджень і публікацій. Аналіз літератури [1–6] дозволяє зробити висновок, що розробці методів підвищення ефективності виявлення малопомітних цілей на сьогоднішній день приділяється значна увага. У працях [1–3] висвітлюються загальні підходи до побудови радіолокаційних засобів для виявлення цілей з малою ефективною поверхнею розсіювання (ЕПР). У роботах [4–5] наведено результати досліджень, що демонструють принципову можливість підвищення рівня відбитого від складної цілі сигналу в бік приймальної антени радіолокаційної станції (РЛС) за рахунок оптимізації параметрів хаотичного сигналу. Проте запропоновані алгоритми формування таких сигналів досить складні. У роботі [6] показано можливість підвищення ймовірності правильного виявлення малопомітної цілі за допомогою надширокосмугових сигналів, використання яких дозволяє уникнути провалів у діаграмі зворотного розсіювання (ДЗР) цілі порівняно з вузькосмуговими сигналами. З використанням надширокосмугових сигналів пов'язані проблеми їх випромінювання та оптимальної обробки, що ускладнюється значною зміною сигналу при відбитті від цілі.

Таким чином, проблема розробки методів формування сигналів для виявлення цілей з малою ефективною поверхнею розсіювання на даному етапі розвитку радіолокаційної техніки не до кінця вирішена і потребує подальших досліджень.

Формулювання завдання дослідження. Метою даної роботи є розробка методу збільшення ефективної поверхні зворотного розсіювання цілей при зондуванні простору пачками багатокompонентних сигналів. Для цього пропонується формувати пачки багатокompонентних зондуючих сигналів, що побудовані на основі коливань з лінійною

модуляцією частоти. Як алгоритм формування таких сигналів запропоновано використання скороченої функції Вейерштрасса, що дасть змогу досить просто управляти параметрами сигналу.

Виклад основного матеріалу

1. Створення математичної моделі процесу розсіювання ціллю електромагнітних хвиль. Численні теоретичні та експериментальні дослідження [7–13] виявили головну особливість відбивання радіохвиль сантиметрового і дециметрового діапазонів від об'єктів складної форми – локальний характер відбиття, який проявляється в тому, що на поверхні об'єктів спостерігаються нечисленні ділянки інтенсивного відбиття. При не дуже високих вимогах до результатів розрахунку поля, відбитого від складних об'єктів, можна обмежитися розглядом лише ділянок інтенсивного відбиття, нехтуючи рештою поверхні. Ділянками локального відбиття літального апарата можуть бути антени, кромки крил і хвостові стабілізатори (рис. 1).

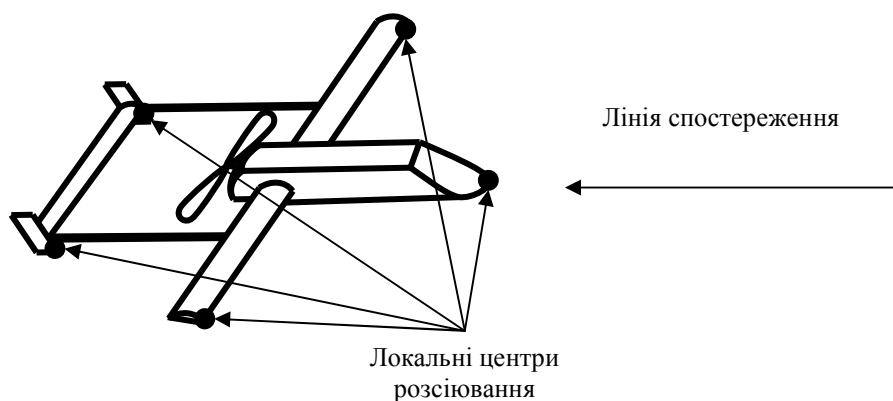


Рис. 1. Приблизне розташування локальних центрів розсіювання на поверхні БПЛА

Експериментально доведено, що 3–4 ділянки локального відбиття формують до 90% потужності сумарного відбитого сигналу. Поле, відбите від кожного локального центру розсіювання (ЛЦР), еквівалентне полю вторинного джерела, поверхня якого збігається з поверхнею вказаної ділянки. Тому в рамках даного наближення можна стверджувати, що повне відбиття поля складається з полів окремих локальних джерел.

Вираз для поля, відбитого від об'єкта складної форми в наближенні моделі ЛЦР, можна записати у вигляді [8]

$$\dot{E} = \sum_{m=1}^M \dot{E}_m, \quad (1)$$

де \dot{E}_m – вектор електричного поля m -го ЛЦР у місці спостереження;

M – загальна кількість ЛЦР.

Через відбите від цілі електромагнітне поле (ЕМП) можна виразити ЕПР цілі – кількісну міру відношення щільності потужності сигналу, розсіяного в напрямку приймача, до щільності потужності радіолокаційної хвилі, що падає на ціль з урахуванням їх векторних властивостей [12]:

$$\sigma = 4\pi R^2 \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{\dot{E}_{np.}^2}{\dot{E}_{над.}^2}, \quad (2)$$

де R – відстань від цілі до РЛС;

$\dot{E}_{np.}$ – амплітуда поля відбитого ціллю сигналу в місці прийому;

$\dot{E}_{над.}$ – амплітуда падаючого на ціль поля.

При опроміненні цілі гармонічним сигналом ДЗР цілі має багатопелюстковий характер, зумовлений інтерференцією відбитих від кожного з ЛЦР сигналів. У загальному випадку ДЗР характеризує здатність цілі відбивати падаюче на неї ЕМП у бік максимуму діаграми спрямованості (ДС) приймальної антени РЛС. Залежно від фазових співвідношень між відбитими від кожного ЛЦР полями в напрямку максимуму ДС РЛС може сформуватися мінімальне (рис. 2а) або максимальне (рис. 2б) значення результуючого поля.

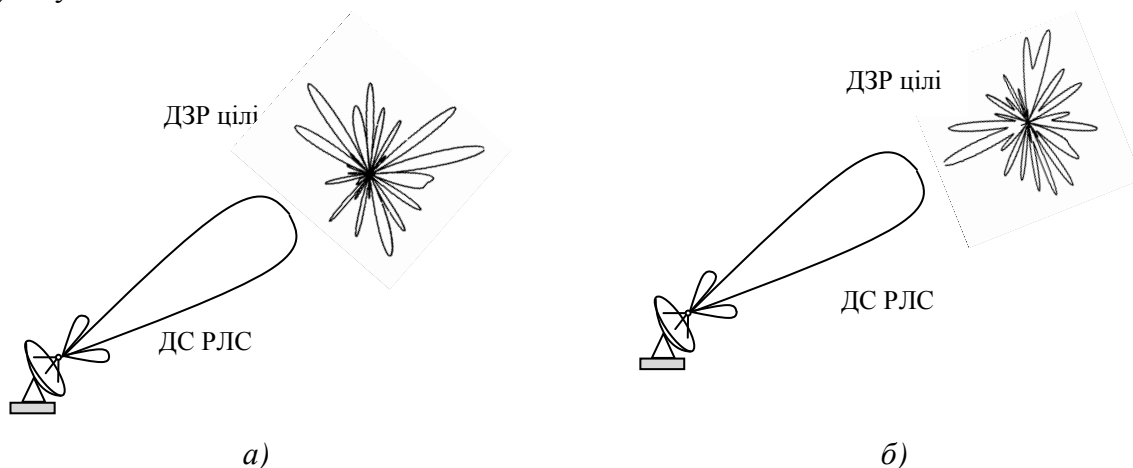


Рис. 2. Орієнтація цілі на ДС РЛС провалом ДЗР (а) і максимумом ДЗР (б)

ДЗР складних цілей має сильну залежність як від орієнтації цілі в просторі відносно лінії спостереження РЛС, так і від частоти зондуючого сигналу [7–8].

Оскільки сума гармонічних коливань однієї частоти є гармонічним коливанням, то відбитий сигнал являє собою синусоїду з випадковою (але сталою) амплітудою і фазою.

Додавання гармонічних сигналів, відбитих від різних точок цілі, може в деяких кутових напрямках спричинити повну компенсацію поля, що еквівалентно утворенню нуля у ДЗР цілі [6].

Тому для цілей, що мають складну конфігурацію, як показано в [4–5], існує принципова можливість підвищення рівня відбитого сигналу в бік приймальної антени РЛС. Це досягається ускладненням фазової структури зондуючих сигналів. Тому для цілей із заздалегідь відомими розмірами можна сформувати такий сигнал, що максимізуватиме потужність відбитого ЕМП. Оскільки положення цілі відносно РЛС на етапі виявлення невідоме, то необхідно сформувати набір таких сигналів для можливих положень цілі.

Розглянемо ціль у припущенні, що вона є жорстким тілом, тобто твердим тілом скінченного розміру, але без деформацій (відстань між будь-якими двома частинами тіла не змінюється під час руху). Це лише ідеалізація, проте вона ефективно спрощує обчислення й аналіз.

Для описання переміщення жорсткого тіла зазвичай використовують дві системи координат: глобальну – фазовий центр приймальної антени РЛС (X, Y, Z) та локальну – центр мас тіла (x, y, z) (рис. 3).

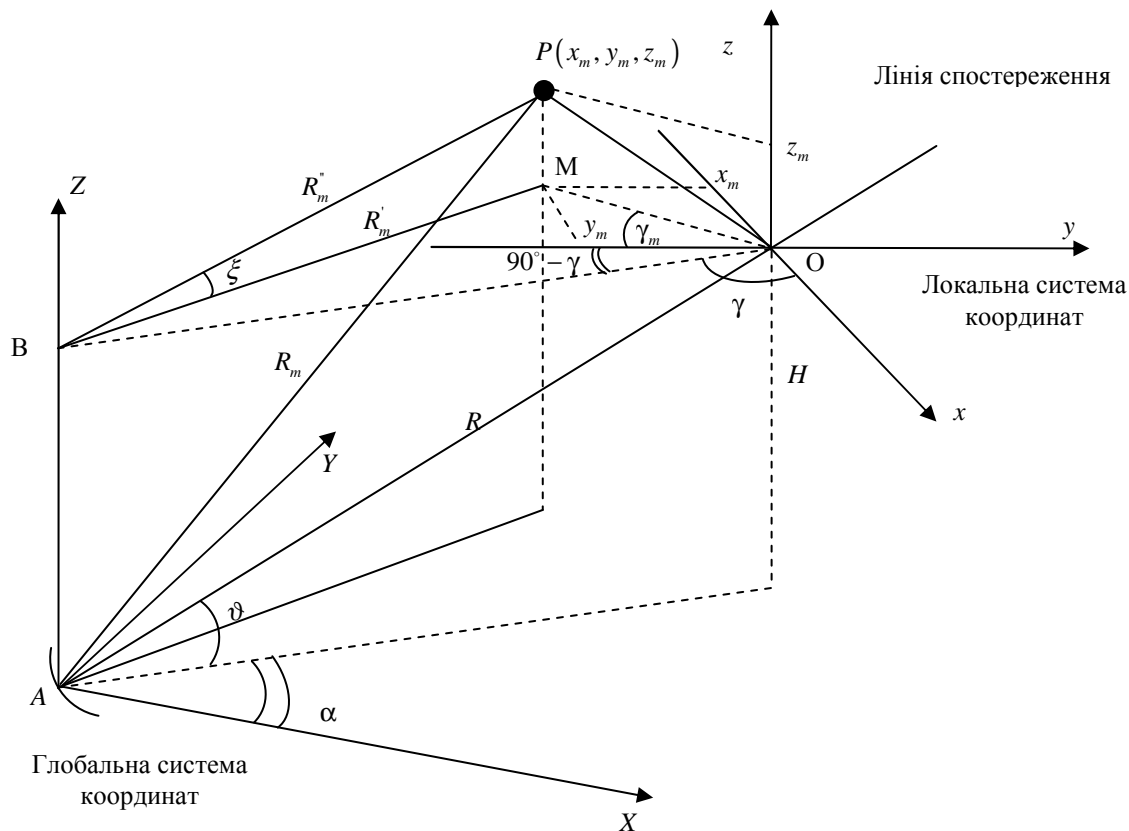


Рис. 3. Розміщення довільної точки P на цілі відносно глобальної системи координат

Теоретичний аналіз показав, що переміщення об'єкта модулює функцію фази розсіяного ЕМП [8]. Якщо РЛС випромінює гармонічне коливання з несучою частотою f_0 , то смуговий сигнал, відбитий від точкового розсіювача P , є функцією дальності $R_m(t)$:

$$u_m(t) = \rho(x_m, y_m, z_m) \exp \left\{ j2\pi f_0 \frac{2R_m(t)}{c} \right\}, \quad (3)$$

де $\rho(x_m, y_m, z_m)$ – функція відбиття точкового відбивача P з координатами (x_m, y_m, z_m) відносно локального центра координат (центра мас цілі).

Зображення відбитого поля у вигляді (3) припускає, що ділянки локального відбиття розміщуються на великих (відносно довжини хвилі) відстанях один від одного, а площа, яку вони займають, мала щодо загальної освітленої площі поверхні об'єкта.

Нехай відстань між центром глобальної системи координат – точки A – та центром локальної системи координат – точкою O – становить R , а площина XAY паралельна площині xoy і знаходиться на відстані H від неї.

Припустимо, що центр мас цілі переміщується в напрямку осі x під кутом γ до лінії спостереження (курсний кут).

Визначимо відстань від центра глобальної системи координат до довільної точки на поверхні цілі P з координатами (x_m, y_m, z_m) у локальній системі координат, тобто довжину відрізка AP (рис. 3).

Розглянемо ΔBOM . У ньому сторона $BO = R \cos \vartheta$, де $\varepsilon = \arcsin \frac{H}{R}$; сторона $MO = p_m = \sqrt{x_m^2 + y_m^2}$; $\angle BOM = 90^\circ - \gamma + \gamma_m = 90^\circ - \gamma + \arctg \frac{y_m}{x_m}$.

Позначимо сторону BM через R'_m та визначимо її довжину з ΔBOM за теоремою косинусів:

$$\begin{aligned} BM = R'_m &= \sqrt{BO^2 + MO^2 - 2BO \cdot MO \cdot \cos \angle BOM}, \\ R'_m &= \sqrt{(R \cos \vartheta)^2 + p_m^2 - 2R \cdot p_m \cdot \cos \vartheta \cdot \cos(90^\circ - \gamma + \gamma_m)} = \\ &= \sqrt{(R \cos \vartheta)^2 + p_m^2 - 2R \cdot p_m \cdot \cos \vartheta \cdot \sin\left(\gamma - \arctg \frac{y_m}{x_m}\right)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Розглянемо ΔPMB . У ньому сторона $PM = z_m$; сторона $BM = R'_m$; $\angle PMB = \arctg \frac{PM}{MB} = \arctg \frac{z_m}{R'_m} = \xi_m$.

Розглянемо ΔABP . У ньому сторона $BA = H$; $\angle ABP = 90^\circ + \xi_m$; сторона $R''_m = \frac{z_m}{\sin \xi_m} = \frac{z_m}{\sin\left(\arctg \frac{z_m}{R'_m}\right)}$.

Тоді відстань від центра глобальної системи координат (фазового центра антени РЛС) до точки P визначимо з ΔABP за теоремою косинусів:

$$\begin{aligned} AP = R_m &= \sqrt{AB^2 + PB^2 - 2AB \cdot PB \cos \angle ABP} = \\ &= \sqrt{H^2 + \left(\frac{z_m}{\sin \xi_m}\right)^2 - \frac{2Hz_m}{\sin \xi_m} \cos\left(90^\circ + \arctg \frac{z_m}{R'_m}\right)} = \\ &= \sqrt{(R \sin \vartheta)^2 + \left(\frac{z_m}{\sin \xi_m}\right)^2 + 2Rz_m \sin \vartheta}. \end{aligned} \quad (5)$$

Аналізуючи вираз (5), можна зробити висновок, що для нерухомої цілі відстань від фазового центра приймальної антени РЛС є функцією від просторових координат, що визначають орієнтацію цілі відносно РЛС: дальності – R , кута місця ϑ та курсового кута – γ , а також від геометричних розмірів та форми цілі, що визначаються координатами ЛЦР відносно центра мас цілі.

Для рухомої цілі R_m стає також функцією від часу, оскільки залежними від часу стають просторові координати центра мас цілі $R(t), \vartheta(t), \gamma(t)$. Проте в межах тривалості

імпульсного зонduючого сигналу переміщення цілі буде досить незначним, тому в подальшому розгляді R_m вважатимемо незалежним від часу.

Тоді відбитий від усіх ЛЦР цілі сигнал можна записати у вигляді

$$u = \sum_{m=1}^M A_m \exp\{j\Phi_m(t)\}, \quad (6)$$

де A_m – амплітуда розсіяного поля m -ий ЛЦР цілі;

Φ_m – набіг фази, зумовлений відстанню до m -го ЛЦР цілі.

2. Створення математичної моделі багатокomпонентних зонduючих сигналів. Для побудови математичної моделі багатокomпонентного сигналу на основі коливання з лінійною модуляцією частоти (ЛЧМ) використаємо недиференційовану функцію Вейерштрасса, що визначається рядом [14]:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha^n \cos(\beta^n t), \quad (7)$$

де α – дійсне; β – непарне число.

Вейерштрасс показав, що при $\alpha\beta > 1 + 3\pi/2$ функція $f(t)$ неперервна і недиференційована.

Побудуємо скінченну частинну суму, що апроксимує функцію Вейерштрасса, і знімемо обмеження щодо коефіцієнтів α і β . Вираз для обвідної класичного ЛЧМ сигналу з одиничною амплітудою запишемо за відомою формулою [10]:

$$s(t) = \cos\left(\pi \frac{\Delta f t^2}{\tau_i}\right), \quad t \leq \left|\frac{\tau_i}{2}\right|, \quad (8)$$

де Δf – девіація частоти;

τ_i – тривалість імпульсу.

Тоді вираз для обвідної багатокomпонентного ЛЧМ сигналу можна записати в такому вигляді:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos\left(\pi \frac{\Delta f \beta^n t^2}{\tau_i}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^{-n}, \quad t \leq \left|\frac{\tau_i}{2}\right|, \quad (9)$$

де N – кількість компонент сигналу;

n – номер складової сигналу;

α – коефіцієнт, що визначає амплітуди складових сигналу;

β – коефіцієнт, що визначає девіацію частоти кожної складової сигналу;

$\sum_{n=0}^{N-1} \alpha^{-n}$ – нормуючий множник.

При значенні кількості складових $N=1$ або при $\beta=1$ для будь-яких значень N і α вираз (9) описуватиме класичне ЛЧМ коливання.

На рис. 4 а,б зображено часові реалізації відповідно ЛЧМ $N=1$ та багатокомпонентного ЛЧМ сигналів з кількістю складових $N=5$ і значеннями коефіцієнтів $\alpha=1, \beta=1,25$, що побудовані за формулою (9). Значення девіації частоти $\Delta f=10$ і тривалості імпульсу $\tau_i=10$ були обрані для забезпечення бази сигналу $B=\Delta f\tau_i \geq 1$. Тоді форма спектра ЛЧМ імпульсу близька до прямокутної, а обвідна автокореляційної функції наближається до вигляду $\sin x/x$.

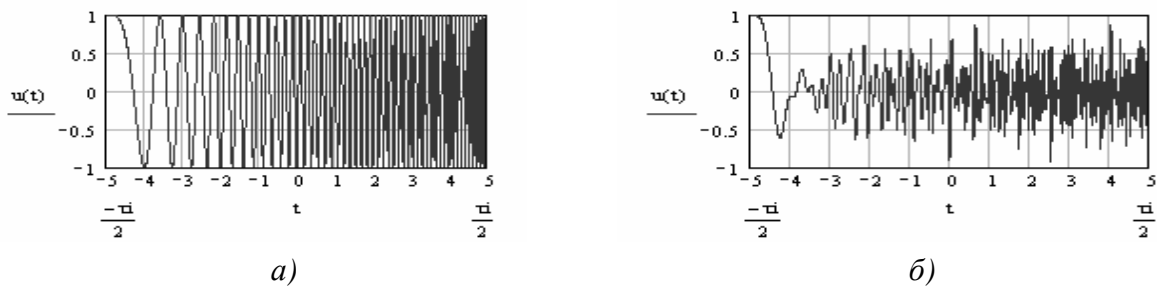


Рис. 4. Часова реалізація ЛЧМ (а) та багатокомпонентного ЛЧМ сигналів (б)

Модифікуємо багатокомпонентний ЛЧМ сигнал для підвищення його структурної складності та чутливості до початкових умов. Для цього введемо залежність напрямку частотної модуляції (зростання або зменшення миттєвої частоти сигналу) від номера компоненти сигналу:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos\left((-1)^n \pi \frac{\Delta f \beta^n t^2}{\tau_i}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^{-n}, \quad t \leq \left|\frac{\tau_i}{2}\right|. \quad (10)$$

На рис. 5 а, б зображено часові реалізації багатокомпонентних ЛЧМ сигналів з кількістю складових $N=5$ і значеннями коефіцієнтів $\alpha=1,2, \beta=1,27$ і $\beta=1,3$ відповідно, що побудовані за формулою (10).

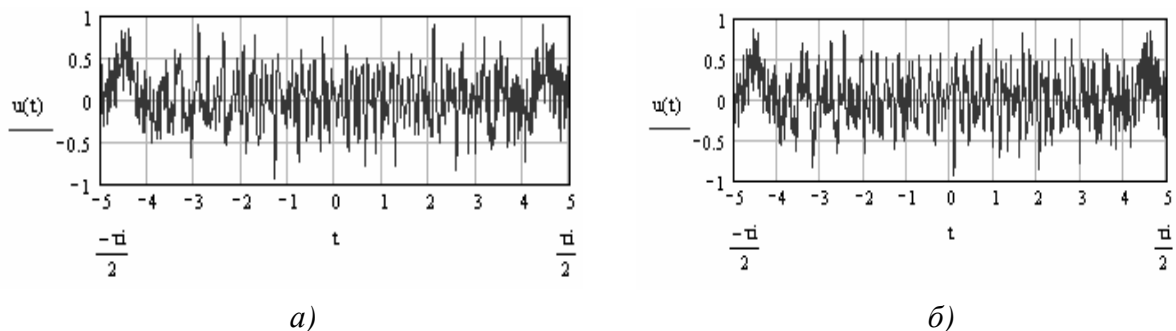


Рис. 5. Часова реалізація багатокомпонентного ЛЧМ сигналу для $\beta=1,27$ (а) і $\beta=1,3$ (б)

Підставляючи значення функції модуляції фази багатокомпонентного сигналу (10) у вираз (6) та враховуючи несучу частоту сигналу f_0 , відбитий від цілі багатокомпонентний сигнал без урахування нормуючого множника можна записати у вигляді

$$u(t) = \sum_{m=1}^M A_m \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos \left[2\pi f_0 (t - t_m) + (-1)^n \frac{\pi \Delta f \beta^n}{\tau_i} (t - t_m)^2 \right], \quad (11)$$

де $t_m = 2R_m/c$ – часова затримка приходу сигналу від m -го ЛЦР.

Даний вираз не враховує залежність амплітуди і фази сигналу від частоти. Таке припущення повністю виправдане, оскільки в межах девіації частоти вузькосмугових сигналів реальні тіла з високою достовірністю поведуть себе як частотно-незалежні відбивачі. Також вважатимемо, що флуктуації частоти відбитого сигналу – стаціонарний (у широкому розумінні) випадковий процес.

Тоді прийнятий сигнал можна переписати у вигляді

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{m=1}^M A_m \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos \left[2\pi f_0 \left(t - \frac{2R_m}{c} \right) + (-1)^n \frac{\pi \Delta f \beta^n}{\tau_i} \left(t - \frac{2R_m}{c} \right)^2 \right] = \\ &= \sum_{m=1}^M A_m \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos \left[2\pi f_0 t + (-1)^n \frac{\pi \Delta f \beta^n t^2}{\tau_i} - (-1)^n \frac{2\Delta f \beta^n R_m t}{c\tau_i} - \frac{4\pi}{\lambda} R_m + (-1)^n \frac{4\pi \Delta f \beta^n R_m^2}{c^2 \tau_i} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Оскільки ефективна поверхня зворотного розсіювання цілі для радіосигналів не є функцією від поточного часу, тому, виключивши члени при t у (12) і прийнявши амплітуди розсіяних полів всіх ЛЦР однаковими і рівними $A_m = 1$, можна записати

$$u = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos \left[\frac{4\pi}{\lambda} R_m + (-1)^n \frac{4\pi \Delta f \beta^n}{c^2 \tau_i} R_m^2 \right]. \quad (13)$$

Тоді потужність відбитого сигналу, визначену на основі (13), можна подати у вигляді

$$u^2 = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^n \cos \left[\frac{4\pi}{\lambda} (R_m - R_p) + (-1)^n \frac{4\pi \Delta f \beta^n}{c^2 \tau_i} (R_m^2 - R_p^2) \right], \quad (14)$$

де $R_m - R_p$ – різниця відстаней між m -им і p -им ЛЦР.

3. Розрахунок параметрів пачки багатокомпонентних зондуючих сигналів.

Припустимо, що кількість M та координати (x_m, y_m, z_m) ЛЦР відомі. Незмінними також вважатимемо робочу довжину хвилі λ , девіацію частоти Δf та тривалість імпульсу τ_i . Тоді невідомими величинами для розрахунку прийнятого сигналу будуть дальність R , кут місця ϑ та ракурс γ цілі.

Нехай дальність до цілі вимірюється в межах $[R_{min}; R_{max}]$, кут цілі – $[\vartheta_{min}; \vartheta_{max}]$ і ракурс цілі – $[\gamma_{min}; \gamma_{max}]$. Розіб'ємо дані діапазони вимірювання на піддіапазони.

Кількість піддіапазонів (ділянок) вимірювання дальності знайдемо з виразу

$$N_R = \frac{R_{max} - R_{min}}{\Delta R}, \quad (15)$$

де $\Delta R = c/2\Delta f$ – роздільна здатність за похилою дальністю.

Кількість піддіапазонів вимірювання кута місця

$$N_{\vartheta} = \frac{\vartheta_{max} - \vartheta_{min}}{\Delta\epsilon}, \quad (16)$$

де $\Delta\vartheta \approx \lambda/h_{max}$, h_{max} – максимальне значення проекції відстані між ЛЦР цілі у вертикальній площині на пряму, перпендикулярну до лінії спостереження.

Кількість піддіапазонів вимірювання ракурсу цілі

$$N_{\gamma} = \frac{\gamma_{max} - \gamma_{min}}{\Delta\gamma}, \quad (17)$$

де $\Delta\gamma \approx \lambda/l_{max}$, l_{max} – максимальне значення проекції відстані між ЛЦР цілі у горизонтальній площині на пряму, перпендикулярну до лінії спостереження.

Межі та середини ділянок вимірювання ракурсу цілі наведено в табл. 1. Аналогічно можна записати межі та середини ділянок вимірювання кута місця та дальності цілі.

Таблиця 1

Межі та середини ділянок вимірювання ракурсу

Номер ділянки	Межі ділянки	Середина ділянки
1	$\gamma_{min} \div \gamma_{min} + \Delta\gamma$	$\bar{\gamma}_1 = \gamma_{min} + 0,5\Delta\gamma$
2	$\gamma_{min} + \Delta\gamma \div \gamma_{min} + 2\Delta\gamma$	$\bar{\gamma}_2 = \gamma_{min} + 1,5\Delta\gamma$
...
N_{γ}	$\gamma_{min} + (N_{\gamma} - 1)\Delta\gamma \div \gamma_{max}$	$\bar{\gamma}_N = \gamma_{min} + (N_{\gamma} - 1,5)\Delta\gamma$

Запишемо прийнятий сигнал у вигляді функції від невідомих координат R, ϑ, γ та коефіцієнта масштабування девіації частоти β :

$$u = u(R, \vartheta, \gamma, \beta). \quad (18)$$

Знайдемо таке значення β , щоб функція u досягала свого максимального значення в кожному з центрів елементів розділення $(\bar{\vartheta}_n, \bar{R}_n, \bar{\gamma}_n)$.

Для цього знайдемо такі похідні та прирівняємо їх до нуля:

$$\frac{du(\bar{R}_1, \bar{\vartheta}_1, \bar{\gamma}_1, \beta)}{d\beta} = 0, \quad \frac{du(\bar{R}_1, \bar{\vartheta}_1, \bar{\gamma}_2, \beta)}{d\beta} = 0, \quad \dots, \quad \frac{du(\bar{R}_1, \bar{\vartheta}_1, \bar{\gamma}_N, \beta)}{d\beta} = 0. \quad (19)$$

Розв'язок даних рівнянь запишемо у вигляді матриці-рядка:

$$\beta_{1N_{\gamma}}^1 = (\beta_{11} \quad \beta_{12} \quad \dots \quad \beta_{1N_{\gamma}}). \quad (20)$$

Отримані значення коефіцієнта β максимізуватимуть відбитий від цілі сигнал у бік РЛС за умови, що ціль знаходиться на дальності \bar{R}_1 і під кутом місця $\bar{\epsilon}_1$ для будь-якого ракурсу цілі із заданого діапазону $[\gamma_{min}; \gamma_{max}]$.

Аналогічно розрахуємо оптимальні значення коефіцієнта β для кута місця $\bar{\epsilon}_1$ і дальності \bar{R}_2 :

$$\frac{du(\bar{R}_2, \bar{\vartheta}_1, \bar{\gamma}_1, \beta)}{d\beta} = 0, \quad \frac{du(\bar{R}_2, \bar{\vartheta}_1, \bar{\gamma}_2, \beta)}{d\beta} = 0, \quad \dots, \quad \frac{du(\bar{R}_2, \bar{\vartheta}_1, \bar{\gamma}_N, \beta)}{d\beta} = 0. \quad (21)$$

Розв'язок даних рівнянь запишемо у вигляді матриці-рядка:

$$\beta_{2N_\gamma}^1 = (\beta_{21} \quad \beta_{22} \quad \dots \quad \beta_{2N_\gamma}). \quad (22)$$

Виконавши аналогічні операції для всіх значень дальності із діапазону $[R_{min}; R_{max}]$, оптимальні значення β можемо записати у вигляді матриці:

$$\beta_{N_R N_\gamma}^1 = \begin{pmatrix} \beta_{11}^1 & \beta_{12}^1 & \dots & \beta_{1N_\gamma}^1 \\ \beta_{21}^1 & \beta_{22}^1 & \dots & \beta_{2N_\gamma}^1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \beta_{N_R 1}^1 & \beta_{N_R 2}^1 & \dots & \beta_{N_R N_\gamma}^1 \end{pmatrix}. \quad (23)$$

Отриманий результат можна поширити на всі значення кута місця із заданого діапазону $[\vartheta_{min}; \vartheta_{max}]$:

$$\beta_{N_R N_\gamma}^{N_\vartheta} = \begin{pmatrix} \beta_{11}^{N_\vartheta} & \beta_{12}^{N_\vartheta} & \dots & \beta_{1N_\gamma}^{N_\vartheta} \\ \beta_{21}^{N_\vartheta} & \beta_{22}^{N_\vartheta} & \dots & \beta_{2N_\gamma}^{N_\vartheta} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \beta_{N_R 1}^{N_\vartheta} & \beta_{N_R 2}^{N_\vartheta} & \dots & \beta_{N_R N_\gamma}^{N_\vartheta} \end{pmatrix}. \quad (24)$$

Таким чином, сутність запропонованого методу підвищення ефективної поверхні зворотного розсіювання цілі полягає у розрахунку масштабних коефіцієнтів, що визначають девіацію частоти складових багатокомпонентних сигналів. Для цього необхідно задати конфігурацію необхідної цілі та її можливу орієнтацію на момент входження в зону огляду РЛС.

4. Моделювання процесу розсіювання багатокомпонентних сигналів. Розглянемо планер БПЛА RQ-5 та визначимо на ньому приблизне розташування ЛЦР (рис. 1) і позначимо їх відповідними точками P_1, P_2, P_3 з координатами відносно центра мас:

$$P_1(3,5;0;0,2), P_2(0,2;-4,45;0,3), P_3(0,2;4,45;0,3).$$

Користуючись наведеною вище методикою розрахуємо оптимальні значення коефіцієнта β та побудуємо графік функції $u^2(\gamma)$, припускаючи, що значення ракурсу цілі лежить у межах $[0; \pi/8]$. Значення параметрів для розрахунку оберемо такі: кут місця

цілі – $\vartheta = 5^\circ$; дальність до цілі – $R = 1$ км; девіація частоти ЛЧМ сигналу – $\Delta f = 10$ МГц; тривалість імпульсу – $\tau_i = 1$ мкс; кількість складових сигналу – $N = 2$; коефіцієнт, що визначає амплітуди складових – $\alpha = 1,2$. Тоді наближене значення ширини пелюстки ДЗР за рівнем половинної потужності становитиме $\Delta\gamma = 2^\circ$, а необхідна кількість імпульсів у пачці відповідно до виразу (17) – $N_\gamma = 22$. Оскільки ціль симетрична, то достатньо сформувати вдвічі меншу кількість імпульсів $N_\gamma = 11$.

Нехай ціль рухається під кутом $0,2$ рад. до лінії спостереження РЛС. На рис. 6 зображено ДЗР цілі при опроміненні ЛЧМ сигналом (а) та багатокомпонентним сигналом (б) для робочої довжини хвилі $\lambda = 1$ м.

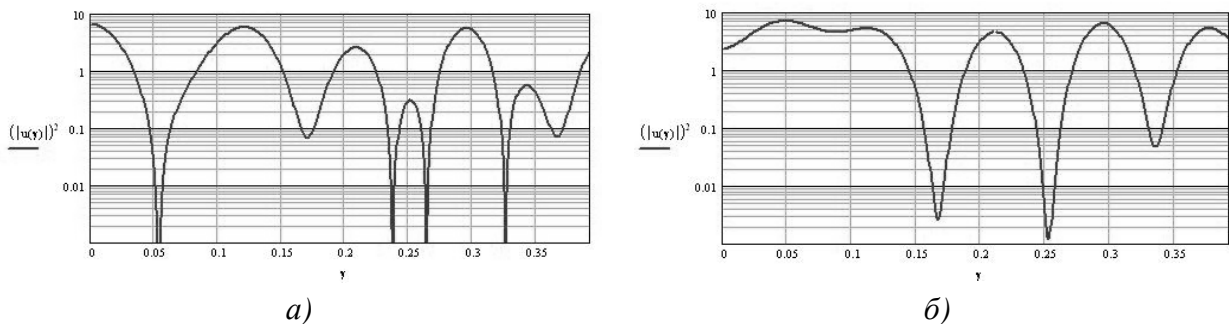


Рис. 6. ДЗР для ЛЧМ (а) та багатокомпонентного $\beta = 1,67$ (б) сигналів, $\lambda = 1$ м

Оптимальне значення коефіцієнта, що визначає девіацію частоти – $\beta = 1,67$. Виграш у рівні потужності відбитого сигналу для багатокомпонентного сигналу порівняно з ЛЧМ при цьому становить 1,5 рази.

На рис. 7 зображено ДЗР цілі при опроміненні ЛЧМ сигналом (а) та багатокомпонентним сигналом (б) для робочої довжини хвилі $\lambda = 0,3$ м. Оптимальне значення коефіцієнта, що визначає девіацію частоти – $\beta = 1,42$. Виграш у рівні потужності відбитого сигналу для багатокомпонентного сигналу порівняно з ЛЧМ при цьому становить близько 15 разів.

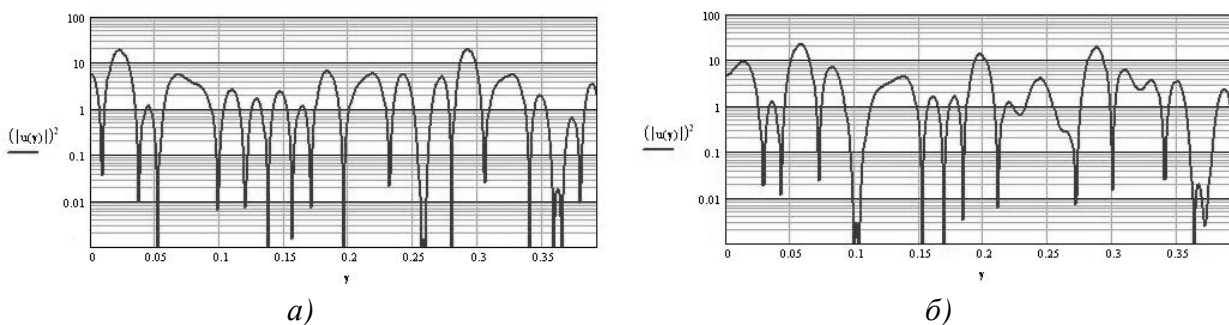


Рис. 7. ДЗР для ЛЧМ (а) та багатокомпонентного $\beta = 1,42$ (б) сигналів, $\lambda = 0,3$ м

Оскільки положення цілі відносно РЛС на етапі виявлення невідоме, то необхідно сформувати пачку багатокомпонентних сигналів, які відрізнятимуться між собою лише значенням коефіцієнта β . Причому хоча б один із сигналів у пачці для обраного діапазону положень цілі дасть потужність відбитого сигналу, що значно перевищує потужність при опроміненні цілі однаковими імпульсами.

Результат моделювання показав, що при опроміненні цілі 11 ЛЧМ імпульсами і 11 багатокомпонентними сигналами із розрахованими коефіцієнтами β вираш у потужності прийнятого сигналу становитиме 5,7 разів.

Висновки. Запропонований метод дасть змогу в окремих випадках у кілька разів підвищувати потужність відбитого ціллю сигналу в бік приймальної позиції РЛС. Це досягається за рахунок ускладнення апаратури формування багатокомпонентних зондуючих сигналів порівняно з формувачами класичних сигналів. Використання запропонованого методу дасть змогу підвищити ймовірність правильного виявлення малопомітних цілей без збільшення енергетичного потенціалу РЛС, що є важливим фактором для мобільних комплексів. Перспектива подальших досліджень розроблених багатокомпонентних сигналів пов'язана з їх складною фазовою структурою, що впливатиме на розвідзахищеність РЛС.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Merrill I. Scolnik. Radar Handbook / Scolnik I. Merrill. – Mc Craw-Hill, 2000. Third Edition. – P. 672–674.
2. Hamish Meikle. Modern Radar Systems / Hamish Meikle. – Boston: Artech House, 2008. – P. 301–309.
3. William L. Melvin. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques / L. Melvin William, James A. Scheer. – Georgia Institute of Technology, Scitech publishing, 2013. – P. 10–19.
4. Carroll T. L. Optimizing chaos-based signals for complex radar targets / T. L. Carroll // Chaos, 2007. – Vol. 17. – No. 3. – P. 426–434.
5. Rachford F. J. A Chaos Based Waveform Approach to Radar Target Identification / / F. J. Rachford, T. L. Carroll / Naval Research Laboratory, Washington, D.C. PIERS ONLINE, 2010. – Vol. 6. – N. 5. – P. 476–479.
6. Иммореев И. Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности / И. Я. Иммореев // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. – 1998. – № 4. – С. 25–56.
7. Wehner D. High-Resolution Radar / D. Wehner. – Boston, MA : Artech House, 1994. 2nd ed. – P. 26–28.
8. Штагер Е. А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы / Е. А. Штагер. – М. : Радио и связь, 1986. – С. 112–117.
9. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. – [2-е изд., перераб. и доп.] ; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – С. 102–104.
10. Теоретические основы радиолокации ; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – С. 24–27.
11. Довідник з протиповітряної оборони / А. Я. Торопчин, І. О. Романенко, Ю. Г. Даник, Р. Е. Пашенко та ін. – Х. : ХВУ, 2003. – С. 76–88.
12. Справочник по радиолокации ; под ред. М. Скольника ; пер. с англ. – М. : Сов. радио, 1976. – Т. 1 : Основы радиолокации. – 1976. – С. 356–395.
13. Бартон Д. Радиолокационные системы / [сокращенный перевод с английского под редакцией К. Н Трофимова]. – М. : Военное издательство Министерства обороны СССР, 1967. – С. 86–98.

14. Фрактальный анализ процессов структур и сигналов : коллективная монография ; под ред. Р. Э. Пашенко. – Х. : ХООО “НЭО” Эко Перспектива”, 2006. – С. 245–249.

Подано 30.07.2014

Ю. Г. Даник, Н. В. Бугаёв

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ОБРАТНОГО РАССЕЙВАНИЯ ЦЕЛИ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ ПРОСТРАНСТВА ПАЧКАМИ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

В статье проанализированы подходы к формированию и обработке зондирующих радиолокационных сигналов, что максимизируют эффективную поверхность обратного рассеивания аэродинамической цели. Предложен метод формирования пачек многокомпонентных сигналов с линейной модуляцией частоты на основе функции Вейерштрасса, которые максимизируют мощность обратного рассеивания цели.

Y. G. Danyk, M. V. Bougaiov

METHOD OF RANGE CROSS SECTION INCREASING WITH TRAINS OF MULTICOMPONENT SIGNALS

Approaches for generation and processing of radar signals that maximize aerodynamic target backscattering are analyzed. Method of forming trains of multicomponent signals with linear frequency modulation based on Weierstrass function, which maximize target backscattering is proposed.