

## МОДЕЛЬ ФУНКЦІОНУВАННЯ ІНТЕГРОВАНОЇ БАГАТОПОЗИЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ ЗА ПРИНЦИПОМ МІМО

*В статті приведено варіант моделі функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку за принципом МІМО у випадку застосування в приймальних позиціях лінійних ЦАР. Запропонована модель формалізує відгук приймального сегменту системи за умови випромінювання одним або декількома передавачами кореспондентів одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль.*

*Зінченко А.О. Модель функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку за принципом МІМО. В статті представлено варіант моделі функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку за принципом МІМО в разі застосування в приймальних позиціях лінійних цифрових антенних решіток. Представлена модель формалізує відгук приймального сегменту системи при умові випромінювання одним або декількома передавачами кореспондентів одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль.*

*A. Zinchenko Model of functioning of the integrated power system of communication on the principle MIMO. The article presents a variant of the model functioning integrated multiway communication system according to the principle of MIMO in case of use in adoptive positions linear digital antenna arrays. The proposed model formalizes response segment receiving radiation system provided by one or more single-frequency transmitters correspondents on the different lengths of electromagnetic waves.*

**Ключові слова:** мобільна станція зв'язку, інтегрована багатопозиційна система зв'язку, цифрова антенна решітка.

**Постановка проблеми.** Протягом останніх років загострилось протиріччя між значною сукупною вартістю окремих радіоелектронних засобів та вартістю інтегрованих радіоелектронних систем, що надають аналогічний набір послуг.

Інтегровані системи дозволяють знизити витрати як на закупку, так і утримання радіоелектронних засобів. Серед останніх розробок у галузі створення систем радіозв'язку, що спираються на застосування технології МІМО, заслуговує на увагу ідея створення інтегрованих багатопозиційних систем зв'язку (ІБСЗ).

Інтеграція різномірних приймально-передавальних пристроїв, що рознесені у просторі, до єдиної системи фактично дозволить перейти до створення відповідних інформаційних кластерів і кооперативного обміну інформацією між кластерами.

У якості основи для створення ІБСЗ пропонується використання мобільних станцій зв'язку (МСЗ).

В якості технологічної основи МСЗ пропонується використовувати мультисегментні цифрові антенні решітки (ЦАР), що складаються з кількох сегментів-решіток, розташованих по структурованій конформній поверхні, наприклад, гранях піраміди створюючи конформні за будовою антенні комплекси, розташовані на засобах рухомості наземного і повітряного базування.

**Аналіз останніх досліджень** показав, що основним варіантом функціонування приймально-передавальних ЦАР є режим мультикористувальницького МІМО (мульти-МІМО). Спільна обробка сигналів усіх МСЗ 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 [1, 2].

Для визначення невідомих параметрів сигналів у режимі зв'язку доцільно скористатися методом максимальної правдоподібності.

Серед варіантів функціонування приймально-передавальних ЦАР у режимі мультикористувальницького МІМО (мульти-МІМО) найбільш простим є метод, який передбачає одночасне випромінювання кожним з передавачів активної ЦАР одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль.

Опис відповідної сукупності напруги сигналів по виходах приймальних каналів лінійної і плоскої ЦАР в [3] спирається на використання в аналітичній моделі відгуку ЦАР матричного добутку Хатри-Рао [1, 2]. У той же час, такий підхід не спрацьовує у разі багатопозиційного розташування системи зв'язку з застосуванням ЦАР, тому об'єктом подальшого розгляду є відповідне узагальнення зазначеного підходу відносно окремо взятої МСЗ з багатопозиційною побудовою.

У даній статті обмежимось випадком, коли на приймальний сегмент ІБСЗ надходить сигнал від одного або декількох передавачів, що працюють одночастотними сигналами, та у кожній приймальній позиції застосовується одновимірна за геометричною побудовою (лінійна) ЦАР.

**Метою даної статті** є формування матричних моделей відгуків цифрових антенних решіток на сигнали, що надходять на приймальну підсистему ІБСЗ.

#### **Виклад основного матеріалу дослідження**

Опишемо сукупність напруг сигналів на виходах приймальних каналів багатопозиційної системи цифрових антенних решіток у матричному вигляді [4, 5]:

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

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.

Найпростішим сценарієм при цьому є передача даних від одного нерухомого кореспондента, що застосовує термінал з одною антеною, яка випромінює одночастотний сигнал одночасно на кілька базових станцій зв'язку за принципом SIMO (рис. 1).

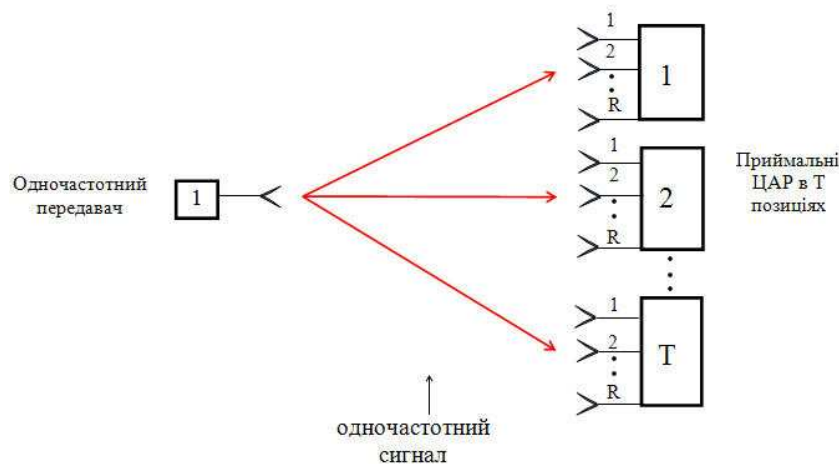


Рис. 1. Модель функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку у випадку випромінювання сигналу кореспонденту одним передавачем на одній частоті

Будемо вважати, що в кожній позиції по виходах приймальних каналів лінійних ЦАР синтезується банк частотних фільтрів за допомогою швидкого перетворення Фур'є, при цьому АЧХ синтезованих частотних фільтрів в усіх позиціях вважатимемо однаковими.

За таких умов модель (1) суттєво спроститься через трансформацію вектора комплексних амплітуд сигналів у скаляр:

$$U = a \cdot P + n, \quad (2)$$

де  $P = Q \otimes F$ ,  $a$  – комплексна амплітуда сигналу;

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) \\ \vdots \\ Q_{R1}(x_1) \\ \vdots \\ Q_{IT}(x_T) \\ \vdots \\ Q_{RT}(x_T) \end{bmatrix} - \text{блоковий вектор діаграм спрямованості антенних елементів лінійної}$$

антенної решітки  $t$ -ої позиції  $Q_{rt}(x_t)$  у напрямку на джерело сигналу (кореспондента) з відносною для  $t$ -ої позиції кутною координатою  $x_t$  (наведений вираз передбачає можливість наявності у різних позиціях неоднакових характеристик спрямованості антенних елементів, наприклад, за рахунок різного впливу оточуючого ландшафту);

$r = 1, \dots, R$  – 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;

$$F = \begin{bmatrix} F_1(\omega) \\ \vdots \\ F_S(\omega) \end{bmatrix} - \text{вектор значень АЧХ } S \text{ частотних фільтрів, синтезованих за допомогою}$$

дискретного перетворення Фур'є, на частоті сигналу;

$\omega$  – радіальна частота сигналу кореспондента;

$\otimes$  – символ кронекеровського (прямого) добутку матриць.

У разі рухомого кореспонденту, коли необхідно врахувати доплерівський зсув частоти сигналу, який буде різним для всіх позицій, у виразі для сигнальної матриці слід застосувати блоковий кронекеровський добуток та перейти до блокового вектору АЧХ.

Якщо припустити, що за час синтезу частотних фільтрів відносні кутові координати кореспондента для кожної з позицій лишаються незмінними або змінюються несуттєво, то отримаємо наступний вираз для сигнальної матриці:

$$P = Q[\otimes]F,$$

$$\text{де } F = \begin{bmatrix} F_1(\omega_1) \\ \vdots \\ F_S(\omega_1) \\ \vdots \\ F_I(\omega_T) \\ \vdots \\ F_S(\omega_T) \end{bmatrix} - \text{блоковий вектор значень АЧХ } S \text{ частотних фільтрів, синтезованих в}$$

кожній  $t$ -й позиції за допомогою дискретного перетворення Фур'є, на частоті сигналу  $\omega_t$ .

Якщо доповнити описану ситуацію застосуванням в кожній з позицій різної кількості фільтрів ШПФ, то вираз для блокового вектору АЧХ слід переписати, шляхом введення додаткового індексу з номером позиції при максимальному порядковому номері відповідного фільтру. При цьому також необхідно прийняти до уваги, що вираз АЧХ буде залежати від розмірності ШПФ і, фактично, від номера позиції:

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_1) \\ \vdots \\ F_{S_1 1}(\omega_1) \\ \vdots \\ F_{1T}(\omega_T) \\ \vdots \\ F_{S_T T}(\omega_T) \end{bmatrix}, \text{ де } S_t - \text{розмірність операції ШПФ у } t\text{-й позиції.}$$

Наведений блок-вектор значень АЧХ також застосовний у випадку, коли розмірність ШПФ в усіх позиціях однакова, але в кожній з позицій використовується свій банк частотних фільтрів. Наприклад, за умови використання методу частотної модуляції множини несучих, що передбачає наявність банку частотних фільтрів (FBMC, Filter-Bank Multi-Carrier Modulation), в різних позиціях можуть реалізовуватися різні банки фільтрів, які формуються завдяки неоднаковим ваговим сумах з АЧХ фільтрів ШПФ.

У зазначений вище спосіб можливо модифікувати і блокову матрицю діаграм спрямованості антенних елементів, у разі, коли кількість антенних елементів в усіх позиціях неоднакова, і їхній аналітичний вираз для різних позицій не співпадає:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) \\ \vdots \\ Q_{R_1 1}(x_1) \\ \vdots \\ Q_{1T}(x_T) \\ \vdots \\ Q_{R_T T}(x_T) \end{bmatrix}, \text{ де } R_t - \text{кількість антенних елементів в лінійній ЦАР у } t\text{-й позиції.}$$

Порівняно складнішим випадком є передача даних від множини  $M$  кореспондентів одночасно на кілька базових станцій зв'язку за принципом SIMO, коли кожен з кореспондентів застосовує термінал з одною антеною і випромінює одночастотний сигнал (рис. 2). 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) [6].

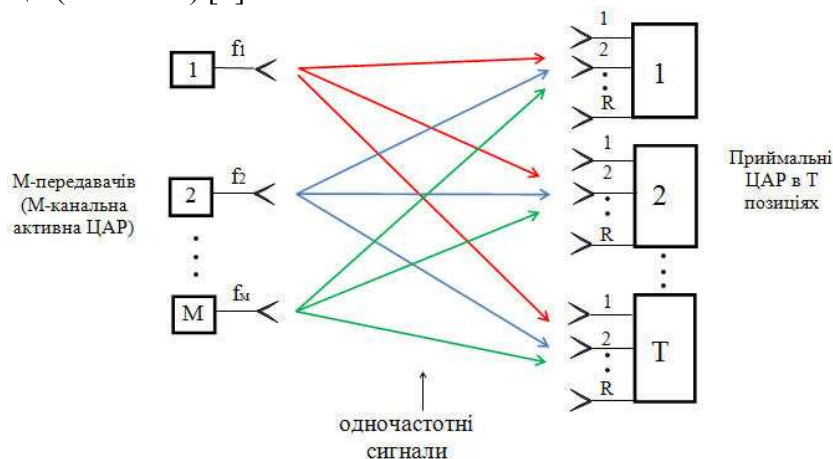


Рис. 2. Режим зв'язку у випадку  $M$  одночастотних кореспондентів

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-цифрового перетворювачів (АЦП) буде наступною:

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

де  $Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_{11}) & \cdots & Q_{11}(x_{M1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_{11}) & \cdots & Q_{R1}(x_{M1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{IT}(x_{IT}) & \cdots & Q_{IT}(x_{MT}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_{IT}) & \cdots & Q_{RT}(x_{MT}) \end{bmatrix}$  – 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 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

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

$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_1) & \cdots & F_{11}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_1) & \cdots & F_{S1}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{IT}(\omega_1) & \cdots & F_{IT}(\omega_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_1) & \cdots & F_{ST}(\omega_M) \end{bmatrix}$  – блокова матриця АЧХ  $S$  частотних фільтрів,

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

$\omega_m$  – радіальна частота сигналу ( $m$ -го кореспондента);

$[\blacksquare]$  – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [1, 2].

Таким чином, в моделі (3) кожному  $m$ -му джерелу сигналів з кутовою координатою  $x_m$  ставиться у відповідність одна частота сигналу  $\omega_m$ .

У разі цифрового формування діаграми спрямованості приймальної антенної решітки з утворенням вторинних просторових каналів матриця  $Q$  описує діаграми спрямованості таких віртуальних каналів.

Якщо всі отримані сигнали будуть ортогональними за частотою, тобто відповідатимуть спектральній структурі OFDM, то блокова матриця  $F$  перетвориться у матрицю з

діагональними блоками (значення АЧХ ШПФ фільтрів на всіх ортогональних частотах, що не співпадають з максимумом головної пелюстки АЧХ, будуть дорівнювати нулю), а саме:

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & F_{S1}(\omega_M) \\ \hline F_{1T}(\omega_1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & F_{ST}(\omega_M) \end{bmatrix},$$

або при нехтуванні впливом АЧХ аналогового тракту, за умови  $F_{11}(\omega_1)=\dots=F_{11}(\omega_M)=F_{1T}(\omega_1)=\dots=F_{ST}(\omega_M)=S$ :

$$F = \begin{bmatrix} S & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & S \\ \hline S & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & S \end{bmatrix}.$$

У розглянутій версії функціонування ІБСЗ 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 (3) 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.

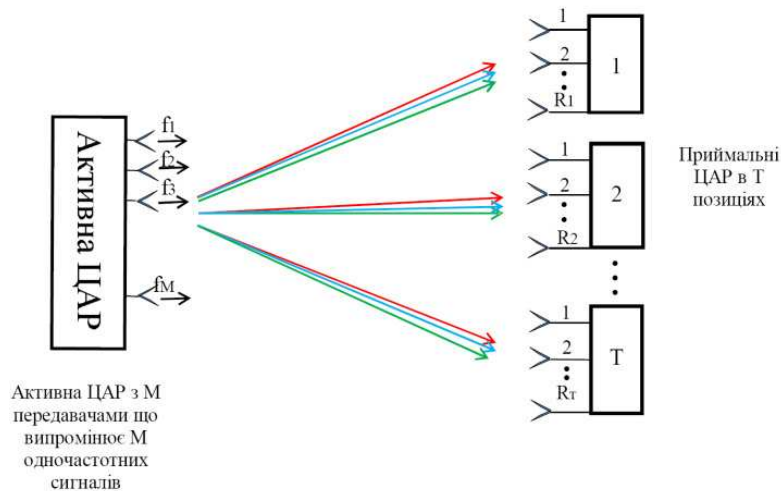


Рис. 3. Модель функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку у випадку випромінювання  $M$  одночастотних сигналів  $M$ -каналньою активною ЦАР

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 (рис. 3).

Для спорідненого з ситуацією на рис. 2, 3 випадку, коли одноантенний передавач виводить  $M$ -частотний сигнал (рис. 4) аналітичний опис сигнальної матриці може бути поданий у такий спосіб:

$$P = Q[\otimes]F,$$

$$\text{де } Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) \\ \vdots \\ Q_{R_1 1}(x_1) \\ \vdots \\ Q_{1T}(x_T) \\ \vdots \\ Q_{R_T T}(x_T) \end{bmatrix}, \text{ де } R_t - \text{кількість антенних елементів в лінійній ЦАР у } t\text{-й позиції.}$$

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{11}) & \cdots & F_{11}(\omega_{M1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\omega_{11}) & \cdots & F_{S1}(\omega_{M1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{1T}(\omega_{1T}) & \cdots & F_{1T}(\omega_{MT}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\omega_{1T}) & \cdots & F_{ST}(\omega_{MT}) \end{bmatrix} - \text{блокова матриця АЧХ } S \text{ частотних фільтрів,}$$

синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур'є на частотах піднесучих  $N$ -OFDM (OFDM) сигналу.

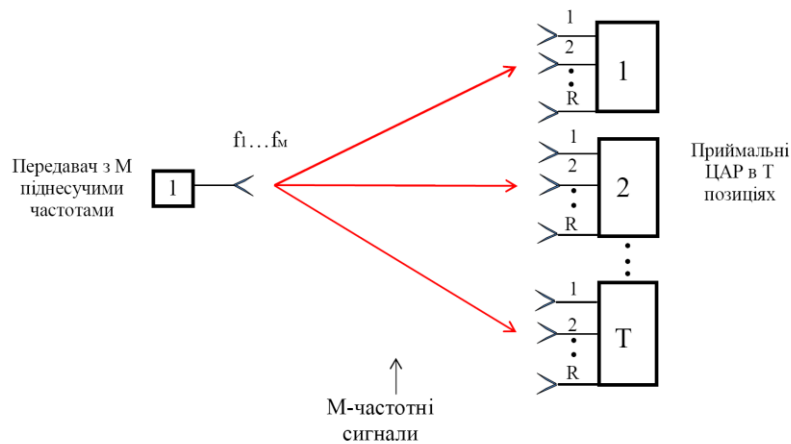


Рис. 4. Модель функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку у випадку випромінювання  $M$ -частотних сигналів одноантенним передавачем

### **Висновки**

Розроблено модель функціонування ІБСЗ у спрощеному випадку застосування в приймальних позиціях лінійних ЦАР, а також випромінювання одним або декількома передавачами одночастотних сигналів на різних довжинах електромагнітних хвиль. Запропонована модель відгуку ЦАР ІБСЗ дозволить отримати нижню межу Крамера-Рао для дисперсій оцінок параметрів сигналів і здійснити аналіз її достовірності шляхом математичного моделювання процедур обробки сигналів в приймальному сегменті ІБСЗ.

Метою подальших досліджень є удосконалення запропонованої моделі та моделювання окремих аспектів функціонування і обробки сигналів вказаної ІБСЗ.

### **ЛІТЕРАТУРА**

1. Слюсар В. И. Семейство торцевых произведений матриц и его свойства. / В. И. Слюсар // Кибернетика и системный анализ. – 1999. – Том 35; № 3. – С. 379 – 384.
2. 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.
3. 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.
4. 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.
5. 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.
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.