

УДК 621.396.96

І.М. Трофимов, В.О. Тютюнник, А.С. Дудуш, А.А. Артеменко

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

МЕТОДИКА ПОБУДОВИ РОЗНЕСЕНОЇ МІМО РЛС З ШВИДКИМ ЕЛЕКТРОННИМ СКАНУВАННЯМ ЗА РАХУНОК ВИКОРИСТАННЯ БАГАТОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ ТА ПРОСТОРОВО-ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Запропонована методика побудови рознесеної МІМО РЛС з швидким електронним скануванням для виявлення повітряних об'єктів, що наближаються до охороняемого периметру. Запропоновано використання внутрішньоімпульсної модуляції парціальних радіоімпульсів та нелінійної просторово-частотної модуляції багаточастотного зондувального сигналу для усунення невизначеності “кут – дальність” та зменшення рівня бічних пелюсток автокореляційної функції в секторі сканування, що утворюється при відновленні діаграми направленості передавальної антени в одноканальному приймальному пристрої.

Ключові слова: багаточастотний сигнал, активна фазована антенна решітка, просторово-часовий сигнал, моделювання

Вступ

Постановка проблеми. Початок ХХІ століття відзначено використанням безпілотних літальних апаратів (БПЛА) практично у всіх промислово розвинутих країнах світу. Завдяки впровадженню низки інформаційних технологій БПЛА стали ефективним засобом для розвідки, пошуку і спостереження об'єктів і територій, які є небезпечними для людського організму. Але, разом з тим технічний прогрес в даній області має і тіньову сторону. Це стосується використання БПЛА в терористичних цілях. БПЛА володіють багатьма властивостями, які роблять їх потенційно ідеальним засобом для здійснення терористичних атак. Вони управляються дистанційно, при цьому не несуть ризику для оператора, дешеві і легкі в управлінні, їх можна використовувати по одному або групою для досягнення бажаного ефекту. Отже виникає питання у створенні радіолокаційної системи захисту периметру охороняемої території, яка дозволяла б контролювати повітряний простір та ідентифікувала і відстежувала б наближення до периметру БПЛА.

Однак, за рахунок того, що ефективна поверхня розсіювання (ЕПР) БПЛА не більше $0,1 \text{ м}^2$ традиційні методи радіолокації не забезпечують їх надійне та своєчасне виявлення [13; 14; 15]. Одним із можливих шляхів підвищення дальності виявлення малорозмірних повітряних об'єктів (ПО) є винесення приймальних позицій якнайдалі у бік очікуємих напрямків появи ПО. При цьому бажано, щоб, з одного боку, побудова приймальної апаратури не вимагала значних витрат, а з іншого боку, забезпечувала потрібну якість виявлення та визначення координат ПО. Можливим шляхом вирішення цього протиріччя є “кодування” простору за допомогою спеціальних складних сигналів, які випромінюються

спеціальними антенними системами передавальної позиції, та “декодування” ехо-сигналів в приймальних позиціях з відносно простими антенними системами.

В роботі розглянуто варіант побудови рознесеної радіолокаційної системи, яка складається з передавальної позиції, що розташована в центрі охороняемого периметру, та рознесених у просторі приймальних позицій (рис. 1).

В передавальній позиції використовується багатоканальна активна фазована антенна решітка (АФАР) та МІМО технології (multiple input-multiple output – “багато входів-багато виходів”) [1; 11] для здійснення просторово-частотної модуляції зондуємих сигналів у вертикальній площині. На приймальних позиціях, які розташовані в полі підсвічування передавальної позиції, використовуються прості широкосмугові антени та одноканальні приймальні пристрої.

Реалізація вимірювання висоти ПО здійснюється за рахунок використання багаточастотних сигналів та МІМО технологій в багатоканальній передавальній позиції та відновлення діаграми направленості антени (ДНА) передавальної позиції в одноканальному приймальному пристрої.

Все це створює передумови для підвищення якості виявлення і вимірювання координат БПЛА за рахунок збільшення кількості просторово-рознесених приймальних пристроїв. При цьому актуальним є питання вибору видів ортогональних зондуємих сигналів, які можуть забезпечити “просторово-часове кодування” при здійсненні паралельного огляду простору [2–4; 11].

У роботі в якості передавальної антени розглядається $2N + 1$ елементна лінійна АФАР. В якості приймальної антени розглядається широкосмугова антена з однопелюстковою ДНА (рис. 2).

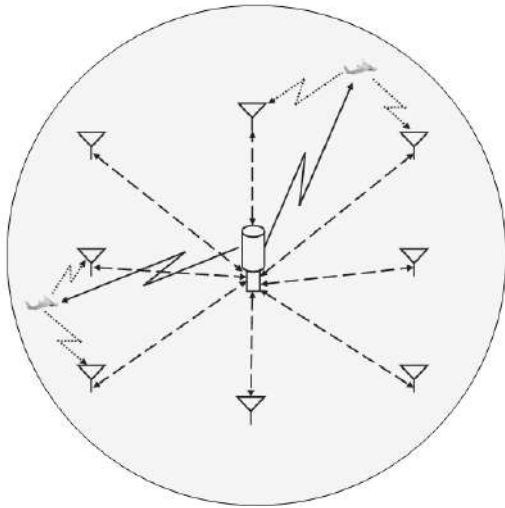


Рис. 1. Рознесена радіолокаційна система

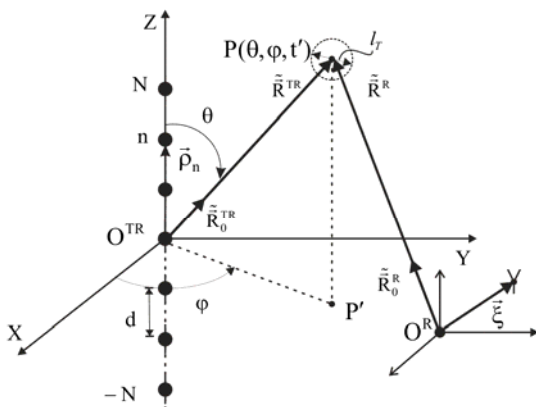


Рис. 2. Геометрія задачі

Якщо відстань між елементами передавальної АФАР $d = \lambda / 2$, то при збудженні кожного елемента ортогональними сигналами, кількість віртуальних каналів такої МІМО РЛС буде максимальним і складає $2N + 1$.

В такому випадку при узгодженій просторовій обробці сукупності сигналів, відбитих від кожної точкової цілі, в одноканальному приймачі можливо оцінити амплітудно-фазове розподілення полів збудження і відновити (синтезувати) діаграму направленості (ДН) передавальної АФАР [4]. Це дозволить в кожному елементі розділення (по дальності, швидкості і т.ін.) розділити $2N + 1$ кутомісних положень в секторі кутів сканування, який визначається шириною ДНА елемента випромінюючої АФАР в кутомісній площині [2; 4].

При відновленні ДН передавальної АФАР в залежності від величини кута відхилення ПО від нормалі до площини має місце явище розширення ДН, а також можливий зріст рівня бічних пелюсток (БП) і поява інтерференційних максимумів в залежності від величини кута відхилення ПО від нормалі до площини АФАР.

В умовах великої кількості ПО, що мають широкий динамічний діапазон відбивальних поверхонь розсіювання, це призводить до маскуванню слабких сигналів, пропуску ПО або підвищення числа помилкових виявлень.

При цьому на зміну рівня БП ДН антени при скануванні впливає також і вид модуляції використовуємих ортогональних зондувальних сигналів в елементах передавальної решітки.

Таким чином, актуальною є задача вибору виду модуляції ортогональних зондувальних сигналів передавальної АФАР в МІМО РЛС по критерію мінімуму рівня БП при скануванні в заданому секторі.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Відомі недоліки використання для придушення БП вагових функцій (вікон), пов'язані з втратами енергії на розузгодження і розширенням головної пелюстки вихідного імпульсу, що обумовлює погіршення роздільної здатності по відповідним параметрам [5; 6].

Відомо, що роздільна здатність по дальності (часу запізнювання) обернено пропорційна ширині спектру сигналу [7].

Традиційними шляхами збільшення ширини спектру складних радіолокаційних сигналів є зменшення тривалості дискрет ФМ-сигналів, або збільшення девіації частоти ЧМ-сигналів. При цьому недоліком даних підходів є ускладнення формування і обробки сигналу.

Одним з альтернативних способів збільшення ширини спектру сигналів є використання багаточастотних сигналів (БЧС), які формуються шляхом одночасного випромінювання парціальних сигналів, рознесених по частоті [7; 12]. При цьому вид і параметри модуляції випромінюваних парціальних сигналів визначають рівень бічних пелюсток ДН АФАР, яка буде відновлена (синтезована) в одноканальному приймальному пристрої в секторі сканування.

Метою статті є обґрунтування можливості реалізації швидкого електронного сканування простору в рознесених радіолокаційних системах з одноканальними приймальними пристроями.

Виклад основного матеріалу дослідження

Аналіз впливу виду і параметрів внутрішньоімпульсної модуляції на рівень бічних пелюсток проведемо на прикладі лінійної екувідистантної АФАР (рис. 2).

Кожний n -й випромінювач АФАР випромінює парціальний сигнал з комплексною обвідною (КО) виду $\dot{T}_n(t)$ із набору ортогональних на інтервалі часу $t \in (t' \div t' + \tau_{acc})$:

$$\dot{K}_{n,k}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{E_n E_k}} \int_t^{t+\tau_{\text{acc}}} \dot{T}_n(\bar{\rho}_n, t) \dot{T}_k(\bar{\rho}_k, t-\tau) dt = \begin{cases} \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_n(\omega)|^2 \cdot \exp\{-j\omega\tau\} d\omega = \dot{K}_n(\tau), n = k; \\ 0, & n \neq k, \end{cases} \quad (1)$$

де $\dot{K}_n(\tau)$, $\dot{K}_{n,k}(\tau)$ – автокореляційна (АКФ) та взаємкореляційна (ВКФ) функції зондувальних сигналів зі спектром $\dot{S}_n(\omega)$ при їх рівній енергії $E = E_n = E_k$, відповідно; τ_{acc} – час накопичення сигналу в приймачі; $\bar{\rho}_n$ – радіус-вектор положення n -го випромінювача АФАР; $n = [-N; N]$.

Приймемо, що характеристики направленості випромінювачів решітки не залежать від частоти, а зондувальні сигнали (1) з несучою частотою $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ є вузькосмуговими у просторово-часовому сенсі:

$$\frac{2\pi f_0}{c} \cdot \max\left(\frac{\Delta F \cdot |\bar{\rho}|}{f}\right) \ll 1, \forall \bar{\rho} \in P, f \in \Delta F, \quad (2)$$

де $\max\left(\frac{\Delta F \cdot |\bar{\rho}|}{f}\right)$ – функція, яка визначає крайні частоти спектру сигналів шириною ΔF та максимальний розмір решітки, відповідно; P – область розташування випромінювачів решітки.

Комплексна обвідна просторово-часового сигналу (ПЧС) у вільному просторі і в дальній зоні передавальної АФАР на її головній поляризації, без врахування ефектів взаємодії випромінювачів, з точністю до константи, буде пропорційна:

$$\dot{E}\left(\tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}}, t\right) = \sum_n f_n^{\text{TR}}\left(\bar{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{\text{TR}}\right) \times \dot{T}_n\left(t - \frac{|\tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}}|}{c}\right) \cdot \exp\left\{j \frac{\omega_0}{c}\left(\bar{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{\text{TR}}\right)\right\}, \quad (3)$$

де $\tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}}$ та $\tilde{\mathbf{R}}_0^{\text{TR}} = \tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}} \cdot \tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}^{-1}}$, $\tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}} = |\tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}}|$ – радіус-вектор, орт направлення і дальність на точку спостереження в системі координат, яка пов'язана з передавальною АФАР, відповідно; $f_n^{\text{TR}}\left(\bar{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{\text{TR}}\right)$ – діаграма направленості одного випромінювача передавальної АФАР; $(\vec{A} \cdot \vec{B})$ – скалярний добуток векторів.

Спектр багаточастотного сигналу в точці спостереження, який описується виразом (3), має такий вигляд:

$$\dot{E}^\omega\left(\tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}}, \omega\right) = \exp\left\{-j \frac{\omega}{c} \tilde{\mathbf{R}}^{\text{TR}}\right\} \times \sum_n f_n^{\text{TR}}\left(\bar{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{\text{TR}}\right) \exp\left\{j \frac{\omega_0}{c}\left(\bar{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{\text{TR}}\right)\right\} \cdot \dot{S}_n(\omega), \quad (4)$$

де $\dot{S}_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{T}_n(t) \exp\{j\omega t\} dt$ – спектр КО сигналу в n -му випромінювачі.

Як видно із виразів (2), (3), зміна амплітудно-фазового розподілу струмів (полів) у передавальній АФАР враховує комплексний множник $\dot{T}_n(t)$ та $\dot{S}_n(\omega)$, отже, параметри парціальних сигналів оказують вплив як на просторову так і на часову структуру випромінюючого сигналу.

Ортогональність багаточастотних сигналів випромінюючих АФАР, може бути забезпечена шляхом рознесення спектрів сигналів між випромінювачами за частотою на величину Δf , яка забезпечує мінімальний рівень їх перекриття (рис. 3).

Використовуючи вираз (3) для фіксованих дальності та азимута точки спостереження та змінюючи кут місця точки спостереження можна побудувати розподіл інтенсивності електромагнітного поля (ЕМП), що створюється АФАР при випромінюванні багаточастотного сигналу.

Розподіл інтенсивності ЕМП за час тривалості імпульсу (τ_{imp}) при фіксованих значеннях дальності та азимуту точки спостереження наведено на рис. 4.

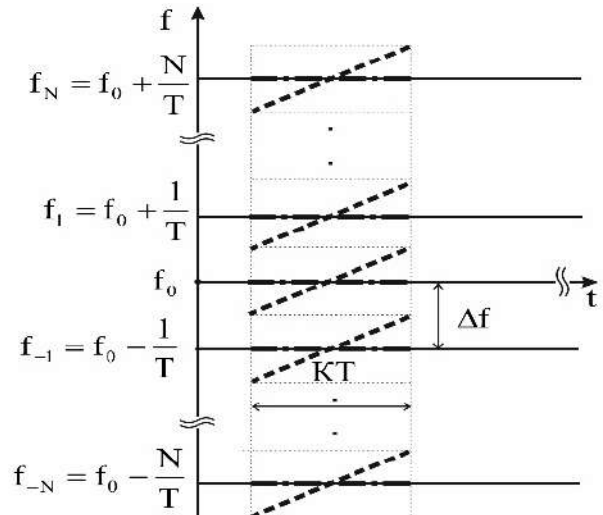


Рис. 3. Сигнали, які підводяться до елементів решітки на частотно-часовій площині

Як видно із рис. 4, при живленні лінійної АФАР багаточастотним сигналом, у просторі формується короткий радіоімпульс, який здійснює сканування у вертикальній площині за час тривалості парціального радіоімпульсу, що живить випромінювачі АФАР.

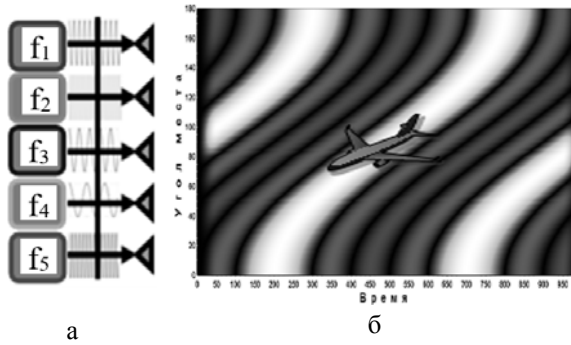


Рис. 4. Формування розподілу інтенсивності ЕМП в точці спостереження при фіксованому азимуті та дальності, що створюється вертикальною лінійною АФАР при випромінюванні багаточастотного сигналу: а – живлення випромінювачів передавальної АФАР по лінійному закону; б – розподілу інтенсивності ЕМП

Припускаємо, що на вхід приймального каналу поступає сигнал, відбитий від точкової цілі, яка розміщена в точці спостереження P з радіусом-вектором \vec{R} . Точка спостереження P знаходиться в дальній зоні АФАР для всіх випромінюваних довжин хвиль $\lambda = 2\pi\omega^{-1}$, при цьому припускаємо, що характеристики елементів АФАР постійні в полосі частот спектру для всіх сигналів $\dot{T}_n(\vec{\rho}, t)$. Під точковою ціллю розуміємо ціль для якої виконується умова:

$$l_T \ll \delta(D), \quad l_T \ll \delta(\theta, \phi)D, \quad (5)$$

де l_T – найбільший розмір цілі; D – дальність до цілі, $\delta(D)$, $\delta(\theta, \phi)$ – роздільні здатності РЛС відповідно по дальності та кутовим координатам.

Відбитий сигнал на виході антени приймальної позиції, без урахування доплеровського зсуву спектру, з точністю до константи можна описати як

$$\dot{U}(\vec{R}^R, \vec{R}^{TR}, t) = f^R(\vec{\xi}\vec{R}_0^R) \exp\left\{-j\omega_0 \frac{\vec{\xi}\vec{R}_0^R}{c}\right\} \times \sum_n^N f_n^{TR}(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) \dot{T}_n(t - \tilde{t}_d) \exp\left\{j\omega_0 \frac{\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}}{c}\right\}, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}^\omega(\vec{R}^R, \vec{R}^{TR}, \omega) &= f^R(\vec{\xi}\vec{R}_0^R) \exp\left\{-j\omega_0 \frac{\vec{\xi}\vec{R}_0^R}{c}\right\} \times \\ &\times \exp\{-j\omega\tilde{t}_d\} \sum_n^N f_n^{TR}(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) \times \\ &\times \dot{S}_n(\omega) \exp\left\{j\omega_0 \frac{\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}}{c}\right\}, \quad (7) \end{aligned}$$

де \vec{R}^R та $\vec{R}_0^R = \vec{R}^R |\vec{R}^R|^{-1}$ – радіус-вектор и орт направлення на ПО (точку спостереження) в системі координат, яка пов'язана з приймальною антеною,

і відповідно; $\tilde{t}_d = \left(|\vec{R}^{TR}| + |\vec{R}^R| \right) / c$ – дійсний час запізнення відбитого сигналу; $\vec{\xi}$ – радіус-вектор точки розташування елемента приймальної антенної решітки (АР); $f^R(\vec{\xi}\vec{R}_0^R)$ – ДН антени приймальної позиції.

На приймальній позиції здійснюється обробка прийнятого багаточастотного ехо-сигналу. В результаті обробки забезпечується розділення ортогональних складових багаточастотного ехо-сигналу (парціальних радіоімпульсів). Комплексна обвідна χ -го із $2N + 1$ сигналів на виході пристрою кореляційної обробки в частотній області, з урахуванням (1) визначається наступним виразом:

$$\begin{aligned} \dot{U}_\chi(\vec{R}^R, \vec{R}^{TR}, \tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}^\omega(\vec{R}^R, \vec{R}^{TR}, \omega) \times \\ &\times \dot{S}_\chi^*(\omega) \cdot \exp\{j\omega\tau\} d\omega = f^R(\vec{\xi}\vec{R}_0^R) \times \quad (8) \end{aligned}$$

$$\times f_n^{TR}(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) \cdot e^{j\frac{\omega_0}{c} \left[(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) - (\vec{\xi}\vec{R}_0^R) \right]} \cdot \dot{K}_n(\tau),$$

де $\tau = t_d - \tilde{t}_d$ – різниця між очікуєним t_d та дійсним \tilde{t}_d запізненням;

Для формування каналів паралельної обробки в кутовому секторі огляду відносно передавальної АР в приймальній позиції необхідно провести паралельне зважування підсумовування сигналів з виходів кореляторів з комплексними вагами $\dot{A}_n(\vec{R}_0^{TR})$, число яких відповідає очікуєним положенням ПО відносно випромінювачів передавальної решітки. Таким чином, в загальному випадку число кутових каналів обробки визначається необхідною роздільною здатністю по кутовим координатам відносно передавальної АР.

Сигнал на виході суматора, який відповідає очікуємому кутовому напрямку \vec{R}_0^{TR} , записується у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{U}^\Sigma(\vec{R}_0^R, \vec{R}_0^{TR} - \vec{R}_0^{TR}, \tau) &= f^R(\vec{\xi}\vec{R}_0^R) \times \\ &\times \exp\left\{-j\omega_0 \frac{\vec{\xi}\vec{R}_0^R}{c}\right\} \sum_n^N f_n^{TR}(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) \times \\ &\times A_n(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) \exp\left\{-j\omega_0 \frac{\vec{\rho}_n (\vec{R}_0^{TR} - \vec{R}_0^{TR})}{c}\right\} \dot{K}_n(\tau), \quad (9) \end{aligned}$$

де $\dot{A}_n(\vec{R}_0^{TR}) = A_n(\vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR}) \cdot \exp\left\{-j\omega_0 \vec{\rho}_n \vec{R}_0^{TR} / c\right\}$ – амплітудно-фазовий множник, який компенсує фазовий набіг і “зважуючий” амплітуди прийнятого сигналу відносно n -го елемента передавальної АР.

Сума в (9) характеризує сумісну невизначеність в оцінці кутового положення ПО відносно передава-

льної АР і загального часу запізнення випроміненого ехо-сигналу, і уявляє собою просторово-часову функцію невизначеності:

$$\dot{K}(\vec{R}_0^{TR} - \vec{R}_0^{TR}, \tau) = \sum_n f_n^{TR}(\vec{p}_n \vec{R}_0^{TR}) \cdot A_n(\vec{p}_n \vec{R}_0^{TR}) \times \exp\left\{-j\omega_0 \cdot \vec{p}_n \left(\vec{R}_0^{TR} - \vec{R}_0^{TR}\right) / c\right\} \cdot \dot{K}_n(\tau). \quad (10)$$

Як видно, шляхом варіації очікуемого часу запізнення $\tau = \text{var}$, можливо отримати оцінки просторового і часового положення ПО відносно передавальної АР \vec{R}_0^{TR} і τ , які максимізують (10). Цікавим є те, що точний вимір кутових координат ПО можливий навіть при ненаправленій антені приймальної позиції.

При цьому обчислення (10) в каналі обробки приймальної позиції, вирішує задачу синтезу (відновлення) ДН передавальної АР по сигналам, відбитих від ПО. В якості еквівалентного амплітудно-фазового розподілу (АФР) в синтезованій ДН виступають АКФ використовуваних сигналів. Отже, амплітудно-частотні спектри (АЧС) обраних сигналів можуть і повинні бути використані в якості вагових функцій при обробці. При цьому при рівності АКФ сигналів в межах їх головних піків, вид АЧС найбільше буде впливати на рівень БП функції (10) в секторі огляду відносно передавальної АР.

Однак, при використанні в якості парціальних складових багаточастотного зондувального сигналу простих радіоімпульсів, коли зміна несучої частоти живлення здійснюється за лінійним законом ($f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow f_3 \rightarrow f_4 \rightarrow f_5$), розподіл інтенсивності ЕМП має пікову форму (рис. 3 б). З урахуванням зазначених факторів при наявності в полі підсвічування двох ПО в результаті кореляційної обробки виникає неоднозначність дальність-кут (рис. 5).

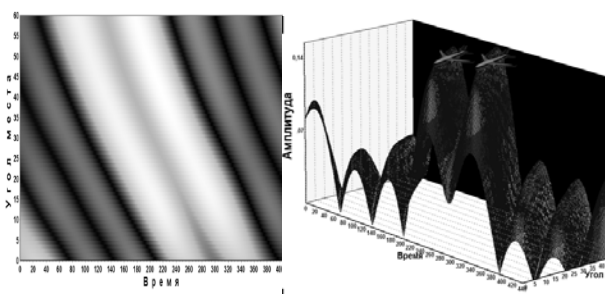


Рис. 5. Результати моделювання процесу відновлення ДНА на виході системи кореляційної обробки ехо-сигналів від двох ПО при використанні простих радіоімпульсів в якості парціальних складових багаточастотного зондувального сигналу

Якщо ж при використанні даного БЧС з такими ж параметрами, але при цьому зміна несучої частоти живлення випромінювачів передавальної АФАР здійснюється за нелінійним законом ($f_3 \rightarrow f_2 \rightarrow f_1 \rightarrow f_4$), виникає можливість виміряти кут і дальність двох ПО, які перебувають на однако-

вій відстані, але на різних висотах. Недоліком даного методу є великий рівень БП (рис. 6).

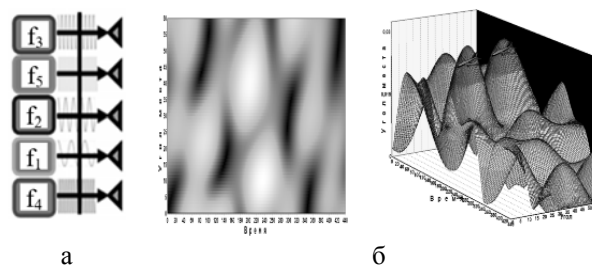


Рис. 6. Результати моделювання процесу відновлення ДНА на виході системи кореляційної обробки ехо-сигналів від двох ПО при використанні простих радіоімпульсів в якості парціальних складових багаточастотного зондувального сигналу:
а – живлення випромінювачів передавальної АФАР з нелінійним законом зміни несучої частоти;
б – результат кореляційної обробки ехо-сигналів від двох ПО

Дослідження впливу виду та параметрів внутрішньоімпульсної модуляції парціальних сигналів БЧС на рівень БП відновленої ДН передавальної решітки проведено за допомогою імітаційного моделювання процесів випромінення, прийому і кореляційної обробки сигналів. Інтерфейс імітаційної математичної моделі (ІММ), розробленої для вирішення поставленої задачі, показано на рис. 7. Інтерфейс блока моделі, який реалізує кореляційну обробку приймаемого сигналу в частотній області, показано на рис. 8. Модель включає наступні елементи:

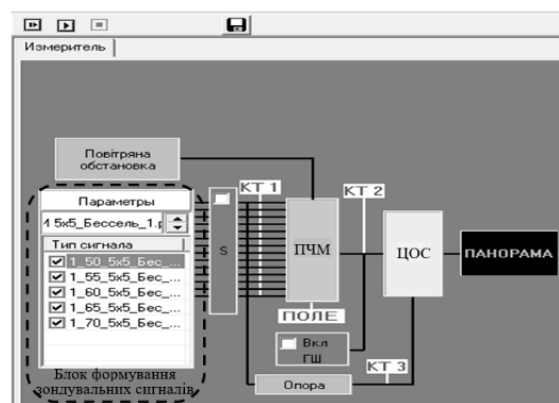


Рис. 7. Структура ІММ процесу обробки багаточастотних сигналів в “МІМО” РЛС

- блок формування зондувальних сигналів, які випромінюються елементами АФАР;
- блок “Повітряна обстановка”, який задає положення ПО у просторі відносно передавальної АФАР;
- блок просторово-часової модуляції (ПЧМ) зондувальних сигналів, який забезпечує імітацію багаточастотного ехо-сигналу, що відбивається від точкової цілі розташованої у визначеному місці простору;

– блок “Опора”, який імітує формування опорного сигналу для здійснення кореляційної обробки ехо-сигналів в блоці “ЦОС”;

– блок цифрової обробки сигналів (ЦОС), який імітує алгоритм обробки багаточастотних ехо-сигналів та відновлення ДНА передавальної АФАР у вертикальній площині в приймальному пристрої;

– блок генератора шуму (ГШ), який імітує власні шуми приймального пристрою;

– блок “Панорама”, який забезпечує відображення результатів кореляційної обробки багаточастотних ехо-сигналів в координатах “кут місця - час (дальність) – інтенсивність”.

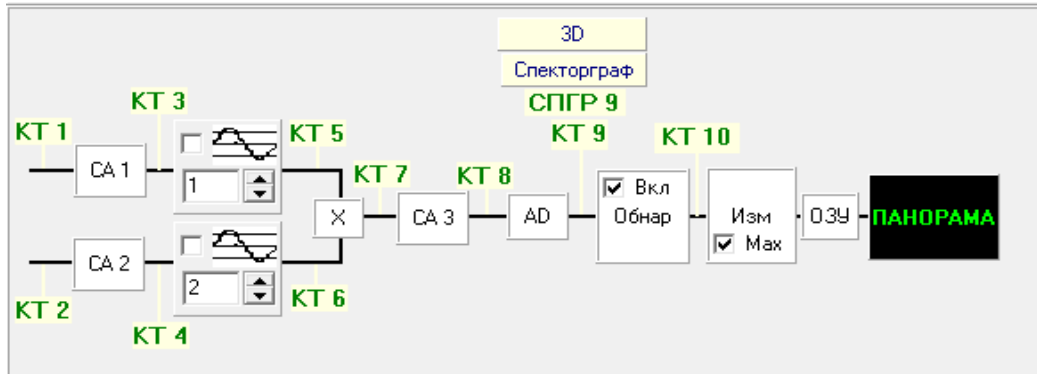


Рис. 8. Структура блока цифрового спектрального корелятору

Результати моделювання

Моделювання проведено для передавальної еквідистантної лінійної АФАР, яка складається із 5 елементів з шагом $d = 0,5\lambda_0$.

До кожного випромінювача підводилися сигнали [8], які рознесені по середнім частотам на ширину спектру ($\Delta f = 5\text{МГц}$), довжиною $\tau_{\text{imp}} = 10^{-6}\text{с}$ для усіх видів сигналів. Інтервал дискретизації при моделюванні вибирався виходячи із максимальної частоти спектру комплексної обвідної f_{max} парціальних сигналів:

$$t_D \leq \frac{1}{2f_{\text{max}}}$$

В якості парціальних імпульсів, які підводяться до випромінювачів передавальної АФАР, використовувалися наступні види сигналів:

1) прямокутний радіоімпульс з КО виду:

$$\dot{T}_n(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_{\text{imp}}}\right) \exp\{j2\pi n \Delta f t\}, \quad (11)$$

де $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & t \in (0; \tau_{\text{imp}}) \\ 0, & t \notin (0; \tau_{\text{imp}}) \end{cases}$ – обвідна.

2) фазокодоманіпульований (ФКМ) сигнал з комплексною обвідною в якій фаза кожного кодового елемента змінюється за поліфазним законом Р4 [8]:

$$\varphi_m = \frac{\pi}{M}(m-1)^2 - \pi(m-1). \quad (12)$$

Даний закон може використовувати будь-яку М кількість елементів кодової послідовності і дозволяє отримати ідеальну періодичну АКФ. Так як в

ІММ передавальна АФАР містила 5 випромінювачів, то і сумарний БЧС складався із 5-ти послідовностей. Тобто в розрахунках використовувався комплементарний набір фазових кодів, розмірністю 5×5 , який складається із основної послідовності, яка розрахована за формулою (12) і чотирьох додаткових послідовностей, зсунутих за циклічним законом. В табл. 1 приведені вихідні фазові кодові послідовності (12), які використані в розрахунках.

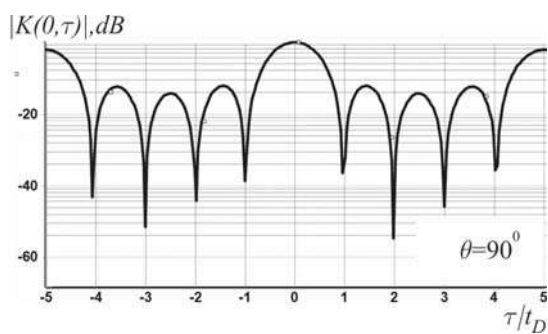
Таблиця 1

Використаний набір комплементарних послідовностей фаз

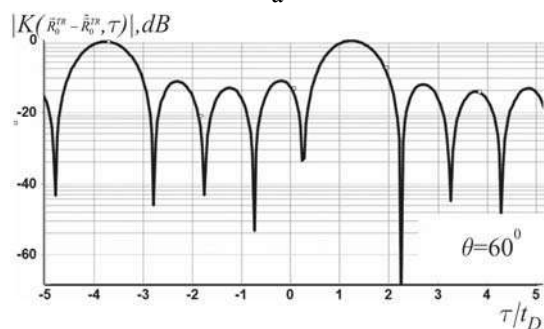
Номер випромінювача	Фаза дискрети, град				
	1	0	-144	-216	-216
2	-144	-216	-216	-144	0
3	-216	-216	-144	0	-144
4	-216	-144	0	-144	-216
5	-144	0	-144	-216	-216

В якості антени приймальної позиції в розрахунках прийнята ізотропна антена з ДН, яка не залежить від частоти.

На рис. 9, 10 показані нормовані до максимуму модульні значення синтезованої ДН передавальної решітки, відповідні залежності, які визначаються виразом (10), при збігу вектору очікуемого кутового положення ПО \vec{R}_0^{TR} з нормаллю до решітки і різних кутах місця ПО θ .



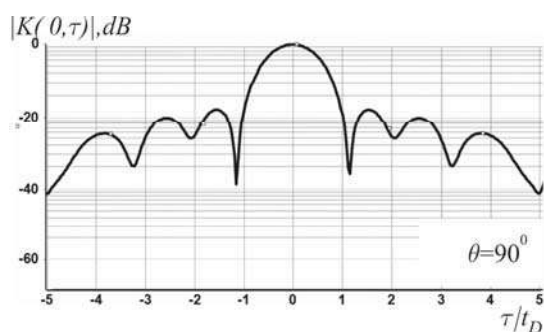
а



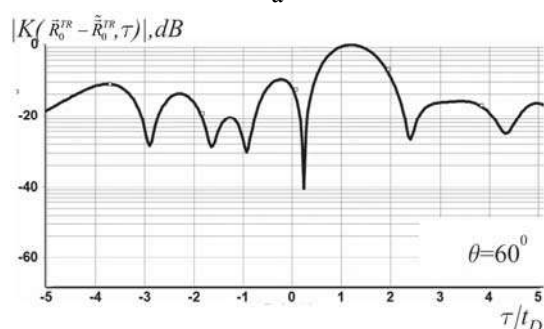
б

Рис. 9. Синтезована ДН передавальної решітки при випромінненні багаточастотних прямокутних радіоімпульсів при розташуванні ПО відносно нормалі передавальної АФАР під кутом:

а – $\theta = 90^\circ$; б – $\theta = 60^\circ$



а



б

Рис. 10. Синтезована ДН передавальної решітки при випромінненні багаточастотних поліфазних ФКМ сигналів з кодом Р4 при розташуванні ПО відносно нормалі передавальної АФАР під кутом:

а – $\theta = 90^\circ$; б – $\theta = 60^\circ$

Як показали розрахунки для всіх розглядаємих типів сигналів і обраних вихідних даних, кутове положення ПО відносно передавальної решітки однозначно пов'язано з часовим параметром τ на виході пристрою обробки приймальної позиції. Дана залежність має вигляд:

$$\tau(\theta) = \pm \Delta f^{-1} (d\lambda_0^{-1} \cos \theta). \quad (13)$$

З відхиленням ПО від нормалі до передавальної решітки відбувається розширення головного максимуму синтезованої ДН (10), порушується його симетрія, при цьому може суттєво зростати рівень бічних пелюсток.

В табл. 2. наведені розраховані рівні ближніх і дальніх, по відношенню до головного максимуму, бічних пелюсток при різних положеннях точкової нерухомої цілі відносно нормалі до передавальної решітки.

Із аналізу даних, наведених в табл. 2 і на рис. 9 - 10 видно, що використання багаточастотних поліфазних ФКМ сигналів забезпечує зменшення рівня БП при відновленні ДНА за результатами обробки ехо-сигналу.

Таблиця 2

Рівень бічних пелюсток синтезованої ДН при різних видах парціальних сигналів

Тип парціального сигналу		Рівень бічних пелюсток синтезованої ДН, для різних положень ПО відносно нормалі до передавальної решітки	
		перший/дальній бічний пелюсток, -dB	
		$\theta = 90^\circ$	$\theta = 60^\circ$
1	прямокутний радіоімпульс	17/6	16/0
2	ФКМ (Р4)	19/28	15,8/16,2

На рис. 11 наведено результати моделювання процесу відновлення ДНА в кутомісній площині на виході системи кореляційної обробки ехо-сигналів в приймальному пристрої РЛС при використанні поліфазних ФКМ радіоімпульсів в якості парціальних складових багаточастотного зондувального сигналу, наявності в зоні огляду двох ПО та залишенні порядку зміни несучої частоти живлення елементів АФАР, як на рис. 6, а).

При порівнянні рис. 6, б) та рис. 11 б) видно, що введення в парціальні радіоімпульси багаточастотного сигналу додаткової фазової модуляції забезпечує підвищення роздільної здатності за дальністю, за кутом місця та зменшення рівню БП на виході кореляційної обробки ехо-сигналів.

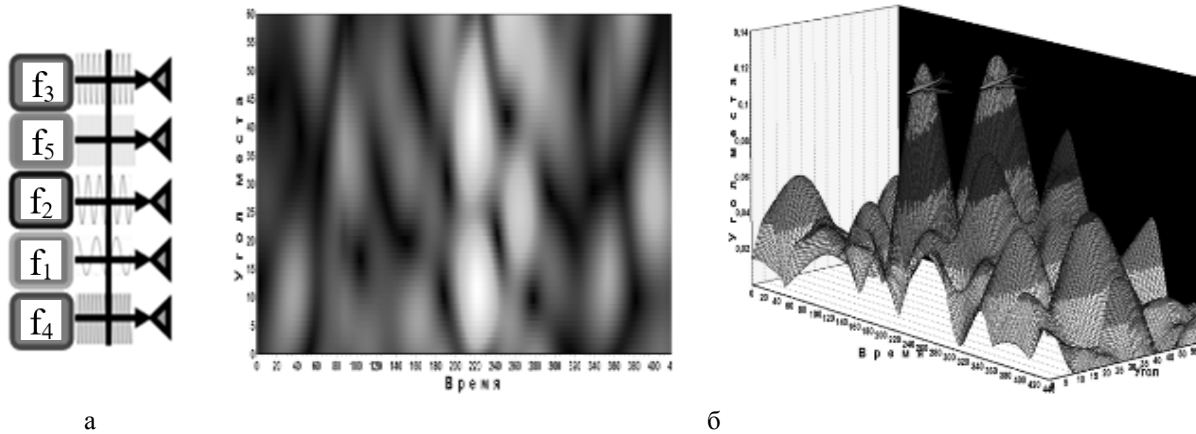


Рис. 11. Результати моделювання процесу відновлення ДНА на виході системи кореляційної обробки ехо-сигналів від двох ПО при використанні поліфазних ФКМ радіоімпульсів в якості парціальних складових багаточастотного зондувального сигналу:
 а – живлення випромінювачів передавальної АФАР з нелінійним законом зміни несучої частоти;
 б – результат кореляційної обробки ехо-сигналів від двох ПО

Подальше зменшення рівня БП на виході кореляційної обробки ехо-сигналів в приймальній системі можливо при збільшенні кількості випромінювачів в АФАР та пошуку співвідношення “закон зміни несучої частоти живлення випромінювачів АФАР” – “вид внутрішньоімпульсної модуляції парціальних радіоімпульсів живлення випромінювачів АФАР”, при якому забезпечується мінімальний рівень БП.

Таким чином, методом моделювання показано, що зміна виду модуляції парціальних радіоімпульсів, що живлять випромінюючі елементи активної фазованої антенної решітки, та закону зміни несучої частоти живлення елементів активної фазованої антенної решітки, забезпечує зменшення рівня бічних пелюсток на виході системи кореляційної обробки багаточастотних ехо-сигналів.

Використання нелінійного закону просторово-частотної модуляції забезпечує зменшення амплітуди імпульсів, що формуються у просторі, та усунення невизначеності “кут – дальність”, що притаманне використанню лінійного закону просторово-частотної модуляції.

Висновки

В роботі запропоновано використання нових технологій обробки радіолокаційної інформації, що дозволить покращити контроль повітряного простору щодо спостереження та ідентифікації безпілотних літальних апаратів в районах їх застосування.

Показано, що зменшення рівня бічних пелюсток на виході кореляційної обробки багаточастотних ехо-сигналів та усунення невизначеності “кут – дальність”, можливо за рахунок використання внутрішньоімпульсної модуляції парціальних радіоімпульсів багаточастотного зондувального сигналу та використання нелінійної просторово-частотної модуляції.

На прикладі бістатичної РЛС, яка складається з передавальної антенної решітки, що випромінює $2N + 1$ ортогональні сигнали і однопелюсткової антени на приймальній позиції показано, що на приймальній позиції, за рахунок обробки ехо-сигналу вирішується завдання синтезу (відновлення) ДН передавальної антенної решітки та вимірювання кутових координат ПО.

Список літератури

1. Li, J. (2009) MIMO Radar Signal Processing / Edited by Jian Li and Petre Stoica – New Jersey: Wiley. – 448 p.
2. Sedyshev, Yu., Sedyshev, P., Shevchenko, A., Tyutyunnik, V. (2010) Peculiarities of Using Space-Time Multi-Frequency Signals for Fast Electronic Scanning in Radars with Active Phased Antenna Array. Radioelectronic and Communication System. USA, CRC Press, Vol. 53, No.4, P. 173–184.
3. Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems: [Edited by Fulvio Gini, Antonio De Maio and Lee Patton]. – London: The Institution of Engineering and Technology, 2012. – 552 p.
4. Wulf-Dieter Wirth. Radar Techniques Using Array Antennas / Wulf-Dieter Wirth. – [2nd Edition]. – London: The Institution of Engineering and Technology, 2013. – 530 p.
5. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман [и др.]; под ред. Я.Д. Ширмана.– М.: ЗАО “Маквис”, 2007. – 510 с.

6. Кук. Ч. Радиолокационные сигналы: Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М. : Советское радио, 1971. – 568 с. (C. E. Cook and M. Bernfeld. Radar signals: An introduction to theory and application. Academic Press, New York, London, 1967.).
7. Levanon, N. (2000) Multifrequency complementary phase-coded radar signal. *IEE Proc. – Radar, Sonar Navig*; 147(6):276–284.
8. N. Levanon and E. Mozeson, (2004) *Radar signals*. John Wiley and Sons, –358p.
9. Bezverhij, A., Sedyshev, Yu., Shevchenko, A. and Tyutyunnik, V. (2011) Peculiarities of numerical simulation of directional characteristics of antenna array with multifrequency aperture currents. *Proc. of ICATT 2011*, Kiev, KPI, Vol. 53, No.4, P. 233–235.
10. Вакман Д.Е.. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. / Д.Е. Вакман, Р.М. Седлецкий. – М.: Сов.Радио, 1973. – 312 с.
11. Baixiao Chen. (2014) *Synthetic impulse and aperture radar (SIAR) : a novel multi-frequency MIMO radar* / Baixiao Chen, Jianqi Wu. – [1st Edition]. – Singapore: National Defense Industry Press. – 416 p.
12. Fuhrmann, D.R., San Antonio G. (2004) Transmit beamforming for MIMO radar systems using partial signal correlations // *Proc. 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove, CA, USA, Vol. 1, No.5. – P. 295–299.
13. Чепурний В. А. Аналіз радіолокаційних систем виявлення малорозмірних повітряних об’єктів / В. А. Чепурний, В. Й. Альберт, О. В. Сердюк, Г. В. Худов // *Системи обробки інформації*. – 2016. – № 1. – С. 53-57.
14. Бейліс Л. В. Radar reconnaissance capabilities estimation of low-sized low-altitude aircrafts by means of radiotechnical troops surveillance radars / Л. В. Бейліс, В. Ф. Зюкін, С. В. Кукобко // *Системи обробки інформації*. – 2017. – № 1. – С. 6-8.
15. Ковалевський С. М. Пропозиції щодо створення скритого маловисотного радіолокаційного поля в умовах ведення сучасних мережецентричних та гібридних війн / С. М. Ковалевський, Г. В. Пєвцов, Г. В. Худов // *Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України*. – 2015. – № 1. – С. 77-81.

References

1. Li, J. (2009) *MIMO Radar Signal Processing* / Edited by Jian Li and Petre Stoica – New Jersey: Wiley. – 448 p.
2. Sedyshev, Yu., Sedyshev, P., Shevchenko, A., Tyutyunnik, V. (2010) Peculiarities of Using Space-Time Multi-Frequency Signals for Fast Electronic Scanning in Radars with Active Phased Antenna Array, *Radioelectronic and Communication System*. USA, CRC Press, Vol. 53, No.4, P. 173–184.
3. *Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems* (2012), [Edited by Fulvio Gini, Antonio De Maio and Lee Patton]. – London: The Institution of Engineering and Technology, 552 p.
4. Wulf-Dieter Wirth (2013), *Radar Techniques Using Array Antennas*, Wulf-Dieter Wirth [2nd Edition], London: The Institution of Engineering and Technology, 2013, 530 p.
5. Shirman, Ya.D. et al., (ed.) (2007), “*Radioelektronnyie sistemy: osnovyi postroeniya i teoriya*. Spravochnik” [Radio-electronic systems: fundamentals of design and theory. Reference book], Makvis CJSC, Moscow, 510 p.
6. Cook, C.E. and Bernfeld, M., (1967), “*Radiolokatsionnyie signaly: Teoriya i primeneniye*” [Radar signals: An introduction to theory and application], Academic Press, New York, London, 568 p.
7. Levanon, N. (2000), Multifrequency complementary phase-coded radar signal, *IEE Proc. – Radar, Sonar Navig*; 147(6), pp. 276 – 284.
8. N. Levanon and E. Mozeson, (2004), *Radar signals*, John Wiley and Sons, 358 p.
9. Bezverhij, A., Sedyshev, Yu., Shevchenko, A. and Tyutyunnik, V. (2011), Peculiarities of numerical simulation of directional characteristics of antenna array with multifrequency aperture currents, *Proc. of ICATT 2011*, Kiev, KPI, Vol. 53, No.4, P. 233–235.
10. Vakman, D.Ye. and Sedletsy, R.M., (1973), “*Voprosy sinteza radiolokatsionnyih signalov*” [Problems in synthesis of radar signals], Sov. Radio, Moscow, 312 p.
11. Baixiao Chen. (2014), *Synthetic impulse and aperture radar (SIAR) : a novel multi-frequency MIMO radar*, Baixiao Chen, Jianqi Wu. [1st Edition], Singapore: National Defense Industry Press. – 416 p.
12. Fuhrmann, D.R., San Antonio G. (2004), Transmit beamforming for MIMO radar systems using partial signal correlations, *Proc. 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, Vol. 1, No.5, P. 295–299.
13. Чепурний В. А. (2016), “Аналіз радіолокаційних систем виявлення малорозмірних повітряних об’єктів” [Analysis of radar detection of small air targets], *System information processing*, № 1, pp. 53-57.
14. Beylis, L.V. (2017), Radar reconnaissance capabilities estimation of low-sized low-altitude aircrafts by means of radiotechnical troops surveillance radars, *System information processing*, № 1, pp. 6-8.
15. Kovalevsky, S.N. (2015), “Пропозиції щодо створення скритого маловисотного радіолокаційного поля в умовах ведення сучасних мережецентричних та гібридних війн” [Offers on creation of the latent low-level radar-tracking field in the conditions of conducting modern network-centric and hybrid wars], *Science and Technology of the Air Force of Ukraine*, № 1, pp. 77-81.

Надійшла до редколегії 8.11.2017

Схвалена до друку 7.12.2017

Відомості про авторів:**Трофимов Іван Миколайович**

кандидат технічних наук
старший науковий співробітник науково-дослідного
відділу Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-7080-909X>
e-mail: tininterpritor@ukr.net

Тютюнник Владислав Олександрович

кандидат технічних наук с.н.с.
начальник науково-дослідного відділу Харківського
національного університету Повітряних Сил
ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-7766-3246>
e-mail: tvlad1970@gmail.com

Дудуш Анатолій Сергійович

кандидат технічних наук
старший викладач кафедри Харківського
національного університету Повітряних Сил
ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-8454-2127>
e-mail: dudush.a.s.hnups@meta.uat

Артеменко Артем Анатолійович

науковий співробітник науково-дослідного відділу
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-9462-1566>
e-mail: kharkiv-patriots@ukr.net

Information about the authors:**Ivan Trofymov**

Candidate of Sciences
Senior Research Associate Research Department
Ivan Kozhedub Kharkiv National
Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-7080-909X>
e-mail: tininterpritor@ukr.net

Vladyslav Tiutiunyk

Candidate of Sciences Senior Research
Head of Research Department Ivan Kozhedub
Kharkiv National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-7766-3246>
e-mail: tvlad1970@gmail.com

Anatoly Dudush

Candidate of Technical Sciences
Senior Instructor of Department of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-8454-2127>
e-mail: dudush.a.s.hnups@meta.uat

Artem Artemenko

Research Associate Research Department Ivan Kozhedub
Kharkiv National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-9462-1566>
e-mail: kharkiv-patriots@ukr.net

ПОСТРОЕНИЕ РАЗНЕСЕННОЙ МИМО РЛС С БЫСТРЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ И ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

И.Н. Трофимов, В.А. Тютюнник, А.С. Дудуш, А.А. Артеменко

Предложено построение разнесенной МИМО РЛС с быстрым электронным сканированием для обнаружения воздушных объектов, которые приближаются к охраняемому периметру. Предложено использование внутримпульсной модуляции парциальных радиоимпульсов и нелинейной пространственно-частотной модуляции многочастотного зондирующего сигнала для устранения неопределенности "угол – дальность" и уменьшения уровня боковых лепестков, образующийся при восстановлении диаграммы направленности передающей антенны в одноканальном приемном устройстве.

Ключевые слова: *многочастотный сигнал, активная фазированная антенная решетка, пространственно-частотный сигнал, моделирование.*

CONSTRUCTION OF DIVERSED MIMO RADAR WITH FAST ELECTRONIC SCANNING BY USING OF MULTI-FREQUENCY SIGNALS AND SPACE FREQUENCY MODULATION

I. Trofymov, V. Tiutiunyk, A. Dudush, A. Artemenko

The construction of diversified MIMO radar with fast electronic scanning for detection of air objects approaching to the guarded perimeter is proposed. A method for reducing the sidelobes level of the antenna diagram reestablished in the one-channel receiver of diversified MIMO radar with fast electronic scanning by using the intra-pulse modulation of the partial radio-frequency pulses of the multi-frequency probing signal is proposed. The method for eliminating "angle – range" uncertainty in MIMO radar with fast electronic scanning by using nonlinear space frequency modulation of the multi-frequency probing signal is proposed. It is demonstrated that multi-frequency complementary phase-coded signal possesses the lowest level of side lobes in the sector of scanning among all of the considered signals. At that, to provide for orthogonality of radiated partial signals their frequency separation between the array elements must be adversely proportional to the duration of the phase discrete step. That allows using the above signals as initial approximations during the optimization procedures for selection of the types and parameters of probing signals in the radars applying the MIMO principles. The obtained results can be used in the development of advanced radar systems for detection of small-sized air objects allowing to determine the height of air targets with limited vertical dimensions of receiving antennas. The results of scientific work are used as recommendations for the development of advanced automatic radars with remote control.

Keywords: *multi-frequency signal, active array, space-time signal, modeling.*