

## БАГАТОПОЗИЦІЙНА ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА ЗВ'ЯЗКУ І РАДІОЛОКАЦІЇ НА ОСНОВІ КОНФОРМНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК У РЕЖИМІ МУЛЬТИ-МІМО

*У статті розроблено математичну модель відгуку приймальної підсистеми багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на багаточастотні сигнали, що надходять на її приймальну підсистему. Багатопозиційна система складається із мобільних станцій зв'язку і радіолокації на кожній позиції, які використовують неоднотипні багатосегментні конформні антенні решітки. Виконання завдань зв'язку і радіолокації розподіляються за часом. Модель формалізована на випадок функціонування системи в режимі багатокористувацького МІМО. Для опису сигнальної матриці в моделі застосовують блоковий прямий добуток матриць та блоковий добуток Хатрі-Рао.*

**Постановка проблеми.** Серед останніх інновацій у розвитку радіоелектронних систем намітилася тенденція інтеграції кількох окремих за призначенням радіоелектронних пристроїв на єдиній платформі з подальшим об'єднанням їх у багатопозиційні системи або інформаційні кластери. Особливої актуальності набуває розробка таких систем для потреб оборони, що дозволить створити єдиний інформаційний простір поля бою та досягти інформаційної переваги над противником. Роботи в цьому напрямку почалися порівняно недавно як за кордоном, так і в Україні [1–5]. У [6–8] автором було запропоновано створення багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокаційної розвідки (ІСЗРЛ) для тактичної ланки управління. Система передбачає використання мобільних станцій зв'язку та радіолокаційної розвідки (МСЗРЛ) на кожній позиції. За основу для створення МСЗРЛ було запропоновано використовувати мультисегментні цифрові антенні решітки (ЦАР), розташовані на засобах рухомості наземного, морського, повітряного і космічного базування.

**Огляд останніх досліджень і публікацій.** Розробка теоретичних основ функціонування багатопозиційної ІСЗРЛ для лінійних та плоских ЦАР на окремих позиціях була започаткована автором у роботах [9, 10]. Проте такий підхід був дещо спрощеним і застосовувався тільки на початковому етапі дослідження відповідної теорії. Більш досконалий варіант передбачає використання багатосегментних конформних цифрових антенних решіток (КЦАР) для створення МСЗРЛ. У роботі [11] авторами було формалізовано відгук окремої багатосегментної КЦАР. У [12, 13] розроблено моделі відгуку приймальної підсистеми багатопозиційної ІСЗРЛ із застосуванням КЦАР на кожній позиції. Моделі було формалізовано на випадок одночастотних і багаточастотних сигналів, у яких сукупність номіналів піднесучих утворювала інформаційні OFDM або N-OFDM сигнали. Відгук системи був описаний двома способами: перший – із застосуванням процедури блочного прямого добутку матриць, другий – на основі блокового добутку Хатрі-Рао. Подальше узагальнення потрібно спрямувати на випадок,

коли кожним антенним елементом активної ЦАР випромінюється свій OFDM або N-OFDM сигнал. Саме такий сценарій функціонування приймально-передавальних ЦАР буде відповідати режиму мультикористувачького МІМО (мульти-МІМО).

**Формулювання завдання дослідження.** Метою даної статті є формування матричних моделей відгуків багатопозиційної ІСЗРЛ на основі конформних багатосегментних цифрових антенних решіток для режиму функціонування мульти-МІМО.

**Виклад основного матеріалу.** Якщо подати цифрові відліки напруг зазначених сигналів за виходами приймальних каналів багатосекційної ЦАР з плоскими решітками в секціях у складі одної пірамідальної антенної системи в традиційному матричному вигляді [14]:

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

де  $U$  – блоковий вектор комплексних напруг сигналів за виходами частотних фільтрів просторових каналів сукупності секцій ЦАР;

$P$  – сигнальна матриця;

$A$  – блоковий вектор амплітуд  $M$  сигналів;

$n$  – блоковий вектор шумових напруг, – то структура сигнальної матриці  $P$ , відповідно до [12, 13], у випадку застосування для передачі даних Е-частотних сигналів з незбіжними піднесучими, може бути подана у такому вигляді:

а) режим зв'язку за принципом МІМО

$$P = ((Q \circ \tilde{H}_Q) [\otimes] (V \circ \tilde{H}_V)) [\otimes] F; \quad (2)$$

б) режим радіолокації

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

$$\text{де } Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{11}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{x11}11}(x_{11}) & \cdots & Q_{R_{x11}11}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & & \vdots \\ Q_{1TG}(x_{1TG}) & \cdots & Q_{1TG}(x_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{x1TG}TG}(x_{1TG}) & \cdots & Q_{R_{x1TG}TG}(x_{M_{TG}}) \end{bmatrix}; \quad V = \begin{bmatrix} V_{111}(y_{11}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{y11}11}(y_{11}) & \cdots & V_{R_{y11}11}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & & \vdots \\ V_{1TG}(y_{1TG}) & \cdots & V_{1TG}(y_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{y1TG}TG}(y_{1TG}) & \cdots & V_{R_{y1TG}TG}(y_{M_{TG}}) \end{bmatrix} - \text{блокові}$$

матриці діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній  $Q_{r_{ig}t_{ig}}(x_{m_{ig}})$  і кутомісцевій  $V_{r_{ig}t_{ig}}(y_{m_{ig}})$  площинах у напрямках на  $m$ -е джерело сигналів з кутовими

координатами  $(x_{m_{ig}}, y_{m_{ig}})$  відносно  $t_i g$ -ї позиції, у яких блоки сформовані не тільки по вертикалі відповідно до позицій МСЗРЛ, а й додатково по горизонталі згідно з номером джерела сигналів;

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111111} & \cdots & \tilde{h}_{Q111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{11}111111} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{11}11M_{11}} \\ \vdots & & \vdots \\ \tilde{h}_{Q1T_1G1T_1G} & \cdots & \tilde{h}_{Q1T_1GM_{11}T_1G} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{11}T_1G1T_1G} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{11}T_1GM_{11}T_1G} \end{bmatrix}; \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V111111} & \cdots & \tilde{h}_{V111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{11}111111} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{11}11M_{11}} \\ \vdots & & \vdots \\ \tilde{h}_{V1T_1G1T_1G} & \cdots & \tilde{h}_{V1T_1GM_{11}T_1G} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{11}T_1G1T_1G} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{11}T_1GM_{11}T_1G} \end{bmatrix} - \text{блокові матриці}$$

передавальних характеристик каналу МІМО в азимутальній  $\tilde{h}_{Q_{ig}t_i g m_{ig}}$  і кутомісцевій  $\tilde{h}_{V_{ig}t_i g m_{ig}}$  площинах у напрямку на  $m$ -е джерело сигналів з відносними кутовими координатами  $(x_{m_{ig}}, y_{m_{ig}})$ ;

$$F = \left[ \begin{array}{c|c} \begin{matrix} F_{111}(\omega_{111}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E111}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\omega_{111}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{E111}) \\ \vdots & & \vdots \end{matrix} & \begin{matrix} F_{111}(\omega_{M_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{EM_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\omega_{M_{11}}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{EM_{11}}) \\ \vdots & & \vdots \end{matrix} \\ \hline \begin{matrix} F_{1T_1G}(\omega_{1T_1G}) & \cdots & F_{1T_1G}(\omega_{E1T_1G}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}T_1G}(\omega_{1T_1G}) & \cdots & F_{S_{11}T_1G}(\omega_{E1T_1G}) \end{matrix} & \begin{matrix} F_{1T_1G}(\omega_{M_{11}T_1G}) & \cdots & F_{1T_1G}(\omega_{EM_{11}T_1G}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}T_1G}(\omega_{M_{11}T_1G}) & \cdots & F_{S_{11}T_1G}(\omega_{EM_{11}T_1G}) \end{matrix} \end{array} \right] - \text{блокова}$$

матриця амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) частотних фільтрів, сформованих у приймальній ЦАР за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), на частотах  $E$  піднесучих OFDM (N-OFDM) сигналів  $M$  джерел;

$t_i = 1, \dots, T_i$  – порядковий номер позиції конформної ЦАР в  $i$ -му середовищі;

$i = 1, \dots, I$  – порядковий номер середовища;

$g = 1, \dots, G$  – порядковий номер сегмента конформної ЦАР;

$r = 1, \dots, R_{ig}$  – порядковий номер антенного елемента в лінійці (стовпці) антенної решітки в межах  $t_i g$ -го сегмента;

$x, y$  – індекси горизонтальних та вертикальних площин відповідно;

$\circ$  – символ матричного добутку Адамара (поелементний добуток);

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

У разі відсутності доплерівських зсувів частоти для OFDM сигналів отримаємо діагональні за будовою блоки матриці АЧХ  $F$  з нульовими недіагональними елементами:

$$F = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} F_{111}(\omega_{111}) & \cdots & 0 & F_{111}(\omega_{1M_{11}}) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{E_{11}}) & 0 & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{EM_{11}}) \\ \hline & & \vdots & & & \vdots \\ F_{1T_G}(\omega_{11T_G}) & \cdots & 0 & F_{1T_G}(\omega_{1M_{T_G}}) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{E_{1T_G}}) & 0 & \cdots & F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{EM_{T_G}}) \end{array} \right] .$$

Зазначений у (2), (3) вид блокового подання матриці  $F$  доречний також при такому варіанті функціонування каналу MIMO, коли різні передавальні елементи випромінюють різну кількість піднесучих в OFDM (N-OFDM) пакеті. У такому випадку маємо:

$$F = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} F_{111}(\omega_{111}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_111}) & F_{111}(\omega_{1M_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_M M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\omega_{111}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{E_111}) & F_{S_{11}11}(\omega_{1M_{11}}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{E_M M_{11}}) \\ \hline & & \vdots & & & \vdots \\ F_{1T_G}(\omega_{11T_G}) & \cdots & F_{1T_G}(\omega_{E_11T_G}) & F_{1T_G}(\omega_{1M_{T_G}}) & \cdots & F_{1T_G}(\omega_{E_M M_{T_G}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{11T_G}) & \cdots & F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{E_11T_G}) & F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{1M_{T_G}}) & \cdots & F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{E_M M_{T_G}}) \end{array} \right] ,$$

де  $E_m$  – кількість піднесучих в OFDM пакеті  $m$ -го джерела сигналів.

Якщо всі піднесучі, що випромінюються передавальними елементами, однакові, то у співвідношеннях (2), (3) замість блокового прямого добутку повинна використовуватися його звичайна неблокова версія. У результаті одержимо спрощений запис сигнальної матриці:

а) режим зв'язку за принципом MIMO

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

б) режим радіолокації

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

де блокова матриця АЧХ частотних фільтрів  $F$  набуде такого вигляду:

$$F = \left[ \begin{array}{ccc} F_{111}(\omega_{111}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\omega_{111}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{E_{11}}) \\ \hline & & \vdots \\ F_{1T_G}(\omega_{1T_G}) & \cdots & F_{1T_G}(\omega_{E_{T_G}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{1T_G}) & \cdots & F_{S_{T_G}T_G}(\omega_{E_{T_G}}) \end{array} \right] ;$$

[■] – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [15].

Одним з найбільш складних, з технічної точки зору, сценаріїв функціонування багатопозиційної системи МСЗРЛ у режимі зв'язку є передача даних за принципом багатокористувацького варіанта MIMO (Multi-User MIMO, MU-MIMO).

Як відомо, технологія MU-MIMO ґрунтується на розширеній версії SDMA (множинний доступ з просторовим розрізненням), що отримала назву High Capacity Spatial Division Multiple Access (HC-SDMA). Схематично ідею MU-MIMO із застосуванням OFDM сигналів для багатопозиційної системи МСЗРЛ наведено на рис. 1. Сутність її реалізації полягає в тому, що на терміналах  $M$  кореспондентів розташовують антенні решітки, через кожен антенний елемент яких випромінюються багаточастотні OFDM сигнали. Це дає можливість збільшити потужність інформаційних потоків у бездротовій мережі, значно підвищити швидкість обміну даними між взаємодіючими в мережі кореспондентами.

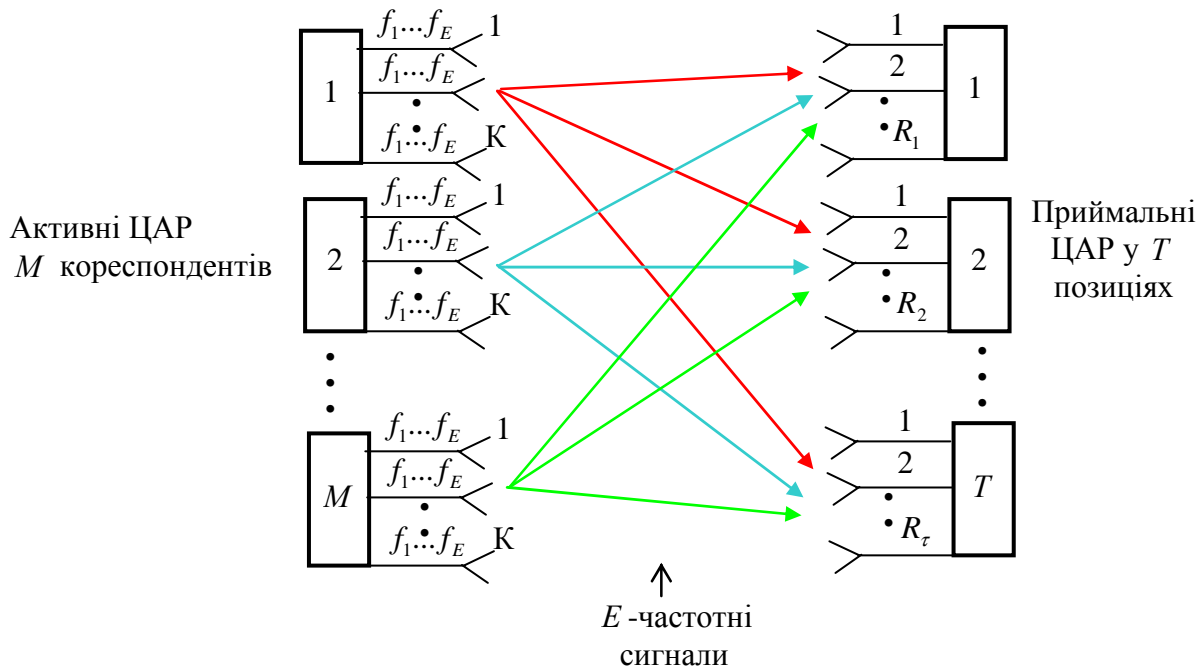


Рис. 1. Режим зв'язку MU-MIMO з випромінюванням  $E$ -частотних OFDM сигналів кожним з антенних елементів активних ЦАР, розташованих на  $M$  кореспондентських терміналах

Якщо в наведеному на рис. 1 випадку асоціювати кожен з антенних елементів з окремим джерелом сигналів, що особливо актуально для технології дистрибутивного формування діаграми спрямованості при кооперативній передачі даних, то загальна кількість джерел випромінювання становитиме  $K \times M$ , де  $K$  – кількість антенних елементів у передавальній ЦАР, а кількість піднесучих –  $K \times M \times E$  відповідно. Оскільки кожен з  $K$  антенних випромінювачів може формувати свою кількість піднесучих, то величину  $E$  слід розглядати разом з індексом номера передавального елемента активної ЦАР, а саме  $E_k$ . З урахуванням такого уточнення в усіх наведених викладеннях стосовно опису сигнальних матриць  $P$  матриці діаграм спрямованості антенних елементів будуть лишатися в силі.

Що ж стосується матриці АЧХ фільтрів ШПФ, то вона матиме більш складний блоковий формат:

$$F = [F_1 \mid F_2 \mid \dots \mid F_M],$$

$$\text{де } F_m = \left[ \begin{array}{ccc|ccc|ccc} F_{111}(\omega_{m11}) & \dots & F_{111}(\omega_{mE_11}) & F_{111}(\omega_{m1K}) & \dots & F_{111}(\omega_{mE_KK}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\omega_{m11}) & \dots & F_{S_{11}11}(\omega_{mE_11}) & F_{S_{11}11}(\omega_{m1K}) & \dots & F_{S_{11}11}(\omega_{mE_KK}) \\ \hline \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ F_{1T_1G}(\omega_{m11}) & \dots & F_{1T_1G}(\omega_{mE_11}) & F_{1T_1G}(\omega_{m1K}) & \dots & F_{1T_1G}(\omega_{mE_KK}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_1G}T_1G}(\omega_{m11}) & \dots & F_{S_{T_1G}T_1G}(\omega_{mE_11}) & F_{S_{T_1G}T_1G}(\omega_{m1K}) & \dots & F_{S_{T_1G}T_1G}(\omega_{mE_KK}) \end{array} \right],$$

$$m = 1, \dots, M,$$

а блок-вектор амплітуд сигналів набуде вигляду

$$A = [A_1 \mid A_2 \mid \dots \mid A_M]^T,$$

причому

$$A_m = [A_{m11} \quad \dots \quad A_{mE_11} \mid \dots \mid A_{m1K} \quad \dots \quad A_{mE_KK}]^T.$$

Таким чином, завдяки врахуванню залежності кількості випромінюваних піднесучих  $E_k$  від поточного номера активного антенного елемента, субблоки в складі блоків  $F_m$  можуть мати неоднакову кількість стовпців.

Ще більш складні структури блокових матриць виникають, якщо врахувати, що в кожній з позицій МСЗРЛ може існувати своя кількість активних антен, тому слід розглядати величину  $K$  разом з індексом номера позиції та сегмента передавальної ЦАР, а саме  $K_{i_g}$ . При такому варіанті неоднакова кількість стовпців може бути і в субблоках, розташованих один під одним по вертикалі, і більше того, сама кількість субблоків у горизонтальних рівнях може біти різною. Це приводить до досить специфічних за своєю структурою блокових матриць. У загальній формі запису відповідну структуру матриці  $F$  можна подати у такий спосіб:

$$F = \left[ \begin{array}{ccc|ccc|ccc|ccc} F_{11_{i_g}} & \dots & F_{1K_{i_g}} & F_{21_{i_g}} & \dots & F_{2K_{i_g}} & \dots & F_{M1_{i_g}} & \dots & F_{MK_{i_g}} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ F_{11_{T_1G}} & \dots & F_{1K_{T_1G}} & F_{21_{T_1G}} & \dots & F_{2K_{T_1G}} & \dots & F_{M1_{T_1G}} & \dots & F_{MK_{T_1G}} \end{array} \right],$$

$$\text{де } F_{mk_{i_g}} = \left[ \begin{array}{ccc} F_{111}(\omega_{m1k_{i_g}}) & \dots & F_{111}(\omega_{mE_{i_g}k_{i_g}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{i_g}T_1G}(\omega_{m1k_{i_g}}) & \dots & F_{S_{i_g}T_1G}(\omega_{mE_{i_g}k_{i_g}}) \end{array} \right].$$

Аналогічно блок-вектор комплексних амплітуд сигналів отримає складний ієрархічний вигляд:

$$A = [\mathcal{A}_1 \mid \mathcal{A}_2 \mid \dots \mid \mathcal{A}_{T_G}]^T,$$

$$\text{де } \mathcal{A}_{i_g} = [A_{11} \dots A_{1K_{i_g}} \mid A_{21} \dots A_{2K_{i_g}} \mid \dots \mid A_{M1} \dots A_{MK_{i_g}}]^T, A_{mk_{i_g}} = [A_{m1k_{i_g}} \dots A_{mE_{i_g}k_{i_g}}]^T.$$

Крім того, для формування блокового вектора комплексних напруг сигналів на виходах частотних фільтрів просторових каналів сукупності конформних ЦАР багатопозиційної МСЗРЛ замість (1) слід застосувати вираз

$$U = P[\times] A + n,$$

де  $[\times]$  – символ блокового добутку матриць, тобто застосування звичайного добутку матриць має обмежуватись границями однакових за індексними номерами блоків, що відповідають окремій позиції та сегменту ЦАР.

Наприклад, для

$$U = F[\times] A + n$$

з урахуванням наведених вище позначок отримаємо

$$U = \begin{bmatrix} F_{11} & \dots & F_{1K_{i_l}} & F_{21} & \dots & F_{2K_{i_l}} & \dots & F_{M1} & \dots & F_{MK_{i_l}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \ddots & & \vdots & \\ F_{11} & \dots & F_{1K_{T_G}} & F_{21} & \dots & F_{2K_{T_G}} & \dots & F_{M1} & \dots & F_{MK_{T_G}} \end{bmatrix} [\times] \begin{bmatrix} \mathcal{A}_1 \\ \vdots \\ \mathcal{A}_{T_G} \end{bmatrix} + n =$$

$$= \begin{bmatrix} [F_{11} \dots F_{1K_{i_l}} \mid F_{21} \dots F_{2K_{i_l}} \mid \dots \mid F_{M1} \dots F_{MK_{i_l}}] \mathcal{A}_1 \\ \vdots \\ [F_{11} \dots F_{1K_{T_G}} \mid F_{21} \dots F_{2K_{T_G}} \mid \dots \mid F_{M1} \dots F_{MK_{T_G}}] \mathcal{A}_{T_G} \end{bmatrix} + n.$$

За умови прийняття з ефіру лише імпульсних сигналів, наприклад, у режимі радіолокації, усі наведені викладення лишаються такими самими, за винятком застосування у них замість матриці АЧХ  $F$  матриць нормованих обвідних імпульсних сигналів. Наприклад, у виразах (2)–(5) матриця  $F$  має бути замінена на блокову матрицю

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_{111}(d_{11}) & \dots & \theta_{111}(d_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_{S_{11}11}(d_{11}) & \dots & \theta_{S_{11}11}(d_{M_{11}}) \\ \vdots & & \vdots \\ \theta_{1T_G}(d_{1T_G}) & \dots & \theta_{1T_G}(d_{M_{T_G}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_{S_{T_G}T_G}(d_{1T_G}) & \dots & \theta_{S_{T_G}T_G}(d_{M_{T_G}}) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

елементами якої є значення нормованих дискретних обвідних імпульсних сигналів у  $S$  дискретних інтервалах часу,  $d_{m_{ig}}$  – початок  $m$ -го імпульсу, прийнятого в  $t_{ig}$ -му сегменті ЦАР.

**Висновок.** Таким чином, отримані матричні співвідношення дають можливість вирішити завдання окремої селекції імпульсних та OFDM (N-OFDM) сигналів для режиму функціонування мульти-MIMO і можуть бути використані для подальшого оцінювання потенційної точності виміру їх параметрів та узагальнення на випадок прийому імпульсних сигналів на фоні одночасно діючих завад та сигналів OFDM (N-OFDM).

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Черняк В. С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе MIMO РЛС / В. С. Черняк // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 8. – С. 29–45.
2. Li J. MIMO radar signal processing / Li J., Stoica P. – New Jersey : A John Wiley & sons inc., 2009. – 160 p.
3. Daum F. MIMO Radar: Snake Oil or Good Idea / F. Daum, J. Huang // IEEE A&E Systems Magazine. – May, 2009. – P. 38–48.
4. Горшков С. А. Анализ отношения сигнал-шум MIMO радиолокационных систем / С. А. Горшков, П. И. Оргиш // Междунар. науч.-практ. конф. “Современные информационные и электронные технологии” (27–31 мая 2013 г.). – Одесса : ОНПИ. – 2013. – С. 230–233.
5. Васюта К. С. Мультирадарная информационно-измерительная система на основе хаотических сигналов / К. С. Васюта, Ф. Ф. Зоц, С. В. Озеров // Радиолокационные и телекоммуникационные системы. – 2013. – № 3. – С. 25–32.
6. Слюсар В. І. Інтегрована система зв'язку та радіолокаційної розвідки на основі технології MIMO / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // 3-я Всеукр. наук.-техн. конф. [“Перспективи розвитку озброєння і військової техніки Сухопутних військ”], (13–14 квітня 2010 р.). – Львів : АСВ, 2010. – С. 150.
7. Слюсар В. І. Конвергенція систем зв'язку та радіолокаційної розвідки / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // Наук.-техн. конф. “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки”, (16–17 грудня 2010 р.). – К. : ЦНДІ ОБТ ЗСУ, 2010. – С. 95–97.
8. Зінченко А. О. Багатопозиційна система мобільних станцій зв'язку та радіолокації / А. О. Зінченко, В. І. Слюсар // Тези доповідей 18-ї наук.-практ. конф. “Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення”, (15 квітня 2011 р.). – Житомир : ЖВІ НАУ, 2011. – С. 105–106.
9. Зінченко А. О. Модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу MIMO / А. О. Зінченко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : наук.-виробн. зб. – 2014. – № 2 (30). – С. 124–130.
10. Зінченко А. О. Удосконалена модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу MIMO / А. О. Зінченко, В. І. Слюсар // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014. – № 1. – С. 55–61.



11. Зінченко А. О. Модель відгуку багатосекційної пірамідальної антенної решітки при вимірі параметрів радіоімпульсів на фоні OFDM сигналів / А. О. Зінченко, Д. В. Слюсар // Зб. наук. праць ЦВСД НУО України. – 2013. – № 2 (48). – С. 114–118.
12. Зінченко А. О. Матричные модели откликов OFDM-сигналов в многопозиционной радарно-коммуникационной системе / Вестник военного института ВВ МВД Республики Казахстан : науч.-образоват. журнал. – 2014 – № 2(12). – С. 58–63.
13. Зінченко А. О. Модель відгуку багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі багатосегментних конформних антенних решіток / А. О. Зінченко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : наук.-виробн. зб. – 2014. – № 4 (32). – С. 104–110.
14. Миночкин А. И. Основы военно-технических исследований. Теория и приложения. Т. 2. Синтез средств информационного обеспечения вооружения и военной техники / А. И. Миночкин, В. И. Рудаков, В. И. Слюсар ; под ред. А. П. Ковтуненко. – К. : «Гранма», 2012. – С. 7–98; 354–521.
15. Слюсар В. И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами / В. И. Слюсар // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 10. – С. 9–17.

Подано 09.01.2015

**А. А. Зинченко**

#### **МНОГОПОЗИЦИОННАЯ ИНТЕГРИРОВАННАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ НА ОСНОВЕ КОНФОРМНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В РЕЖИМЕ МУЛЬТИ-ММО**

*В статье разработана математическая модель отклика приемной подсистемы многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на многочастотные сигналы, которые поступают на ее приемную подсистему. Многопозиционная система состоит из мобильных станций связи и радиолокации на каждой позиции, которые используют неоднотипные многосегментные конформные антенные решетки. Выполнение функций связи и радиолокации разделяются по времени. Модель формализована на случай функционирования системы в режиме многопользовательского ММО. Для описания сигнальной матрицы в модели применяются блочное прямое произведение матриц и блочное произведение Хатри-Рао.*

**A. O. Zinchenko**

#### **MULTIPOSITION INTEGRATED COMMUNICATIONS AND RADAR BASED CONFORMAL ANTENNA ARRAYS DURING MULTI-MIMO**

*In this paper the mathematical model of the response receiver subsystem rocker integrated system of communication and radar systems on multi-frequency signals, which are applied to its receive subsystem. The multi-system consists of mobile stations in communication and radar systems each position are used neodnotipnye many segment conformal arrays. The functions of communication and radar split time. The model is formalized for the case of the system in multi-user mode MIMO. To describe the signal matrix in the model used bloc direct product of matrices and block multiplication Khatri-Rao.*