

Методи роздільної демодуляції сигналів у багатопозиційній інтегрованій системі зв'язку та радіолокаційної розвідки

Резюме. У статті за допомогою методу найменших квадратів та раніше запропонованих моделей розроблено методи роздільної селекції OFDM (N-OFDM) та імпульсних сигналів в багатопозиційній інтегрованій системі зв'язку та радіолокації (ІСЗРЛ), реалізованої на основі багато користувальницької версії МІМО, для різних режимів радіолокації і зв'язку мобільних станцій зв'язку та радіолокації у кожній позиції, оснащених цифровими антенними решітками у форматі лінійних, плоских та конформних конструкцій. Перевагами запропонованого підходу є простота обчислювальної процедури, якісна оцінка параметрів сигналів, інваріантність розроблених методів до моделі функціонування ІСЗРЛ.

Ключові слова: цифрова антенна решітка, матрична модель.

Постановка проблеми. Однією з тенденцій розвитку радіотехнічних систем є поєднання різних за своїм призначенням систем на єдиній апаратній платформі. Підґрунтям для такої інтеграції стала спорідненість архітектури сучасних засобів радіозв'язку, радіолокації та навігаційного забезпечення. Мова йде про широке застосування технологій цифрових антенних решіток (ЦАР), МІМО (множинний вхід – множинний вихід), уніфікованих архітектурних рішень на основі програмної реконфігурації апаратури, сигналів OFDM (мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів) та N-OFDM (мультиплексування з неортогональним частотним розділенням каналів) для вирішення завдань зв'язку та радіолокації. Такий підхід підтверджується поглядами фахівців країнок членів блоку НАТО [1], де такі системи отримали назву радарно-телекомунікаційних (RedCom).

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Автором спільно з професором В. І. Слюсарем, була запропонована ідея створення багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації (ІСЗРЛ) із застосуванням у кожній позиції мобільної станції зв'язку та радіолокації (МСЗРЛ) на основі ЦАР сумісно з технологією МІМО. Для реалізації такої системи були розроблені матричні моделі описів відгуків приймальних лінійних [3-7], плоских [3-6] та конформних мультисегментних ЦАР [8-10] з ідентичними каналами у складі багатопозиційної ІСЗРЛ, реалізація якої спирається на технологію МІМО. Новизна розроблених аналітичних моделей полягає в охопленні різноманітних варіантів цифрової обробки OFDM, N-OFDM та імпульсних сигналів, як по вихідних напругах відліків аналогово-цифрового перетворювача

(АЦП), так і після процедури їх додаткового стробування. Наступним кроком на шляху створення теоретичних основ функціонування ІСЗРЛ вважається розроблення специфічних методів обробки сигналів зв'язку та радіолокації.

Метою статті є розроблення методів роздільної обробки OFDM (N-OFDM) та імпульсних сигналів в багатопозиційній ІСЗРЛ, реалізованої на основі багато користувальницької версії МІМО, для різних режимів радіолокації і зв'язку МСЗРЛ, оснащених ЦАР у форматі лінійних, плоских та конформних конструкцій.

Виклад основного матеріалу. У ході дослідження здобувачем було розроблено сімейство матричних моделей відгуку приймальної підсистеми мобільної станції зв'язку та радіолокаційної розвідки з багатопозиційною побудовою [3-10]. У цих моделях особливим чином, через введення системи індексів та об'єднання елементів матриць у рядки, стовбці та блоки, отримані компоненти, що враховують характеристики діаграм спрямованості антенних систем, передаточні характеристики каналів, амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) сигналів, особливості обробки сигналів та структуру побудови багатопозиційної радарно-телекомунікаційної системи. При цьому використовувались операції блочного транспонованого добутку матриць, кронекерівського добутку матриць та інші специфічні операції.

Обмежимося варіантом виконання завдань радіолокації та зв'язку ІСЗРЛ із розподілом по часу та умовою про ідентичність АЧХ характеристик антенних елементів ЦАР МСЗРЛ у кожній позиції багатопозиційної ІСЗРЛ.

Для опису сукупності напруг сигналів на виходах приймальних каналів багатопозиційної системи цифрових антенних решіток застосуємо відомий матричний запис [11]:

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

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.

Напруга, що наводиться на антенних елементах ЦАР, є сумою всіх корисних сигналів та шуму на вході кожного антенного елемента. З використанням (1) нескладно скласти систему лінійних рівнянь для наближеного рішення завдання з пошуку невідомого блокового вектора комплексних амплітуд сигналів A в режимі зв'язку. При цьому вважається, що усі елементи блокової сигнальної матриці P відомі.

Для визначення невідомих параметрів сигналів в режимах радіолокації і зв'язку доцільно скористатися методом найменших квадратів (МНК). Його перевагами є простота обчислювальної процедури та прийнятна за статистичними даними якість оцінки. Оптимальне за методом найменших квадратів оцінювання вектора комплексних амплітуд сигналів для режиму зв'язку здійснюється з урахуванням просторово-часового або іншого з різновидів кодування МІМО-сигналів згідно з відомим виразом:

$$\tilde{A} = (P^T P)^{-1} P^T U. \quad (2)$$

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

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

Отримана інформація від кожної МСЗРЛ про значення кутових координат і радіальних швидкостей цілей буде основою для вирішення завдання визначення дальності до цілей триангуляційним або іншими методами, відомими з теорії багатопозиційної радіолокації.

Таким чином, у наведених виразах ключовим елементом є сигнальна матриця P , структура якої визначає компонування елементів векторів напруг, амплітуд і шумів.

Роботи [3-10], в межах яких було розроблено сімейство матричних моделей описів відгуків приймальних ЦАР у багатопозиційній ІСЗРЛ, були присвячені визначенню структури матриці P для різних режимів роботи, кількості та структури сигналів, що надходять на приймальний сегмент ІСЗРЛ. Підстановка у вирази (2, 3) матричної моделі, яка буде відповідати режиму функціонування ІСЗРЛ та сигнальній ситуації, що склалася, і буде складати основу методів демодуляції сигналів. Перевагою такого підходу є уніфікація виразів (2, 3) для будь-якої моделі. Гіпотезу про кількість джерел сигналів, структуру сигналів, кількість об'єктів радіолокації можливо вирішувати шляхом ітераційного перебору процесором станції існуючого банку моделей.

Розглянемо формат матриці P більш детально. В якості прикладу структури матричної моделі та введеної системи індексів наведемо модель відгуку приймального сегмента ІСЗРЛ із застосуванням в МСЗРЛ конформних мультисегментних ЦАР із плоскими решітками у сегментах та прийому ортогональних одночастотних сигналів, що буде відповідати структурі одного OFDM пакету (рис. 1).

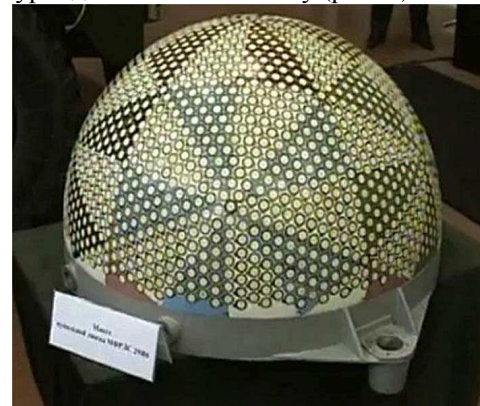


Рис. 1. Приклад багатосегментної конформної антенної решітки

За умови факторизації діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній і кутомісцевій площинах і однакової кількості елементів у рядках і стовпцях плоскої антенної решітки у сегментах, модель відгуку приймального сегмента багатопозиційної ІСЗРЛ набуде вигляду:

а) режим зв'язку за принципом МІМО

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

б) режим радіолокації

$$P = (Q [\otimes] V) [\blacksquare] F, \text{ де}$$

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{11}11}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{R_{11}11}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{IT_{1G}}(x_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & Q_{IT_{1G}}(x_{M_{T_{1G}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{T_{1G}T_{1G}}}(x_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & Q_{R_{T_{1G}T_{1G}}}(x_{M_{T_{1G}}}) \\ \hline V_{111}(y_{I_{11}}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{11}11}(y_{I_{11}}) & \cdots & V_{R_{11}11}(y_{M_{11}}) \\ \hline V_{IT_{1G}}(y_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & V_{IT_{1G}}(y_{M_{T_{1G}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{T_{1G}T_{1G}}}(y_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & V_{R_{T_{1G}T_{1G}}}(y_{M_{T_{1G}}}) \end{bmatrix},$$

блокові матриці діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{r_{i_g}t_{1g}}(x_{m_{t_{1g}}})$ і

кутомісцевій $V_{r_{i_g}t_{1g}}(y_{m_{t_{1g}}})$ площинах у напрямках на m -е джерело сигналів з кутовими координатами $(x_{m_{t_{1g}}}, y_{m_{t_{1g}}})$ відносно t_{1g} -ї

позиції, матриці розбиті на блоки по вертикалі, кожен з яких описує діаграми спрямованості просторових каналів в окремій позиції МСЗРЛ;

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

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

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

$r=1, \dots, R_{t_{1g}}$ - порядковий номер антенного елемента в лінійній антенній решітці у межах t_{1g} -го сегмента;

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q1111_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{Q111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{11}11_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{11}11M_{11}} \\ \hline \tilde{h}_{QIT_{1G}1_{T_{1G}}} & \cdots & \tilde{h}_{QIT_{1G}M_{T_{1G}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{T_{1G}T_{1G}}1_{T_{1G}}} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{T_{1G}T_{1G}}M_{T_{1G}}} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V1111_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{V111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{11}11_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{11}11M_{11}} \\ \hline \tilde{h}_{VIT_{1G}1_{T_{1G}}} & \cdots & \tilde{h}_{VIT_{1G}M_{T_{1G}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{T_{1G}T_{1G}}1_{T_{1G}}} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{T_{1G}T_{1G}}M_{T_{1G}}} \end{bmatrix}.$$

блокові матриці передаточних характеристик каналу МІМО в азимутальній $\tilde{h}_{QR_{i_g}t_{1g}m_{t_{1g}}}$ і кутомісцевій $\tilde{h}_{VR_{i_g}t_{1g}m_{t_{1g}}}$ площинах у напрямку на m -е джерело сигналів з відносними кутовими координатами $(x_{m_{t_{1g}}}, y_{m_{t_{1g}}})$;

$r=1, \dots, R_{t_{1g}}$ - порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у межах t_{1g} -го сегмента;

$$F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{1_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\omega_{1_{11}}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\omega_{M_{11}}) \\ \hline F_{IT_{1G}}(\omega_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & F_{IT_{1G}}(\omega_{M_{T_{1G}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{M_{T_{1G}}}) \end{bmatrix}.$$

блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, сформованих за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є, на частотах піднесучих OFDM сигналу.

У разі присутності OFDM сигналу від кожного джерела M з довільною кількістю піднесучих у кожному пакеті структура матриці F набуде наступного вигляду:

$$F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{111}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_111}) & \cdots & F_{111}(\omega_{1M_1}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_M M_1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{111}}(\omega_{111}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{E_111}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{1M_1}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{E_M M_1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{I_{T_{1G}}}(\omega_{111}) & \cdots & F_{I_{T_{1G}}}(\omega_{E_111}) & \cdots & F_{I_{T_{1G}}}(\omega_{1M_1}) & \cdots & F_{I_{T_{1G}}}(\omega_{E_M M_1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{111}) & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{E_111}) & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{1M_1}) & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{E_M M_1}) \end{bmatrix},$$

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

Відповідно структури сигнальної матриці P , блок-вектор амплітуд сигналів прийме вигляд

$$A = [A_{11} \cdots A_{1E_1} | \cdots | A_{m1} \cdots A_{mE_m}]^T.$$

Можливо зауважити, що розроблений в роботах [3-10] перелік моделей не охоплює всі можливі варіанти побудови МСЗРЛ та сигнальної обстановки для функціонування запропонованої багатопозиційної ІСЗРЛ. З нарощуванням кількості та структури сигналів, апаратної побудови МСЗРЛ у багатопозиційній ІСЗРЛ аналогічним чином будуть модифікуватись структури сигнальної матриці та блок-вектор амплітуд сигналів, але методи роздільної демодуляції сигналів (2, 3) будуть лишатись незмінними.

Висновок. На основі методу найменших квадратів розроблені методи роздільної обробки OFDM (N-OFDM) та імпульсних сигналів у багатопозиційній ІСЗРЛ, реалізованої на основі багатокористувальницької версії МІМО, для різних режимів радіолокації і зв'язку МСЗРЛ, оснащених ЦАР у форматі лінійних, плоских та конформних конструкцій. Перевагами запропонованого підходу є простота обчислювальної процедури, якісна оцінка параметрів сигналів, інваріантність розроблених методів до моделі функціонування ІСЗРЛ. **Напрямом подальших досліджень** вважається оцінка потенційної точності розроблених методів та моделювання деяких аспектів функціонування ІСЗРЛ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Quaranta P. Radar technology for 2020 / P. Quaranta // *Militari technology*. – 2016. – № 9(48). – P. 86-89.
2. 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.

3. 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.
4. Зінченко А. О. Матрична формалізація відгуку багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації у режимі зв'язку / А. О. Зінченко // *Військово-технічний збірник*. – 2014. – №2(11). – С. 23 – 27.
5. Зінченко А. О. Удосконалена модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу МІМО / А. О. Зінченко, В. І. Слюсар // *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. – 2014. – №1. – С. 55 – 61.
6. Зінченко А. О. Модель функціонування багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації у режимі МІМО радіолокації / А. О. Зінченко, В. І. Слюсар // *Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони*. – 2014. – №2(20). – С. 49 – 55.
7. Зінченко А. О. Модель функціонування інтегрованої багатопозиційної системи зв'язку за принципом МІМО / А. О. Зінченко // *Збірник наукових праць Військового інституту телекомунікацій та інформатизації Державного університету телекомунікацій*. – 2014. – №1. – С. 13 – 20.
8. Зінченко А. А. Матричные модели откликов OFDM-сигналов в многопозиционной радарно-коммуникационной системе / А. А. Зинченко // *Научно-образовательный журнал “Вестник военного института ВВ МВД республики Казахстан”*. – 2014 – №2(12). – С. 58 – 63.
9. 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*. – 2014. – №4(32). – С. 34 – 40.
10. Зінченко А. О. Багатопозиційна інтегрована система зв'язку і радіолокації на основі конформних антенних решіток у режимі мульті-

МІМО / А. О. Зінченко // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем. – 2015. – №10. – С. 51 – 59.

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.

Стаття надійшла до редакції 12.12.2016

Зинченко А. О. к.т.н., доцент

Национальный университет обороны Украины имени Ивана Черняховского, Киев

Методы раздельной демодуляции сигналов в многопозиционной интегрированной системе связи и радиолокационной разведки

Резюме. В статье с помощью метода наименьших квадратов и ранее предложенных моделей разработаны методы раздельной селекции OFDM (N-OFDM) и импульсных сигналов в многопозиционной интегрированной системе связи и радиолокации (ИСЗРЛ), реализованной на основе многопользовательской версии MIMO, для разных режимов радиолокации и связи мобильных станций связи и радиолокации в каждой позиции, оснащенных цифровыми антенными решетками в формате линейных, плоских и конформных конструкций. Преимуществами предложенного подхода является простота вычислительной процедуры, качественная оценка параметров сигналов, инвариантность разработанных методов к модели функционирования ИСЗРЛ.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, матричная модель.

A. Zinchenko, Ph.D

National Defence University of Ukraine named after Ivan Chernykhovsky, Kyiv

Methods of separate demodulation of signals are in the multiposition integrated communication and radio-location secret service network

Resume. In the article by means of least-squares method and the before offered models the worked out methods of separate selection of OFDM (N-OFDM) and impulsive signals in the multiposition integrated communication and radio-location realized on the basis of much user version of MIMO network, for the different modes of radio-location and connection of the mobile stations of connection and radio-location in every position, equipped by digital arrays in the format of linear, flat and conformal constructions. Advantages offered approach is simplicity of calculable procedure, quality estimation of parameters of signals, invariance of the worked out methods to the model of functioning of multiposition integrated communication and radio-location.

Keywords: digital array, matrix model.