

УДК 621.396

Зінченко А. О., к.т.н., с.н.с. (Національний університет оборони України ім. Івана Черняхівського. +380 (99) 710 30 47. zinchenco.andrei@yandex.ua)

Слюсар В. І., д.т.н., проф. (Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України. +380 (99) 710 30 47)

УДОСКОНАЛЕНА МОДЕЛЬ БАГАТОПОЗИЦІЙНОЇ ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ І РАДІОЛОКАЦІЇ НА ОСНОВІ МУЛЬТИКОРИСТУВАЛЬНИЦЬКОГО МЕТОДУ МІМО

Зінченко А. О., Слюсар В. І. Удосконалена модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на основі мультикористувальницького методу МІМО. Розроблено математичні моделі відгуків багатопозиційних цифрових антенних решіток на сигнали, що надходять на приймальну підсистему мобільної системи зв'язку та радіолокації. Моделі формалізовано на випадок застосування лінійних та плоских цифрових антенних решіток та методу МІМО, який передбачає одночасне випромінювання Е передавачами активної цифрової антенної решітки Е одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль.

Ключові слова: цифрова антенна решітка, інтегрована система зв'язку та радіолокаційної розвідки, сигнальна матриця, діаграма спрямованості, швидке перетворення Фур'є, приймальна позиція

Zinchenko A. A., Slyusar V. I. Усовершенствованная модель многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на основе многопользовательского метода МІМО. Разработаны математические модели откликов многопозиционных цифровых антенных решеток на сигналы, приходящие на приемную подсистему мобильной системы связи и радиолокации. Модели формализовано на случай использования линейных и плоских цифровых антенных решеток, а также метода МІМО, предусматривающего одновременное излучение Е передатчиками активной цифровой антенной решетки Е сигналов одной частоты на разных длинах электромагнитных волн.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, интегрированная система связи и радиолокационной разведки, сигнальная матрица, диаграмма направленности, быстрое преобразование Фурье, приемная позиция

Zinchenko A. O., Slyusar V. I. Improved model of multistatic integrated communication systems and radar-based multiplayer MIMO method. Developed mathematical models of response multiposition digital antenna arrays signals arriving at the receiving subsystem of mobile communication and radar systems. Model formalized in case of use of digital linear and planar antenna arrays, as well as the method of MIMO, providing simultaneous emission E transmitters digital active antenna array E single frequency signals at different wavelengths of electromagnetic waves.

Keywords: digital antenna array, integrated communications system and radar reconnaissance, signal matrix, pattern, Fast Fourier Transform, the reception position

Вступ. За поглядами військових аналітиків, у провідних країнах світу здійснюється перехід до застосування збройних сил на основі концепції мережоцентричних операцій. Відповідно до такої концепції впровадження сучасних інформаційних технологій дозволяє вести адаптивні бойові дії у режимі реального часу, звівши цикл управління “розвідка, обробка даних, прийняття рішення, ураження об’єктів” до мінімуму. Характерною рисою “мережоцентричності” є інтеграція у єдині системи різних за функціональним призначенням радіоелектронних засобів за допомогою новітніх інформаційних технологій. Практичним кроком у цьому напрямку є розробка інтегрованих систем зв'язку і радіолокаційної розвідки (ІСЗРЛ), що, у свою чергу, будуть створювати єдину або структуровану у кілька кластерів багатопозиційну систему зв'язку та радіолокації. Реалізація ІСЗРЛ розглядається як один із потенційно можливих шляхів інтеграції радіоелектронних систем збору і обробки інформації з метою всебічного інформаційного забезпечення користувачів.

Постановка проблеми. В якості технологічної основи багатопозиційної системи зв'язку та радіолокації (БСЗРЛ) пропонується використовувати мультисегментні цифрові антенні решітки (ЦАР), створюючи конформні за будовою антенні комплекси, розташовані на засобах рухомості наземного і повітряного базування. Це дозволяє максимально використовувати енергетичний потенціал сигналів, досягти потенційної завадозахищеності і відмовитися від механічного сканування простору. Основним варіантом функціонування

приймально-передавальних ЦАР є режим мультикористувальницького МІМО (Multi-User Multiple Input Multiple Output, MU-MIMO), який застосовується як для вирішення завдань зв'язку, так і радіолокаційної розвідки.

Спільна обробка сигналів усіх БСЗРЛ передбачається на центральному пункті збору і обробки сигналів або сукупності таких взаємозамінних пунктів. Опис відповідної сукупності напруг сигналів на виходах приймальних каналів ЦАР спирається на використання в аналітичній моделі відгуку багатосегментних конформних ЦАР блокового матричного добутку Хатри- Рао. Для визначення невідомих параметрів сигналів у режимі радіолокації і режимі зв'язку доцільно скористатися методом максимальної правдоподібності.

Аналіз публікацій. Саме таку систему авторами було запропоновано у ряді публікацій [1, 2]. Викладення необхідних математичних співвідношень проводиться за принципом “від простого до складного”. Опишемо сукупність напруг сигналів на виходах приймальних каналів багатопозиційної системи цифрових антенних решіток у матричному вигляді [3, 4]:

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

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 компонування елементів векторів напруг, амплітуд і шумів. В роботі [5] була формалізована модель сигнальної матриці P для ситуації, коли в окремо взятій приймальній позиції багатопозиційної системи МСЗРЛ застосовується лінійна або плоска ЦАР. У якості кореспондентів було запропоновано використовувати передатчики з однією антеною, що випромінюють одночастинний сигнал. При цьому частотний план можливо обрати у такий спосіб, щоб носійні частоти сигналів усіх кореспондентів відповідали сигналу ортогональної частотної модуляції (OFDM) або неортогональної частотної дискретної модуляції (N-OFDM) [6]. Проте такий підхід вважається дещо спрощеним. Тому на думку авторів відповідна модель потребує удосконалення.

Метою статті є формування матричних моделей відгуків багатопозиційних цифрових антенних решіток на сигнали, що надходять на приймальну підсистему МСЗРЛ від активної ЦАР, яка містить E передавачів, котрі одночасно випромінюють E одночастотних безперервних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль.

Основна частина. Застосування одночастотного сигналу для зондування повітряного простору при вирішенні завдань радіолокації, що описано в [5], 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.

Для вирішення завдань радіолокації у таких умовах модель відгуку багатосекційної ЦАР у випадку окремо взятої мобільної станції зв'язку та радіолокаційної розвідки (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. 1.), з урахуванням чого структура сигнальної матриці P для режиму радіолокації та лінійних антенних решіток в усіх позиціях МСЗРЛ матиме вигляд:

$$P = Q [\otimes] F, \quad (2)$$

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 [5], але має додаткове блокове розшарування структури по стовпцях, а саме:

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

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

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

$r = 1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у відповідній кутовій площині;

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

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

Узагальненням виразу (2) слід вважати випадок, коли в якості 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.

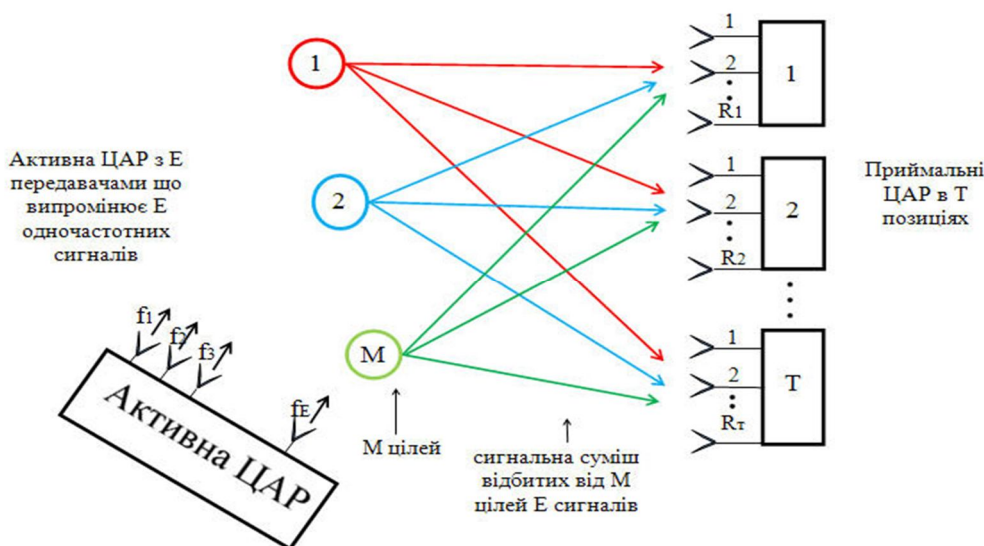


Рис. 1. Режим радіолокації з випромінюванням одночастотних сигналів E передавачами у випадку відбиття сигналів M цілями.

При довільних структурах плоских ЦАР з $R \times D$ елементів за умови відбиття від кожної цілі багаточастотних пакетів з E сигналів структура сигнальної матриці P для режиму радіолокації матиме запис:

$$P = (Q[\blacksquare]V)[\otimes]F, \quad (3)$$

де $[\blacksquare]$ – символ блокового матричного добутку Хатри- Рао [7];

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

Q і V – 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) ,

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \cdots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \cdots & Q_{R1}(x_M) \\ \vdots & & \vdots \\ Q_{IT}(x_1) & \cdots & Q_{IT}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \cdots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \cdots & V_{D1}(y_M) \\ \vdots & & \vdots \\ V_{IT}(y_1) & \cdots & V_{IT}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \cdots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix};$$

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

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

$r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елементу у рядку антенної решітки;
 $d=1, \dots, D$ – порядковий номер антенного елементу у стовпці антенної решітки;
 $t=1, \dots, T$ – порядковий номер позиції багатопозиційної МСЗРЛ.

Слід вказати, що 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) можуть бути представлені з розбиттям на блоки не тільки за номером позиції, а й за номером джерела сигналів у вигляді:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \cdots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \cdots & Q_{R1}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{IT}(x_1) & \cdots & Q_{IT}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \cdots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D1}(y_1) & \cdots & V_{D1}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{IT}(y_1) & \cdots & V_{IT}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{DT}(y_1) & \cdots & V_{DT}(y_M) \end{bmatrix}.$$

У цьому разі формула (3) переписеться виключно з використанням блокового добутку Кронекера:

$$P = (Q[\otimes]V)[\otimes]F.$$

Враховуючи двійковість можливого тлумачення сигнальної матриці P , з метою скорочення обсягу викладень, в подальшому можливо 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 Хатри-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.

Аналогічні співвідношення слід взяти за основу і для формування матричної моделі відгуку приймальної ЦАР у режимі роботи на зв'язок. Сценарій функціонування системи зв'язку у розглянутому випадку зводиться до передачі E -частотних сигналів з терміналів M кореспондентів на розосереджені по кількох позиціях приймальні ЦАР (Рис. 2.).

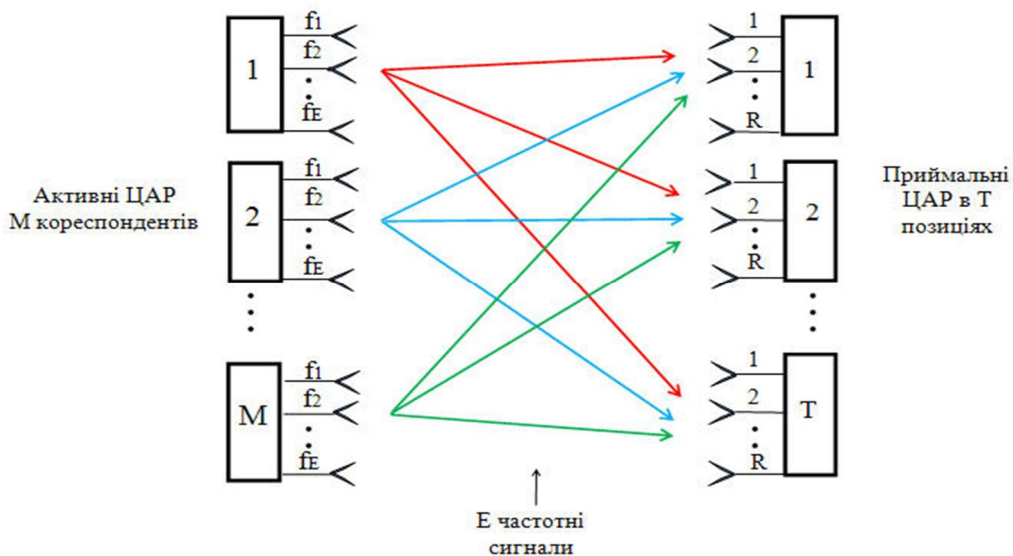


Рис. 2. Режим зв'язку з випромінюванням E -частотних сигналів M передавачами

Відмінність від розглянутого вище режиму радіолокації полягає у необхідності врахування матриць передаточних характеристик каналу МІМО в азимутальній і кутомісцевій площинах, а також формуванні матриці АЧХ частотних фільтрів F відповідно до типу сигналу, що застосовується. У разі використання сигналів OFDM вираз (3) модифікується до вигляду:

$$P = \left((Q \circ \tilde{H}_Q) [\blacksquare] (V \circ \tilde{H}_V) \right) [\otimes] F, \quad (4)$$

або

$$P = \left((Q \circ \tilde{H}_Q) [\otimes] (V \circ \tilde{H}_V) \right) [\otimes] F,$$

де \tilde{H}_Q і \tilde{H}_V – блокові матриці передавальних характеристик каналу МІМО в азимутальній \tilde{h}_{Qrtm} і кутомісцевій \tilde{h}_{Vrtm} площинах у напрямках на m -е джерело сигналів з кутовими координатами (x_m, y_m) ,

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111} & \cdots & \tilde{h}_{Q11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR11} & \cdots & \tilde{h}_{QR1M} \\ \vdots & & \vdots \\ \tilde{h}_{Q1T1} & \cdots & \tilde{h}_{Q1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QRT1} & \cdots & \tilde{h}_{QRTM} \end{bmatrix}, \quad \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V111} & \cdots & \tilde{h}_{V11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VD11} & \cdots & \tilde{h}_{VD1M} \\ \vdots & & \vdots \\ \tilde{h}_{V1T1} & \cdots & \tilde{h}_{V1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VDT1} & \cdots & \tilde{h}_{VDTM} \end{bmatrix};$$

$r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елемента в рядку антенної решітки;

$d=1, \dots, D$ – порядковий номер антенного елемента у стовпці антенної решітки;

$t=1, \dots, T$ – порядковий номер позиції ЦАР.

Відповідно, блоковий вектор комплексних амплітуд сигналів A , що має бути оцінений в режимі зв'язку, отримає таку структуру:

$$A = [A_{11} \quad \cdots \quad A_{1E} \quad | \quad \cdots \quad | \quad A_{M1} \quad \cdots \quad A_{ME}]^T.$$

Подальше узагальнення виразів (3), (4) полягає в охопленні випадку, коли антенні системи у кожній позиції є різними, тобто мають різну кількість елементів в ЦАР. Для цього достатньо в блокових матрицях Q та V при описі кількості елементів ввести додатковий індекс, що враховує номер позиції, зокрема:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \cdots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_11}(x_1) & \cdots & Q_{R_11}(x_M) \\ \vdots & & \vdots \\ Q_{1T}(x_1) & \cdots & Q_{1T}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_T}(x_1) & \cdots & Q_{R_T}(x_M) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D_11}(y_1) & \cdots & V_{D_11}(y_M) \\ \vdots & & \vdots \\ V_{1T}(y_1) & \cdots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{D_T}(y_1) & \cdots & V_{D_T}(y_M) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

де R_t і D_t – максимальна кількість антенних елементів, відповідно, у рядку і стовпці антенної решітки в t -й позиції МСЗРЛ.

Перевагою виразів (5) є можливість кооперативної обробки сигналів неоднотипних за форматом побудови приймальних ЦАР, від лінійних до плоских, в різних позиціях, що надає додаткові ступені свободи у формуванні багатопозиційної системи МСЗРЛ.

Спираючись на представлені матричні записи відгуків ЦАР, можливо отримати нижню межу Крамера-Рао для дисперсій оцінок параметрів сигналів, використовуючи, наприклад, методику, викладену у [8]. У режимі зв'язку завдання формування інформаційної матриці Фішера спрощується завдяки можливості використання припущення про відомі кутові координати джерел сигналів і частот всіх піднесучих сигналу OFDM. Для варіанту функціонування МСЗРЛ у режимі радіолокації необхідно виконати диференціювання сигнальної матриці P за невідомими кутовими координатами цілей і доплерівськими частотами відбитих сигналів.

Висновки. Розроблено моделі опису відгуків лінійних та плоских ЦАР в приймальних позиціях багатопозиційної системи МСЗРЛ при одночасному випромінюванні E передавачами активної цифрової антенної решітки E одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль. Запропоновані моделі відгуку ЦАР багатопозиційної системи МСЗРЛ дозволяють отримати нижню межу Крамера-Рао для дисперсій оцінок параметрів сигналів і здійснити аналіз її достовірності шляхом математичного моделювання процедур обробки сигналів в приймальному сегменті МСЗРЛ при виконанні завдань зв'язку і радіолокаційної розвідки.

Метою подальших досліджень є удосконалення запропонованої моделі, а також з'ясування її граничних можливостей відносно оцінки сигнальних параметрів.

Література

1. Слюсар В. І. Технологія МІМО як основа інтегрованої системи зв'язку та радіолокаційної розвідки / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // VI-а наукова конференція Харківського університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба «Новітні технології для захисту повітряного простору», 14-15 квітня 2010 р. – Харків : ХУПС. – 2010. – С. 108-109.
2. 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 напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення» (20-21 жовтня 2010 р., доповіді та тези доповідей). – Київ : ВІТІ НТУУ «КПІ», 2010. – С. 226-227.
3. 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», 21-25 апреля 2008 г. – Севастополь: Севастопольский национальный технический университет, 2008. – С. 39.
4. 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.
5. Зінченко А. О. Модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу МІМО / А. О. Зінченко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – № 2(30). – С. 124-130.
6. Слюсар В. И. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи / В. И. Слюсар, В. Г. Смоляр // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2004. – Том 47, № 4. – С. 53-59.
7. 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.
8. Слюсар В. И. Информационная матрица Фишера для моделей систем, базирующихся на торцевых произведениях матриц / В. И. Слюсар // Кибернетика и системный анализ. – 1999. – № 4. – С. 141-149.