

УДК 621.396

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

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

Зінченко А. О. Модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на основі мультিকористувальницького методу МІМО. Розроблено математичну модель відгуків багатопозиційних цифрових антенних решіток на сигнали, що надходять на приймальну підсистему мобільної системи зв'язку та радіолокації. Модель формалізована на випадок застосування лінійних та плоских цифрових антенних решіток та методу, який передбачає одночасне випромінювання кожним з передавачів активної цифрової антенної решітки сигналів однієї частоти на різних довжинах електромагнітних хвиль.

Ключові слова: цифрова антенна решітка, інтегрована система зв'язку, радіолокаційна розвідка, сигнальна матриця, швидке перетворення Фур'є, приймальна позиція

Зинченко А. А. Модель многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на основе многопользовательского метода МІМО. Разработано математическую модель откликов многопозиционных цифровых антенных решеток на сигналы, которые приходят на приемную подсистему мобильной системы связи и радиолокации. Модель формализована на случай использования линейных и плоских цифровых антенных решеток, а также метода, который предполагает одновременное излучение каждым из передатчиков активной цифровой антенной решетки сигналов одной частоты на разных длинах электромагнитных волн.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, интегрированная система связи, радиолокационная разведка, сигнальная матрица, быстрое преобразование Фурье, приемная позиция

Zinchenko A. O. Model rocker integrated communication systems and radar based on multiplayer MIMO method. It is developed a mathematical model of multi-position feedback digital antenna arrays to signals that come to receive subsystem of mobile communication and radar systems. The model is formalized in case of use of digital linear and planar antenna arrays, as well as a method that involves the simultaneous emission of each of the transmitters digital active antenna array signals of one frequency at different wavelengths of electromagnetic waves.

Keywords: digital array, integrated communications system, radar reconnaissance, signal matrix, fast Fourier transform, reception position

Вступ. Однією із характерних рис розвитку сучасної радіоелектронної техніки спеціального призначення є інтеграція у єдині системи різних за функціональним призначенням радіоелектронних засобів за допомогою новітніх інформаційних технологій. Практичним кроком у цьому напрямку є створення інтегрованих систем зв'язку і радіолокаційної розвідки (ІСЗРЛ), що у свою чергу будуть створювати єдину або розбиту на декілька 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 (MU-MIMO – Multi-User Multiple Input Multiple Output) – мульти-МІМО, 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 транспонованого

торцевого добутку матриць. Для визначення невідомих параметрів сигналів у режимі радіолокації і режимі зв'язку доцільно скористатися методом максимальної правдоподібності. Істотно, що виконання завдань радіолокаційної розвідки і завдань передачі даних можуть бути поєднані у часі.

Аналіз публікацій. Як вже було зазначено, одним з перспективних напрямів удосконалення інформаційного забезпечення військ у війнах майбутнього є використання ІСЗРЛ [1...5]. Найбільш ефективна їх реалізація спирається на застосування в багатопозиційній системі мобільних станцій зв'язку і радіолокації цифрових антенних решіток. Серед можливих шляхів побудови таких антенних систем оптимальним рішенням видається застосування конформних за конструкцією антенних систем, що складаються з кількох сегментів-решіток, розташованих по структурованій конформній поверхні, наприклад, гранях усіченої піраміди. Такі конструкції, як відомо, дозволяють відмовитися від механічного сканування променем і здійснювати миттєвий огляд простору за секторами відповідальності, виконуючи когерентне накопичення сигналів для поліпшення енергетичних показників при роботі по цілях з малими розмірами у режимі радіолокації та передачі даних рухомим кореспондентам – у режимі зв'язку.

При створенні ІСЗРЛ на основі технології ЦАР перспективним напрямом є спільне використання принципів МІМО-радіолокації і МІМО-зв'язку у багатокористувальницькому варіанті реалізації.

При аналізі потенційних можливостей ІСЗРЛ на початковому етапі розвитку відповідної теорії доцільно розглядати незалежно радіолокаційний і зв'язковий режими функціонування мобільних станцій зв'язку і радіолокації (МСЗРЛ). Такий методичний прийом дозволить виключити з аналізу найбільш складні ситуації, коли сигнали зв'язку приходять одночасно з відбитим від цілей радіолокаційним випромінюванням, якщо застосовуються різні сигнали для зв'язку і радіолокації.

Серед варіантів функціонування приймально-передавальних ЦАР у режимі мульти-МІМО найбільш простим, за аналогією з роботою [6], є метод, який передбачає одночасне випромінювання кожним з передавачів активної ЦАР одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль. Саме такий метод пропонується для застосування в ІСЗРЛ. Опис відповідної сукупності напруги сигналів по виходах приймальних каналів лінійної і плоскої ЦАР в [6] спирається на використання в аналітичній моделі відгуку ЦАР матричного добутку Хатри-Рао [7, 8]. У той же час, такий підхід не спрацьовує у разі багатопозиційного розташування системи радіолокації та зв'язку з застосуванням ЦАР, тому об'єктом подальшого розгляду є відповідне узагальнення зазначеного підходу відносно окремо взятої МСЗРЛ з багатопозиційною побудовою.

Метою статті є формування матричних моделей відгуків багатопозиційних цифрових антенних решіток на сигнали, що надходять на приймальну підсистему МСЗРЛ.

Основна частина. Викладення необхідних математичних співвідношень проведемо за принципом “від простого до складного”, розглянувши ситуацію, коли в окремо взятій позиції багатопозиційної системи МСЗРЛ застосовується одновимірний за геометричною побудовою (лінійний) 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 компонування елементів векторів напруг, амплітуд і шумів. З огляду на це, розглянемо формат матриці P більш детально.

Обмежимося спочатку аналітичними викладеннями для випадку функціонування МСЗРЛ у режимі зв'язку. Одним з найпростіших сценаріїв при цьому є передача даних від множини M кореспондентів одночасно на кілька базових станцій зв'язку за принципом SIMO (Single Input Multiple Output), коли кожен з кореспондентів застосовує термінал з одною антеною і випромінює одночастотний сигнал. При цьому у загальному випадку частотний план обрано у такий спосіб, щоб носійні частоти сигналів усіх кореспондентів відповідали сигналу неортогональної частотної дискретної модуляції (N-OFDM) [10].

При одночасному виході в ефір усіх зазначених кореспондентів на входах антенної системи кожної з базових станцій буде діяти сукупний багаточастотний сигнал з неортогональними за частотою піднесучими. Структура сигнальної матриці P і блокових векторів U та A в (1) у разі лінійних ЦАР та використання обробки N-OFDM сигналів безпосередньо по відліках аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) буде наступною:

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

де

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

- блокова матриця діаграм спрямованості антенних елементів лінійної антенної решітки t -ої позиції $Q_{rt}(x_m)$ у напрямку на m -е джерело сигналів (m -го кореспондента) з кутовою координатою x_m , $m=1, \dots, M$;
- $r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елементу в антенній решітці у межах ЦАР t -ої позиції;
- $t=1, \dots, T$ – порядковий номер позиції конкретної ЦАР у багатопозиційній системі;

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111} & \cdots & \tilde{h}_{Q11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR11} & \cdots & \tilde{h}_{QR1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QIT1} & \cdots & \tilde{h}_{QITM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QRT1} & \cdots & \tilde{h}_{QRTM} \end{bmatrix} -$$

- блокова матриця передавальних характеристик каналу MIMO \tilde{h}_{Qrtm} у напрямках на m -е джерело сигналів (m -го кореспондента) з кутовою координатою x_m ;
- $r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елементу в антенній решітці t -ої позиції;
- $t=1, \dots, T$ – порядковий номер позиції ЦАР у багатопозиційній системі;

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_1) & \cdots & F_{11}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_1) & \cdots & F_{S1}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{1T}(\omega_1) & \cdots & F_{1T}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_1) & \cdots & F_{ST}(\omega_M) \end{bmatrix} -$$

– 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 кореспонденту);

[■] – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [7, 8].

Таким чином, в моделі (2) кожному m -му джерелу сигналів з кутовою координатою x_m ставиться у відповідність одна частота сигналу ω_m . У разі цифрового формування діаграми спрямованості приймальної антенної решітки з утворенням вторинних просторових каналів матриця Q описує діаграми спрямованості таких віртуальних каналів.

У розглянутій версії режиму зв'язку демодуляція сигналів у лінійних ЦАР може бути здійснена шляхом оптимального за методом найменших квадратів оцінювання вектору комплексних амплітуд сигналів згідно з відомим виразом $\tilde{A} = (P^T P)^{-1} P^T U$ з урахуванням просторово-часового або іншого із різновидів кодування МІМО-сигналів. При цьому вважається, що усі елементи блокової сигнальної матриці P відомі.

Слід вказати, що наведений в (2) опис матриці P може мати також інше тлумачення. Аналогічний математичний запис буде справедливим у разі формування радіоканалу за принципом МІМО, коли наявна сукупність кореспондентів утворює кооперативний випромінюючий кластер для узгодженої передачі інформації, який оснащений хаотично рознесеною у просторі антенною решіткою із M передавачів. Тобто, має місце одночасне випромінювання сигналів одним віртуальним, просторово розосередженим кореспондентом з M -елементною ЦАР у напрямках T позицій з приймальними станціями, що мають R -елементні лінійні антенні решітки. У такий самий спосіб можливо представити сигнальну матрицю і у випадку одного фізичного кореспондента, термінальне обладнання якого оснащено передавальною ЦАР з M елементами, що випромінюють одночастотні сигнали на різних частотах в напрямках T приймальних позицій.

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.

Для спрощення цифрової обробки сигналів у прийальному сегменті в режимі радіолокації блокову матрицю передавальних характеристик каналу МІМО \tilde{H}_Q необхідно вилучити із виразу (2) або замінити на блокову одиничну матрицю, а саме:

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}.$$

Суттєво, що, на відміну від вирішення завдань зв'язку, у режимі радіолокації оцінюванню повинні підлягати параметричні елементи сигнальної матриці P , а саме: невідомі кутові координати джерел випромінювання, їх частоти з урахуванням ефекту Допплера, поточні дальності. При цьому невідомими амплітудами сигналів можливо знехтувати, якщо не має сенсу вимірювати ефективну відбиваючу поверхню цілей та здійснювати розпізнавання їх класів.

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.

Для розглянутих сценаріїв функціонування МСЗРЛ в режимах зв'язку та радіолокації наведений в (2) опис сигнальної матриці може бути узагальнений на випадок використання в приймальних позиціях плоских ЦАР замість лінійних. У цьому випадку, якщо представити сукупність напруг сигналів на виходах приймальних каналів багатопозиційної множини ЦАР у відомому матричному вигляді (1), то структура сигнальної матриці P і блокових векторів U та A у разі використання ідентичних плоских антенних решіток структури $R \times R$ елементів в усіх позиціях МСЗРЛ буде наступною:

$$P = ((Q \circ \tilde{H}_Q) [\blacksquare] (V \circ \tilde{H}_V) [\blacksquare]) F, \quad (3)$$

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

- 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) ;

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

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

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111} & \cdots & \tilde{h}_{Q11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR11} & \cdots & \tilde{h}_{QR1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{Q1T1} & \cdots & \tilde{h}_{Q1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QRT1} & \cdots & \tilde{h}_{QRTM} \end{bmatrix}, \quad \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V111} & \cdots & \tilde{h}_{V11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR11} & \cdots & \tilde{h}_{VR1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{V1T1} & \cdots & \tilde{h}_{V1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VRT1} & \cdots & \tilde{h}_{VRTM} \end{bmatrix} -$$

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) ;

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_1) & \cdots & F_{11}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_1) & \cdots & F_{S1}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{1T}(\omega_1) & \cdots & F_{1T}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_1) & \cdots & F_{ST}(\omega_M) \end{bmatrix} -$$

– блокова матриця АЧХ S частотних фільтрів, синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур'є на частотах M піднесучих N-OFDM сигналу;

$[\blacksquare]$ – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [7, 8].

Для режиму радіолокації блокові матриці передавальних характеристик каналу MIMO мають отримати спрощений вигляд:

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}; \quad \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}.$$

Тому вираз (3) перепишеться у вигляді:

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

де

$$Q[\blacksquare]V = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_1) \end{bmatrix} & Q_{11}(x_2) \begin{bmatrix} V_{11}(y_2) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_2) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{11}(x_M) \begin{bmatrix} V_{11}(y_M) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{21}(x_1) \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_1) \end{bmatrix} & Q_{21}(x_2) \begin{bmatrix} V_{11}(y_2) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_2) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{21}(x_M) \begin{bmatrix} V_{11}(y_M) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_1) \end{bmatrix} & Q_{R1}(x_2) \begin{bmatrix} V_{11}(y_2) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_2) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{R1}(x_M) \begin{bmatrix} V_{11}(y_M) \\ \vdots \\ V_{R1}(y_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{1T}(x_1) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_1) \end{bmatrix} & Q_{1T}(x_2) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_2) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_2) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{1T}(x_M) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_M) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{2T}(x_1) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_1) \end{bmatrix} & Q_{2T}(x_2) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_2) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_2) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{2T}(x_M) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_M) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_1) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_1) \end{bmatrix} & Q_{RT}(x_2) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_2) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_2) \end{bmatrix} & \cdots & Q_{RT}(x_M) \begin{bmatrix} V_{1T}(y_M) \\ \vdots \\ V_{RT}(y_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix}.$$

Висновки. Розроблено модель функціонування багатопозиційної системи МСЗРЛ у спрощеному випадку застосування в приймальних позиціях лінійних та плоских ЦАР, а також випромінювання кожним елементом активної ЦАР одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль. Запропонована модель відгуку ЦАР багатопозиційної системи МСЗРЛ дозволить отримати нижню межу Крамера-Рао для дисперсій оцінок параметрів сигналів і здійснити аналіз її достовірності шляхом математичного моделювання процедур обробки сигналів в прийальному сегменті МСЗРЛ при виконанні завдань зв'язку і радіолокаційної розвідки.

Метою подальших досліджень є удосконалення запропонованої моделі та моделювання окремих аспектів функціонування і обробки сигналів вказаної багатопозиційної системи мобільних станцій зв'язку і радіолокації, а також з'ясування її граничних можливостей відносно оцінки сигнальних параметрів.

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». – Львів, Академія Сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного. – 13-14 квітня 2010 р. – 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 року. – Харків: ХУПС. – 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 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.
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» (16 - 17 грудня 2010 р.). – К.: ЦНДІ ОВТ ЗСУ. – 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», 25 жовтня 2011 р. – К.: Національний університет оборони України, 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. Слюсар В. И. Семейство торцевых произведений матриц и его свойства / В. И. Слюсар // Кибернетика и системный анализ. – 1999. – Том 35; № 3. – С. 379-384.
8. 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.
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», 21-25 апреля 2008 г. – Севастополь: Севастопольский национальный технический университет, 2008. – С. 39.
10. 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.