

Андрій Олександрович Зінченко (канд. техн. наук, с.н.с., начальник кафедри)¹

Вадим Іванович Слюсар (д-р техн. наук, професор, головний науковий співробітник науково-дослідного відділу)²

¹*Національний університет оборони України імені Івана Черняхівського, Київ, Україна*

²*Військова частина А4566, Київ, Україна*

МОДЕЛЬ ФУНКЦІОНУВАННЯ БАГАТОПОЗИЦІЙНОЇ ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ І РАДІОЛОКАЦІЇ У РЕЖИМІ МІМО РАДІОЛОКАЦІЇ

Характерною рисою збройної боротьби майбутнього є інтеграція різних за своїм функціональним призначенням радіоелектронних приладів у єдині системи, створюючи по суті багатофункціональні пристрої. Практичним кроком у цьому напрямку є створення інтегрованої системи зв'язку і радіолокаційної розвідки. Передбачається що система буде складатися із сукупності мобільних станцій зв'язку і радіолокації, які розміщуються в різних позиціях, на суші, на морі, у повітрі та космосі. У статті розроблені моделі окликів приймальних цифрових антенних ґрат багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на спрощений варіант дії на декілька цілей одночастотних зондуючих сигналів. Подальші дослідження доцільно зосередити на удосконаленні запропонованої моделі за рахунок ускладнення зондуючих сигналів для режиму радіолокації та визначенні потенційної точності процедур оцінки сигнальних параметрів на основі розроблених моделей.

Ключові слова: *сигнальна матриця, цифрова антенна решітка, блоковий транспонований добуток матриць.*

Вступ

Постановка проблеми. Характерною рисою збройної боротьби майбутнього є інтеграція різних за своїм функціональним призначенням радіоелектронних приладів у єдині системи, створюючи по суті багатофункціональні пристрої. Практичним кроком у цьому напрямку є запропонована авторами в [1–5] інтегрована система зв'язку і радіолокаційної розвідки (ІСЗРЛ). Передбачається що система буде складатися із сукупності мобільних станцій зв'язку і радіолокації (МСЗРЛ), які розміщуються в різних позиціях, на суші, на морі, у повітрі та космосі. Обробка інформації буде здійснюватися у єдиному центрі або сукупності таких центрів. Обладнання МСЗРЛ пропонується побудувати на основі конформних за конструкцією антенних систем, що складаються з кількох сегментів-решіток, розташованих по структурованій конформній поверхні, наприклад, гранях піраміди.

Найбільш доцільним режимом функціонування приймально-передавальних цифрових антенних решіток (ЦАР) в описаній системі є режим мультикористувальницького МІМО (мульти-МІМО). Формалізація відгуку приймальної ЦАР для однієї позиції була проведена у роботі [6], при цьому передбачалось одночасне випромінювання кожним з передавачів активної ЦАР одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль. Саме такий метод пропонується узагальнити на випадок багатопозиційного розміщення ІСЗРЛ.

Аналіз останніх досліджень і публікацій.

Роботи щодо створення теоретичних основ побудови таких багатопозиційних ІСЗРЛ започатковані авторами в [7, 8], проте всі особливості функціонування таких систем не досліджені і тому потребують подальшого розвитку. На початковому етапі розвитку відповідної теорії доцільно розглядати незалежно радіолокаційний і зв'язковий режими функціонування МСЗРЛ, що буде відповідати режиму роботи МСЗРЛ з розподілом виконання завдань зв'язку та радіолокації у часі.

Метою статті є формалізація відгуків приймальних ЦАР багатопозиційної ІСЗРЛ у разі опромінювання кількох цілей одночастотними зондуючими сигналами для режиму роботи "радіолокація".

Виклад основного матеріалу дослідження

Розглянемо спочатку ситуацію, коли в окремо взятій позиції багатопозиційної системи МСЗРЛ застосовується одновимірна за геометричною побудовою (лінійна) ЦАР.

Опишемо сукупність напруг сигналів на виходах приймальних каналів багатопозиційної системи цифрових антенних решіток у матричному вигляді [3, 9]:

$$U = P \cdot A + n, \quad (1)$$

де U – блоковий вектор комплексних напруг сигналів після виходів частотних фільтрів просторових каналів сукупності ЦАР багатопозиційної МСЗРЛ;

P – сигнальна матриця;

A – блоковий вектор комплексних амплітуд сигналів;

n – блоковий вектор напруг шумів.

У наведеному виразі ключовим елементом є сигнальна матриця P , структура якої визначає композивання елементів векторів напруг, амплітуд і шумів. З огляду на це, розглянемо формат матриці P більш детально.

В [9] була проведена формалізація відгуків приймальних ЦАР ІСЗРЛ для режиму зв'язку на випадок кількох одночастотних кореспондентів:

$$P = (Q \circ \tilde{H}_Q) [\blacksquare] F, \quad (2)$$

де $Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_{11}) & \dots & Q_{11}(x_{M1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_{11}) & \dots & Q_{R1}(x_{M1}) \\ \hline Q_{1T}(x_{1T}) & \dots & Q_{1T}(x_{MT}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_{1T}) & \dots & Q_{RT}(x_{MT}) \end{bmatrix}$ – блокова

матриця діаграм спрямованості антенних елементів лінійної антенної решітки t -ої позиції $Q_{rt}(x_{mt})$ у напрямку на m -е джерело сигналів (m -го кореспондента) з відносною для t -ої позиції кутовою координатою x_{mt} , $m=1, \dots, M$;

$r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у межах ЦАР t -ої позиції,

$t=1, \dots, T$ – порядковий номер позиції конкретної ЦАР у багатопозиційній системі;

$[\blacksquare]$ – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [10, 11];

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111} & \dots & \tilde{h}_{Q11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR11} & \dots & \tilde{h}_{QR1M} \\ \hline \tilde{h}_{Q1T1} & \dots & \tilde{h}_{Q1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QRT1} & \dots & \tilde{h}_{QRTM} \end{bmatrix}$$
 – блокова

матриця передавальних характеристик каналу МІМО \tilde{h}_{Qrtm} у напрямках на m -е джерело сигналів (m -го кореспондента) з кутовою координатою x_m ,

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_1) & \dots & F_{11}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_1) & \dots & F_{S1}(\omega_M) \\ \hline F_{1T}(\omega_1) & \dots & F_{1T}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_1) & \dots & F_{ST}(\omega_M) \end{bmatrix}$$
 – блокова

матриця АЧХ S частотних фільтрів,

синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур'є на частотах піднесучих N-OFDM сигналу;

ω_m – радіальна частота сигналу (m -го кореспондента).

У режимі радіолокації, на відміну від розглянутого режиму зв'язку, наведений у (2) вираз для сигнальної матриці охоплює випадок зондування простору одночастотним сигналом з одної передавальної позиції та надходження на T приймальних лінійних ЦАР відбитих сигналів від M цілей (рис. 1).

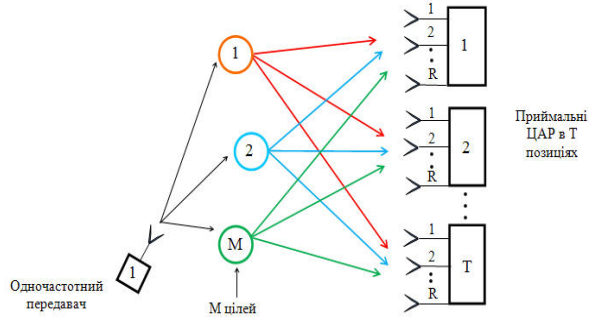


Рис. 1. Режим одночастотної радіолокації у випадку відбиття сигналів M цілями.

Для спрощення цифрової обробки сигналів у приймальному сегменті у режимі радіолокації блокову матрицю передавальних характеристик каналу МІМО \tilde{H}_Q необхідно вилучити із виразу (2) або замінити на блокову матрицю одиниць, в якій кожен з блоків містив би одиничні елементи, а саме:

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 \\ \hline 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

Суттєво, що, на відміну від вирішення завдань зв'язку, у режимі радіолокації оцінюванню повинні підлягати елементи сигнальної матриці P , а саме: невідомі кутові координати джерел випромінювання, їх частоти з урахуванням ефекту Доплера, поточні дальності. При цьому невідомими амплітудами сигналів можливо знехтувати, якщо не має сенсу вимірювати ефективну відбиваючу поверхню цілей та здійснювати розпізнавання їх класів. Разом з тим, якщо оцінки комплексних амплітуд врахувати, то оптимальна за методом найменших квадратів оцінка елементів матриці P може бути отримана за відомим матричним виразом:

$$\tilde{P} = (A A^*)^{-1} A U^*. \quad (3)$$

Передбачається, що завдання визначення дальності до цілей у багатопозиційній системі за отриманою від окремих МСЗРЛ інформацією про значення кутових координат і радіальних швидкостей цілей може бути вирішене триангуляційним або іншими методами, відомими з теорії багатопозиційної радіолокації.

Вираз (3) може бути застосований і на етапі входження у зв'язок МСЗРЛ після їх розгортання на нових позиціях для визначення оптимальних кутових напрямів орієнтації максимумів випромінювання.

Застосування одночастотного сигналу для зондування повітряного простору при вирішенні завдань радіолокації, слід вважати найбільш простим підходом з точки зору формалізації сигнальної матриці. Більш досконалий принцип зондування простору полягає в тому, що в передавальному сегменті застосовується активна ЦАР, яка містить E передавачів, котрі одночасно випромінюють E одночастотних безперервних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль (рис. 2).

Для вирішення завдань радіолокації у таких умовах модель відгуку багатосекційної ЦАР у випадку окремо взятої МСЗРЛ, що входить у багатопозиційне угруповання аналогічних станцій, теж можливо представити у матричному вигляді (1), якщо врахувати специфіку обробки сигналів у сигнальній матриці P.

У вказаному варіанті випромінювання від кожної цілі відбиватиметься багаточастотний пакет з E сигналів (рис. 2). Це дає змогу розглядати також еквівалентний для ситуації на рис. 2 випадок, коли M цілей одночасно опромінюються рознесеними у просторі E одночастотними передавачами (рис. 3), або ж єдиним одноантенним передавачем, що випромінює E-частотні сигнали (рис. 4).

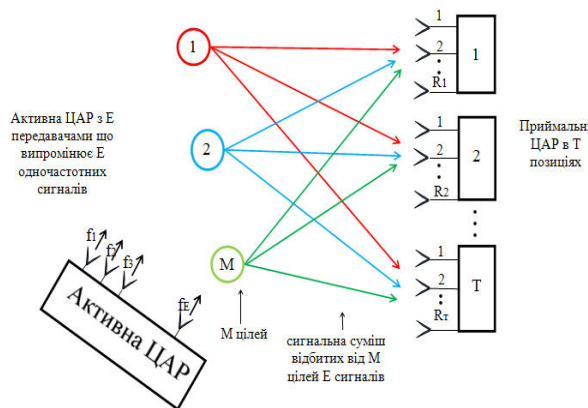


Рис. 2. Режим радіолокації з випромінюванням одночастотних сигналів E передавачами зі складу активної ЦАР у випадку відбиття сигналів M цілями.

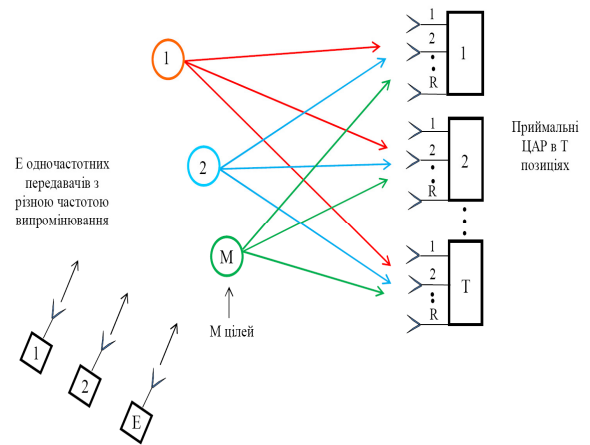


Рис. 3. Режим радіолокації з випромінюванням одночастотних сигналів E рознесеними у просторі передавачами у випадку відбиття сигналів M цілями.

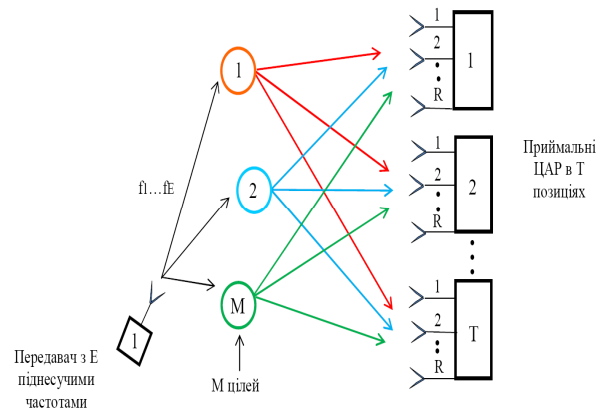


Рис. 4. Режим радіолокації з випромінюванням E-частотних сигналів одноантенним передавачем у випадку відбиття сигналів M цілями.

З урахуванням схем, наведених на рис. 2–4, структура сигнальної матриці P для режиму радіолокації та лінійних антенних решіток в усіх позиціях МСЗРЛ матиме вигляд:

$$P = Q [\otimes] F, \quad (4)$$

де $[\otimes]$ – символ блокового добутку Кронекера,

Q – блокова матриця діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній площині $Q_{rt}(x_m)$ у напрямках на m-е джерело сигналів з кутовою координатою (x_m) , що була наведена в (2), але має додаткове блокове розшарування структури по стовпцях, а саме:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \dots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \dots & Q_{R1}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{1T}(x_1) & \dots & Q_{1T}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \dots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix};$$

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{11}) & \cdots & F_{11}(\omega_{1E}) & \cdots & F_{11}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{11}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_{11}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{1E}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{IT}(\omega_{11}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{1E}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_{11}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{1E}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{ME}) \end{bmatrix}$$

– блокова матриця АЧХ S частотних фільтрів, синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур’є на E частотах відбитих від M цілей E сигналів;

r=1, ..., R – порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у відповідній кутовій площині,

t=1, ..., T – порядковий номер позиції ЦАР у багатопозиційній системі,

$$Q[\otimes]F = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{11}) & \cdots & F_{11}(\omega_{1E}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_{11}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{1E}) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{11}(x_M) \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{11}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{ME}) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{11}) & \cdots & F_{11}(\omega_{1E}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_{11}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{1E}) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{R1}(x_M) \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{11}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{ME}) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_{IT}(x_1) \begin{bmatrix} F_{IT}(\omega_{11}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{1E}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_{11}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{1E}) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{IT}(x_M) \begin{bmatrix} F_{IT}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{ME}) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) \begin{bmatrix} F_{IT}(\omega_{11}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{1E}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_{11}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{1E}) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{RT}(x_M) \begin{bmatrix} F_{IT}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{IT}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_{M1}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{ME}) \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Узагальненням виразу (4) слід вважати випадок, коли в якості приймальних антенних систем використовуються плоскі решітки з різною кількістю елементів по горизонталі (R) і вертикалі (D). У разі D=1 матиме місце вже згадана лінійна антенна решітка.

При довільних структурах плоских приймальних ЦАР з RxD елементів за умови відбиття від кожної цілі багаточастотних пакетів з E сигналів структура сигнальної матриці P для режиму радіолокації матиме вигляд:

$$P = (Q[\blacksquare]V)[\otimes]F, \quad (5)$$

де $[\blacksquare]$ – символ блокового матричного добутку Хатри- Рао [11];

$[\otimes]$ – символ блокового добутку Кронекера,

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \cdots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \cdots & Q_{R1}(x_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_{IT}(x_1) & \cdots & Q_{IT}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \cdots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix},$$

$$V = \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \cdots & V_{D1}(y_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ V_{IT}(y_1) & \cdots & V_{IT}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \cdots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} - \text{блокові матриці}$$

діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{rt}(x_m)$ і кутомісцевій $V_{rt}(y_m)$ площинах у напрямках на m-е джерело сигналів з кутовими координатами (x_m, y_m) ,

r=1, ..., R – порядковий номер антенного елемента у рядку антенної решітки;

d=1, ..., D – порядковий номер антенного елемента у стовпці антенної решітки;

t=1, ..., T – порядковий номер позиції багатопозиційної МСЗРЛ.

Блокова матриця F, елементами якої є значення АЧХ S частотних фільтрів, синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур’є на E частотах відбитих від M цілей E сигналів, лишається такою ж, як в (4).

Суттєво, що наведені в (5) блокові матриці Q

та V розбиті на блоки лише за номером позиції МСЗРЛ. Тому для обчислення блокового добутку Кронекера у формулі (5) з залученням результату перемноження матриць Q та V за правилом

блокового добутку Хатрі-Рао та блокової матриці АЧХ F вираз $Q \blacksquare V$ необхідно подати з попереднім розбиттям на блоки по стовпцях:

$$Q \blacksquare V = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \dots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \dots & V_{D1}(y_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \dots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \dots & V_{D1}(y_M) \end{bmatrix} \\ \dots & \dots & \dots \\ \begin{bmatrix} Q_{R1}(x_1) & \dots & Q_{R1}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \dots & V_{D1}(y_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \dots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \dots & V_{D1}(y_M) \end{bmatrix} \\ \dots & \dots & \dots \\ \begin{bmatrix} Q_{1T}(x_1) & \dots & Q_{1T}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \dots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) & \dots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \dots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} \\ \dots & \dots & \dots \\ \begin{bmatrix} Q_{RT}(x_1) & \dots & Q_{RT}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \dots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) & \dots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \dots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Такий же самий результат може бути отриманий, якщо блокові матриці діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{rt}(x_m)$ і кутомісцевій $V_{dt}(y_m)$ площинах у напрямках на m -е джерело сигналів з кутовими координатами (x_m, y_m) будуть представлені аналогічно (4) з розбиттям на блоки як за номером позиції, так і за номером джерела сигналів у вигляді:

виключно з використанням блокового добутку Кронекера:

$$P = (Q \blacksquare V) \blacksquare F.$$

Враховуючи двійковість можливого тлумачення сигнальної матриці P , з метою скорочення обсягу викладень, в подальшому було б доцільно наводити тільки один з варіантів запису сигнальної матриці, наприклад, що спирається на застосування блокового добутку Кронекера при перемноженні матриць Q та V . Однак відмова від блокового добутку Хатрі-Рао позбавляє можливості застосовувати притаманні такому добутку тотожності для спрощення розрахунку нижньої межі Крамера-Рао та квадратичних матричних форм. Тому надалі у випадках, де це можливо, будуть вживатись обидва альтернативних записи добутків у складі сигнальних матриць.

$$Q = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \dots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \dots & Q_{R1}(x_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \dots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \dots & Q_{R1}(x_M) \end{bmatrix} \\ \dots & \dots & \dots \\ \begin{bmatrix} Q_{1T}(x_1) & \dots & Q_{1T}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \dots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} Q_{1T}(x_1) & \dots & Q_{1T}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \dots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix},$$

$$V = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \dots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \dots & V_{D1}(y_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \dots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \dots & V_{D1}(y_M) \end{bmatrix} \\ \dots & \dots & \dots \\ \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) & \dots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \dots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) & \dots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \dots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix}.$$

Висновки й перспективи подальших досліджень

У статті були формалізовані відгуки приймальних ЦАР ІСЗРЛ на спрощений випадок опромінювання кількох цілей одним або кількома одночастотними зондуючими сигналами.

Подальші дослідження доцільно зосередити на удосконаленні запропонованої моделі за рахунок ускладнення зондуючих сигналів для режиму радіолокації та визначенні потенційної точності процедур оцінки сигнальних параметрів на основі розроблених моделей.

У цьому разі формула (5) переписеться

Література

1. Слюсар В. І. Інтегрована система зв'язку та радіолокаційної розвідки на основі технології МІМО / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // 3-а Всеукраїнська науково-технічна конференція "Перспективи розвитку озброєння і військової техніки Сухопутних військ", Академія Сухопутних військ імені Гетьмана Петра

Сагайдачного. – 13–14 квітня 2010. – С. 150.
2. Слюсар В. І. Технологія МІМО як основа інтегрованої системи зв'язку та радіолокаційної розвідки. / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // Шоста наукова конференція Харківського університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба "Новітні технології для захисту

повітряного простору”. – 14–15 квітня 2010. – С. 108–109.

3. Слюсар В. І. Технологія МУЛЬТИ-МІМО як засіб апаратного поєднання систем зв'язку та радіолокації. / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // V-а науково-технічна конференція “Пріоритетні напрями розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення”, ВІТІ НТУУ “КПІ” – 20–21 жовтня 2010. – С. 226–227.

4. Слюсар В. І. Конвергенція систем зв'язку та радіолокаційної розвідки. / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // Науково-технічна конференція “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки”, ЦНДІ ОБТ ЗСУ – 16–17 грудня 2010. – С. 95–97.

5. Зінченко А. О. Аналіз можливості побудови інтегрованої системи зв'язку та радіолокаційної розвідки. / А. О. Зінченко, М. М. Масесов // Науково-практичний семінар “Перспективи розвитку системи зв'язку Збройних Сил України”, НУОУ. – 25 жовтня 2011. – С. 24–25.

6. Слюсар В. І. Метод просторово-часового кодування сигналів тропосферного зв'язку на основі удосконаленої технології мульти-МІМО. / В. І. Слюсар, М. О. Масесов // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ “КПІ”. – 2009. – Вип. 1. – С. 132–136.

7. Зінченко А. О. Модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі

мультикористувальницького методу МІМО. / А. О. Зінченко // Науково-виробничий збірник “Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку”. – 2014. – № 2(30). – С. 124–130.

8. Зінченко А. О. Матричные модели откликов OFDM-сигналов в многопозиционной радарно-коммуникационной системе. / А. О. Зінченко // Научно-образовательный журнал “Вестник военного института ВВ МВД республики Казахстан”. – № 2(12). – С. 58 – 63.

9. Слюсар В.И. Мульти-МІМО система и режимы ее работы. / В. И. Слюсар, Н. А. Масесов // 4-я Международная молодежная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2008”, Севастопольский национальный технический университет. – 21–25 апреля 2008. – С. 39.

10. Слюсар В. И. Семейство торцевых произведений матриц и его свойства. / В. И. Слюсар // Кибнетика и системный анализ. – 1999. – Том 35, № 3. – С. 379–384.

11. Слюсар В. И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами. / В. И. Слюсар // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – Том 46, № 10. – С. 9–17.

МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ В РЕЖИМЕ МІМО РАДИОЛОКАЦИИ

Андрей Александрович Зинченко (канд. техн. наук, с.н.с., начальник кафедры)¹

Вадим Иванович Слюсар (д-р техн. наук, профессор, главный научный сотрудник научно-исследовательского отдела)²

¹*Национальный университет обороны Украины имени Ивана Черняховского, Киев, Украина*

²*Воинская часть А4566, Киев, Украина*

Характерной чертой вооруженной борьбы будущего является интеграция различных по своему функциональному назначению радиоэлектронных приборов в единые системы, создавая по сути многофункциональные устройства. Практическим шагом в этом направлении является создание интегрированной системы связи и радиолокационной разведки. Предполагается, что система будет состоять из совокупности мобильных станций связи и радиолокации, которые размещаются в различных позициях, на суше, на море, в воздухе и космосе. В статье разработаны модели восклицательных приемных цифровых антенных решеток многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на упрощенный вариант воздействия на несколько целей одночастотных зондирующих сигналов. Дальнейшие исследования целесообразно сосредоточить на усовершенствовании предложенной модели за счет усложнения зондирующих сигналов для режима радиолокации и определения потенциальной точности процедур оценки сигнальных параметров на основе разработанных моделей.

Ключевые слова: *сигнальная матрица, цифровая антенная решетка, блоковое транспонированное произведение матриц.*

OPERATING MODEL OF THE MULTI-POSITION INTEGRATED COMMUNICATION AND RADAR SYSTEM IN MIMO RADAR MODE

Andrii O. Zinchenko (Candidate of Technical Sciences, Senior Research Fellow, Chief of a Department)¹

Vadym I. Sliusar (Doctor of Technical Sciences, Professor, Principle Research Fellow of a Research Section)²

¹*National Defence University of Ukraine named after Ivan Cherniakhovsky, Kyiv, Ukraine*

²*Military Unit A4566, Kyiv, Ukraine*

The characteristic feature of warfare in the future is the integration of different functional purpose radio electronic devices into a single system, creating in essence multifunction devices. Practical step in this direction is the creation of an integrated system of communications and radar reconnaissance. It is expected that the system will consist of a plurality of mobile communication and radar stations, which are located at different positions on land, sea, air and space. In the article, models of exclamation receiving digital antenna arrays of a

multiposition communication and radar integrated system were developed on a simplified impact version on several targets of single-frequency probing signals. Further research expedient to concentrate on the improvement of the proposed model due to complexity of probing signals for the radiolocation mode and determining potential accuracy of assessment procedures of signal parameters on the basis of the developed models.

Keywords: signal matrix, digital antenna arrays, bloc transposed matrix multiplication.

References

1. **Slusar V.I., Zinchenko A.O.** (2010), The communications and radar reconnaissance integrated system based on MIMO technology. [*Intehrovana sistema zviazku ta radiolokatsiinoi rozvidky na osnovi tekhnologii MIMO*], 3-a Vseukrainska naukovo-tekhnicna konferentsiia "Perspektyvy rozvytku ozbroiennia i viiskovoi tekhniky Sukhoputnykh viisk", Akademiia Sukhoputnykh viisk imeni Hetmana Petra Sahaidachnoho, Lviv, pp. 150.
2. **Slusar V.I., Zinchenko A.O.** (2010), MIMO technology as the basis of an integrated communication and radar reconnaissance system. [*MIMO technology as the basis of integrated communication system and radar reconnaissance*], Shosta naukova konferentsiia Kharkivskoho universytetu Povitrianykh Syl imeni Ivana Kozheduba "Novitni tekhnologii dlia zakhystu povitrianoho prostoru", Kharkiv, pp. 108–109.
3. **Slusar V.I., Zinchenko A.O.** (2010), MULTI-MIMO technology as a means of hardware combining communication and radar systems. [*Tekhnologia MULTY-MIMO yak zasib aparatnoho poiednannia system zviazku ta radiolokatsii*], V naukovo-tekhnicna konferentsiia "Priorytetni napriamky rozvytku telekomunikatsiinykh system ta merezh spetsialnoho pryznachennia", VITI NTUU "KPI", Kyiv, pp. 226–227.
4. **Slusar V.I., Zinchenko A.O.** (2010) The convergence of communications and radar reconnaissance systems. [*Konverhentsiia system zviazku ta radiolokatsiinoi rozvidky*], Naukovo-tekhnicna konferentsiia "Problemi pytannia rozvytku ozbroiennia ta viiskovoi tekhniky", Kyiv, TsNDI OVT ZSU, pp. 95–97.
5. **Zinchenko A.O., Masesov M.O.** (2011), Analysis of building possibility of an integrated communications and radar reconnaissance system. [*Analiz mozhlyvosti pobudovy intehrovanoi systemy zviazku ta radiolokatsiinoi rozvidky*], Naukovo-praktychnyi seminar "Perspektyvy rozvytku systemy zviazku Zbroinykh Syl Ukrainy", Kyiv, NUOU, pp. 24–25.
6. **Slusar V.I., Masesov M.O.** (2009), The space-time coding method of tropospheric communication signals based on multi-MIMO advanced technologies. [*Metod prostorovo-chasovoho koduvannia syhnaliv troposferneho zviazku na osnovi udoskonalenoj tekhnologii multy-MIMO*], Zbirnyk naukovykh prats VITI NTUU "KPI", № 1, pp. 132–136.
7. **Zinchenko A.O.** (2014), The model of multiposition integrated communication and radar system based on multiusers MIMO method. [*Model bahatopozytiinoi intehrovanoi systemy zviazku i radiolokatsii na osnovi multykorystvuvalnytskoho metodu MIMO*], Naukovo-vyrobnychiy zbirnyk "Naukovi zapysky Ukrainskoho naukovo-doslidnoho instytutu zviazku", № 2(30), pp. 124–130.
8. **Zinchenko A.O.** Matrix models of OFDM-signals responses in multiposition radar-communication system. [*Matrichnyie modeli otklikov OFDM-signalov v mnogopozitsionnoy radarno-kommunikatsionnoy sisteme*], Nauchno-obrazovatelnyy zhurnal "Vestnik voennogo instituta VV MVD respubliki Kazahstan". № 2 (12), pp. 58–63.
9. **Slusar V.I., Masesov M.O.** (2008), Multi-MIMO system and its mode of operation. [*Multi-MIMO sistema i rezhimy ee raboty*], 4-ya Mezhdunapodnaya molodezhnaya nauchno-tehnicheskaya konfepentsiya "Sovpemyennye ppoblemy padiotekniki i telekommunikatsiy PT-2008", Sevastopol, pp. 39.
10. **Slusar V.I.** (1999) Family of butt matrix multiplication and its properties. [*Semeystvo tortsevyih proizvedeniy matrits i ego svoystva*], Kibernetika i sistemnyy analiz, Tom 35, № 3, pp. 379–384.
11. **Slusar V.I.** (2003), Generalized butt matrix multiplication in models of digital antenna arrays with non-identical channels. [*Obobschennyie tortsevyie prizvedeniya matrits v modelyah tsifrovyyih antenyih reshetok s neidentichnyimi kanalami*], Izvestiya vuzov. Ser. Radioelektronika, Tom 46, № 10, pp. 9–17.

A.O. Zinchenko: zinchenko.andrei@yandex.ua **V.I. Slusar:** slusar@i.ua

Отримано: 23.07.2014 р.