УДК 621.396

А.О. Зінченко[1], В.І. Слюсар[2]

[1]*Національний університет оборони України імені Івана Черняховського, Київ*
[2]*Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ*

БАГАТОПОЗИЦІЙНА ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА ЗВ'ЯЗКУ І РАДІОЛОКАЦІЇ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ МЕТОДУ ДЕЦИМАЦІЇ ВІДЛІКІВ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

У статті удосконалені розроблені раніше математичні моделі відгуку приймальної підсистеми багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на сигнали, що надходять на її приймальну підсистему, за рахунок застосування методу додаткового стробування відліків аналогово-цифрових перетворювачів. Моделі формалізовані для застосування окремих лінійних, плоских, а також конформних багатосекційних цифрових антенних решіток у приймальних позиціях багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації. Розглянуто варіанти надходження на приймальну підсистему окремих одночастотних сигналів від кожної активної позиції, що у сукупності утворюють інформаційний сигнал OFDM (N-OFDM), та складних багаточастотних сигналів OFDM (N-OFDM) від кожної позиції. Такий підхід дозволить спростити вимоги до швидкодії цифрових пристроїв обробки сигналів у приймальних цифрових антенних решітках.

Ключові слова: *цифрова антенна решітка, багатопозиційна інтегрована система зв'язку та радіолокації, сигнальна матриця, діаграма спрямованості, додаткове стробування, приймальна позиція.*

Вступ

Серед тенденцій розвитку інформаційних систем спеціального призначення заслуговує на увагу ідея створення багатофункціональних засобів, які поєднують у межах однієї апаратної платформи вирішення завдань традиційно притаманних окремим за призначенням радіотехнічним комплексам. Прикладом може слугувати початок розробки інформаційних систем, що забезпечують реалізацію функцій радіолокації та зв'язку на єдиній платформі апаратних засобів зі спільним набором радіосигналів. Вони отримали за кордоном назву радарно-комунікаційних систем [1]. Наступний крок, це інтеграція таких багатофункціональних засобів у єдині інформаційні кластери [2, 3]. Такий підхід дозволить досягти синергетичного ефекту.

У роботах [4, 5] авторами була запропонована ідея створення багатопозиційної інтегрованої системи мобільних станцій зв'язку та радіолокаційної розвідки (МСЗРЛ) із застосуванням лінійних, плоских або мультисегментних конформних антенних решіток у якості приймально-передавальних пристроїв на кожній позиції. З метою розробки алгоритмічного забезпечення функціонування описаної багатопозиційної системи, авторами було розроблено ряд аналітичних моделей відгуку її приймальної підсистеми [6-10]. Моделі були формалізовані на випадок застосування на кожній позиції лінійних, плоских та багатосекційних конформних цифрових антенних решіток (КЦАР). При цьому для випадку застосування КЦАР у моделях відгуку передбачалися варіанти використання лінійних і плоских антенних решіток у секціях, а також багатосегментна побудова самих секцій. Проте така формалізація відгуку приймальної підсистеми багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації призводить до різкого збільшення обчислювальних операцій, що у свою чергу накладає обмеження на швидкодію спеціалізованих приладів цифрової обробки сигналів. Наведені у [6-10] співвідношення були орієнтовані на обробку безпосередньо відліків напруг сигналів по виходам аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Разом із тим, для спрощення вимог до швидкодії цифрових пристроїв обробки сигналів у приймальних ЦАР може бути застосоване проріджування інформаційних потоків за рахунок додаткового стробування відліків АЦП [11]. Вважається за доцільне провести узагальнення відгуку багатопозиційної системи МСЗРЛ саме за такою процедурою.

Метою статті є удосконалення раніше розроблених матричних моделей відгуку приймальної підсистеми багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на основі цифрових антенних решіток з урахуванням процедури додаткового стробування відліків АЦП.

Основна частина

Для спрощення цифрової обробки сигналів будемо вважати, що формування квадратурних складових їх напруг здійснюється в аналоговому сегменті приймального тракту. При цьому обмежимось умовою, що смуга частот сигналів не є настільки широкою, щоб завдати значних викривлень у розквадратуренні сигналів. Аналого-цифрове перетворення кожної з отриманих у такий спосіб квадратурних складових напруг дозволяє в подальшому застосувати один з методів додаткового стробування (децимації) відліків АЦП. Сутність процедури проріджування (децимації) полягає у формуванні за сумою відліків АЦП одного сумарного відліку, що жорстко прив'язується за часом до сітки тактових імпульсів АЦП (рис. 1).

Рис. 1. Процедура децимації відліків аналого-цифрового перетворювача

Для позначення процедури додаткового стробування відліків АЦП введемо узагальнене позначення $Z(\mu_m)$, що буде відповідати комплексній амплітудно-частотній характеристиці (АЧХ) процедури додаткового стробування відліків АЦП. Застосування величини $Z(\mu_m)$ дозволяє врахувати частотно-селективні властивості операції додаткового стробування в обробці сигналів. Таке узагальнене позначення застосуємо з метою формування сигнальних матриць, що були розроблені у попередніх роботах [6-10].

Для початку розглянемо випадок, коли на приймальну підсистему надходять окремі сигнали, що у сукупності утворюють інформаційний сигнал OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) або N-OFDM (non-orthogonal frequency division multiplexing).

Таким чином, у випадку виконання в приймальній ЦАР операції додаткового стробування відліків АЦП вектор напруг відгуків частотних фільтрів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) на пакет OFDM (N-OFDM) сигналу, що утворений одночастотними сигналами M випромінювачів, може бути отриманий, якщо зробити підстановки у сигнальну матрицю P відповідних співвідношень. Зокрема, для лінійних ЦАР, коли значення АЧХ фільтрів ШПФ та пристрою додаткового стробування відліків АЦП на частотах сигналів для всіх позицій однакові, у режимі зв'язку мова має йти про вираз:

$$P=\left(\tilde{H}\circ Q\right)[\blacksquare]\left(Z\blacksquare F\right), \qquad (1)$$

де $Z=\left[Z(\mu_1)\ \cdots\ Z(\mu_M)\right]$ – вектор-рядок ненормованої АЧХ цифрового фільтру додаткового стробування відліків АЦП на частотах M піднесучих сукупного OFDM (N-OFDM) сигналу, що формується за рахунок випромінювання електромагнітних коливань антенними пристроями M абонентських терміналів;

$$Q=\begin{bmatrix} Q_{11}(x_{11}) & \cdots & Q_{11}(x_{M1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_{11}) & \cdots & Q_{R1}(x_{M1}) \\ \hline & \vdots & \\ \hline Q_{1T}(x_{1T}) & \cdots & Q_{1T}(x_{MT}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_{1T}) & \cdots & Q_{RT}(x_{MT}) \end{bmatrix}$$ – блокова матриця

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

$$\tilde{H}_Q=\begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111} & \cdots & \tilde{h}_{Q11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR11} & \cdots & \tilde{h}_{QR1M} \\ \hline & \vdots & \\ \hline \tilde{h}_{Q1T1} & \cdots & \tilde{h}_{Q1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QRT1} & \cdots & \tilde{h}_{QRTM} \end{bmatrix}$$ – блокова матриця

передавальних характеристик каналу MIMO $\tilde{h}_{Qrtm}$ у напрямках на m-те джерело сигналів (m-го кореспондента) з кутовою координатою x_m;

$$F=\begin{bmatrix} F_{11}(\mu_1) & \cdots & F_{11}(\mu_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\mu_1) & \cdots & F_{S1}(\mu_M) \\ \hline & \vdots & \\ \hline F_{1T}(\mu_1) & \cdots & F_{1T}(\mu_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\mu_1) & \cdots & F_{ST}(\mu_M) \end{bmatrix}$$ – блокова матриця

АЧХ S частотних фільтрів, синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур'є на частотах піднесучих OFDM, N-OFDM сигналу; μ_m – радіальна частота сигналу (m-го кореспонденту); – символ матричного добутку Адамара (поелементний добуток); $[\blacksquare]$ – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [12]; $\blacksquare$ – символ транспонованого торцевого добутку матриць [12].

Якщо добуток $Z\blacksquare F$ подати у блоковому вигляді з розбиттям на стовпці, наприклад,

$$Z\blacksquare F=\begin{bmatrix}Z(\mu_1)\\ \vdots\\ Z(\mu_M)\end{bmatrix}^T\blacksquare\left[\begin{array}{ccc}F_{11}(\mu_1)&\cdots&F_{11}(\mu_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ F_{S1}(\mu_1)&\cdots&F_{S1}(\mu_M)\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline F_{1T}(\mu_1)&\cdots&F_{1T}(\mu_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ F_{ST}(\mu_1)&\cdots&F_{ST}(\mu_M)\end{array}\right]=$$

$$=\left[\begin{array}{c:c:c}Z(\mu_1)\begin{bmatrix}F_{11}(\mu_1)\\ \vdots\\ F_{S1}(\mu_1)\end{bmatrix}&\cdots&Z(\mu_M)\begin{bmatrix}F_{11}(\mu_M)\\ \vdots\\ F_{S1}(\mu_M)\end{bmatrix}\\ \hdashline \vdots&\cdots&\vdots\\ \hdashline Z(\mu_1)\begin{bmatrix}F_{1T}(\mu_1)\\ \vdots\\ F_{ST}(\mu_1)\end{bmatrix}&\cdots&Z(\mu_M)\begin{bmatrix}F_{1T}(\mu_M)\\ \vdots\\ F_{ST}(\mu_M)\end{bmatrix}\end{array}\right],$$

то замість (1) слід застосувати вираз:

$$P=\left(\tilde{H}\circ Q\right)[\otimes]\left(Z\blacksquare F\right). \qquad (2)$$

у якому, $[\otimes]$ – блоковий кронекеровський (прямий) добуток матриць, а матриці Q, $\tilde{H}_Q$ будуть мати додаткове розшарування за стовбцями по вертикалі, а саме,

$$Q=\left[\begin{array}{c:c:c}Q_{11}(x_1)&\cdots&Q_{11}(x_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ Q_{R1}(x_1)&\cdots&Q_{R1}(x_M)\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline Q_{1T}(x_1)&\cdots&Q_{1T}(x_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ Q_{RT}(x_1)&\cdots&Q_{RT}(x_M)\end{array}\right],\quad \tilde{H}=\left[\begin{array}{c:c:c}\tilde{h}_{111}&\cdots&\tilde{h}_{11M}\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ \tilde{h}_{R11}&\cdots&\tilde{h}_{R1M}\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline \tilde{h}_{1T1}&\cdots&\tilde{h}_{1TM}\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ \tilde{h}_{RT1}&\cdots&\tilde{h}_{RTM}\end{array}\right],$$

або

$$P=\left(\tilde{H}\circ Q\right)[\otimes]\left(Z[\otimes]F\right), \qquad (3)$$

якщо Z є блоковим вектор-рядком і має узгоджену блокову структуру з матрицею F з розшаруванням по стовпцях, тобто $Z=\left[Z(\mu_1)\ \vdots\ \cdots\ \vdots\ Z(\mu_M)\right]$,

$$F=\left[\begin{array}{c:c:c}F_{11}(\mu_1)&\cdots&F_{11}(\mu_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ F_{S1}(\mu_1)&\cdots&F_{S1}(\mu_M)\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline F_{1T}(\mu_1)&\cdots&F_{1T}(\mu_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ F_{ST}(\mu_1)&\cdots&F_{ST}(\mu_M)\end{array}\right],\quad Z[\otimes]F=$$

$$\left[\begin{array}{c:c:c}Z(\mu_1)\begin{bmatrix}F_{11}(\mu_1)\\ \vdots\\ F_{S1}(\mu_1)\end{bmatrix}&\cdots&Z(\mu_M)\begin{bmatrix}F_{11}(\mu_M)\\ \vdots\\ F_{S1}(\mu_M)\end{bmatrix}\\ \hdashline \vdots&\cdots&\vdots\\ \hdashline Z(\mu_1)\begin{bmatrix}F_{1T}(\mu_1)\\ \vdots\\ F_{ST}(\mu_1)\end{bmatrix}&\cdots&Z(\mu_M)\begin{bmatrix}F_{1T}(\mu_M)\\ \vdots\\ F_{ST}(\mu_M)\end{bmatrix}\end{array}\right].$$

У разі застосування в різних позиціях МСЗРЛ неоднакових методів додаткового стробування відліків АЦП блоковий вектор-рядок Z у виразі (4) має трансформуватись у блокову матрицю

$$Z=\left[\begin{array}{c:c:c}Z_1(\mu_1)&\cdots&Z_1(\mu_M)\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline Z_T(\mu_1)&\cdots&Z_T(\mu_M)\end{array}\right],$$

де нижній індекс при Z означає порядковий номер позиції,

$$Z[\otimes]F=\left[\begin{array}{c:c:c}Z_1(\mu_1)\begin{bmatrix}F_{11}(\mu_1)\\ \vdots\\ F_{S1}(\mu_1)\end{bmatrix}&\cdots&Z_1(\mu_M)\begin{bmatrix}F_{11}(\mu_M)\\ \vdots\\ F_{S1}(\mu_M)\end{bmatrix}\\ \hdashline \vdots&\cdots&\vdots\\ \hdashline Z_T(\mu_1)\begin{bmatrix}F_{1T}(\mu_1)\\ \vdots\\ F_{ST}(\mu_1)\end{bmatrix}&\cdots&Z_T(\mu_M)\begin{bmatrix}F_{1T}(\mu_M)\\ \vdots\\ F_{ST}(\mu_M)\end{bmatrix}\end{array}\right].$$

Перехід до режиму радіолокації у виразах (1) – (3), як і раніше, має супроводжуватись вилученням матриці $\tilde{H}$ [9].

При застосуванні плоскої ЦАР співвідношення (1) – (3) слід модифікувати введенням у вирази сигнальної матриці діаграм спрямованості антенних елементів у кутомісцевій площині,наступним чином:

а) для виразу (1)

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

де матриці Q, $\tilde{H}_Q$ співпадають з наведеними в (1), а матриці V, $\tilde{H}_V$ будуть мати вигляд:

$$V=\left[\begin{array}{ccc}V_{11}(y_1)&\cdots&V_{11}(y_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ V_{R1}(y_1)&\cdots&V_{R1}(y_M)\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline V_{1T}(y_1)&\cdots&V_{1T}(y_M)\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ V_{RT}(y_1)&\cdots&V_{RT}(y_M)\end{array}\right]$$

– блокова матриця діаграми спрямованості антенних елементів у кутомісцевій $V_{rt}(y_m)$ площині у напрямку на m-те джерело сигналів з кутовою координатою (y_m);

$$\tilde{H}_V=\left[\begin{array}{ccc}\tilde{h}_{V111}&\cdots&\tilde{h}_{V11M}\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ \tilde{h}_{VR11}&\cdots&\tilde{h}_{VR1M}\\ \hdashline &\vdots& \\ \hdashline \tilde{h}_{V1T1}&\cdots&\tilde{h}_{V1TM}\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ \tilde{h}_{VRT1}&\cdots&\tilde{h}_{VRTM}\end{array}\right]$$

– блокова матриця

передавальних характеристик каналу MIMO у кутомісцевій $\tilde{h}_{Vrtm}$ площині у напрямках на *m*-те джерело сигналів з кутовими координатами (y_m);

б) для виразу (2)

$$P = \left(\left(Q \circ \tilde{H}_Q\right)[\otimes]\left(V \circ \tilde{H}_V\right)\right)[\otimes](Z\blacksquare F), \qquad (5)$$

де матриці *Q*, $\tilde{H}_Q$ співпадають з наведеними в (2), а матриці *V*, $\tilde{H}_V$ також будуть мати додаткове розшарування за стовбцями по вертикалі:

$$V = \left[\begin{array}{c:c:c} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R1}(y_1) & \cdots & V_{R1}(y_M) \\ \hdashline & \vdots & \\ \hdashline V_{1T}(y_1) & \cdots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{RT}(y_1) & \cdots & V_{RT}(y_M) \end{array}\right]; \quad \tilde{H}_V = \left[\begin{array}{c:c:c} \tilde{h}_{V111} & \cdots & \tilde{h}_{V11M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR11} & \cdots & \tilde{h}_{VR1M} \\ \hdashline & \vdots & \\ \hdashline \tilde{h}_{V1T1} & \cdots & \tilde{h}_{V1TM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VRT1} & \cdots & \tilde{h}_{VRTM} \end{array}\right];$$

в) для виразу (3)

$$P = \left(\left(Q \circ \tilde{H}_Q\right)[\otimes]\left(V \circ \tilde{H}_V\right)\right)[\otimes](Z[\otimes]F). \qquad (6)$$

При багаточастотному зондуванні простору неперервними сигналами (OFDM, N-OFDM) з абонентських пристроїв MIMO у режимі зв’язку вирази для сигнальних матриць будуть відрізнятись можливістю застосування блокового транспонованого торцевого добутку матриць Z та F. Наприклад, за умови однакових АЧХ пристроїв, що реалізують додаткове стробування відліків АЦП, в усіх позиціях МСЗРЛ для лінійної ЦАР справедливим буде запис:

$$P = \left(\tilde{H} \circ Q\right)[\otimes](Z\blacksquare F) = \left(\tilde{H} \circ Q\right)[\otimes](Z[\blacksquare]F), \qquad (7)$$

де $Z = [Z(\mu_{11}) \;\; \cdots \;\; Z(\mu_{1E}) \; ¦ \cdots ¦ \; Z(\mu_{1M}) \;\; \cdots \;\; Z(\mu_{ME})]$ – блоковий вектор-рядок ненормованої АЧХ цифрового фільтра додаткового стробування (ЦФДС) відліків АЦП на Е частотах піднесучих N-OFDM сигналів, що приходять від М абонентських терміналів MIMO;

$$F = \left[\begin{array}{ccc:c:ccc} F_{11}(\mu_{11}) & \cdots & F_{11}(\mu_{1E}) & \cdots & F_{11}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{11}(\mu_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S1}(\mu_{11}) & \cdots & F_{S1}(\mu_{1E}) & \cdots & F_{S1}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{S1}(\mu_{ME}) \\ \hdashline & & & \vdots & & & \\ \hdashline F_{1T}(\mu_{11}) & \cdots & F_{1T}(\mu_{1E}) & \cdots & F_{11}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{1T}(\mu_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{ST}(\mu_{11}) & \cdots & F_{ST}(\mu_{1E}) & \cdots & F_{ST}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{ST}(\mu_{ME}) \end{array}\right],$$

$$Z[\blacksquare]F =$$

$$\left[\begin{array}{ccc:c:ccc} Z(\mu_{11})\begin{bmatrix} F_{11}(\mu_{11}) \\ \vdots \\ F_{S1}(\mu_{11}) \end{bmatrix} & \cdots & Z(\mu_{1E})\begin{bmatrix} F_{11}(\mu_{1E}) \\ \vdots \\ F_{S1}(\mu_{1E}) \end{bmatrix} & \cdots & Z(\mu_{M1})\begin{bmatrix} F_{11}(\mu_{M1}) \\ \vdots \\ F_{S1}(\mu_{M1}) \end{bmatrix} & \cdots & Z(\mu_{ME})\begin{bmatrix} F_{11}(\mu_{ME}) \\ \vdots \\ F_{S1}(\mu_{ME}) \end{bmatrix} \\ \hdashline \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \hdashline Z(\mu_{11})\begin{bmatrix} F_{1T}(\mu_{11}) \\ \vdots \\ F_{ST}(\mu_{11}) \end{bmatrix} & \cdots & Z(\mu_{1E})\begin{bmatrix} F_{1T}(\mu_{1E}) \\ \vdots \\ F_{ST}(\mu_{1E}) \end{bmatrix} & \cdots & Z(\mu_{M1})\begin{bmatrix} F_{11}(\mu_{M1}) \\ \vdots \\ F_{ST}(\mu_{M1}) \end{bmatrix} & \cdots & Z(\mu_{ME})\begin{bmatrix} F_{1T}(\mu_{ME}) \\ \vdots \\ F_{ST}(\mu_{ME}) \end{bmatrix} \end{array}\right].$$

Якщо АЧХ цифрового фільтра додаткового стробування відліків АЦП в усіх G сегментах приймальних ЦАР різних T позицій та I середовищ не співпадають [8, 10], то замість блокового вектор-рядка, як у (7), слід розглянути блокову матрицю

$$Z = \left[\begin{array}{ccc:c:ccc} Z_{11}(\mu_{11}) & \cdots & Z_{11}(\mu_{1E}) & \cdots & Z_{11}(\mu_{M1}) & \cdots & Z_{11}(\mu_{ME}) \\ \hdashline & \vdots & & \cdots & & \vdots & \\ \hdashline Z_{T_IG}(\mu_{11}) & \cdots & Z_{T_IG}(\mu_{1E}) & \cdots & Z_{T_IG}(\mu_{M1}) & \cdots & Z_{T_IG}(\mu_{ME}) \end{array}\right]$$

у парі з матрицею АЧХ ШПФ фільтрів

$$F = \left[\begin{array}{ccc:c:ccc} F_{111}(\mu_{11}) & \cdots & F_{111}(\mu_{1E}) & & F_{111}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{111}(\mu_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\mu_{11}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\mu_{1E}) & & F_{S_{11}11}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\mu_{ME}) \\ \hdashline & \vdots & & \cdots & & \vdots & \\ \hdashline F_{1T_IG}(\mu_{11}) & \cdots & F_{1T_IG}(\mu_{1E}) & & F_{1T_IG}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{1T_IG}(\mu_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{11}) & \cdots & F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{1E}) & & F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{M1}) & \cdots & F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{ME}) \end{array}\right].$$

При цьому

$$Z[\blacksquare]F = \left[\begin{array}{c:c:c} Z_{111}\blacksquare F_{111} & \cdots & Z_{11M}\blacksquare F_{11M} \\ \hdashline \vdots & \cdots & \vdots \\ \hdashline Z_{T_IG1}\blacksquare F_{T_IG1} & \vdots & Z_{T_IGM}\blacksquare F_{T_IGM} \end{array}\right], \qquad (8)$$

де

$$Z_{t_igm}\blacksquare F_{t_igm} = \left[Z_{t_ig}(\mu_{m1})\begin{bmatrix} F_{t_ig}(\mu_{m1}) \\ \vdots \\ F_{t_ig}(\mu_{m1}) \end{bmatrix} \;\; \cdots \;\; Z_{t_ig}(\mu_{mE})\begin{bmatrix} F_{t_ig}(\mu_{mE}) \\ \vdots \\ F_{t_ig}(\mu_{mE}) \end{bmatrix} \right].$$

При реалізації завдань зв’язку з мобільними абонентами радіальні частоти піднесучих будуть мати доплерівський зсув, який залежить від напрямків приходу сигналів у кожну конкретну позицію МСЗРЛ. Такий випадок нескладно врахувати, включивши в (8) додаткові індекси при величинах радіальних частот:

$$Z = \left[\begin{array}{ccc:c:ccc} Z_{11}(\mu_{11_{11}}) & \cdots & Z_{11}(\mu_{1E_{11}}) & \cdots & Z_{11}(\mu_{M1_{11}}) & \cdots & Z_{11}(\mu_{ME_{11}}) \\ \hdashline & \vdots & & \cdots & & \vdots & \\ \hdashline Z_{T_IG}(\mu_{11_{T_IG}}) & \cdots & Z_{T_IG}(\mu_{1E_{T_IG}}) & \cdots & Z_{T_IG}(\mu_{M1_{T_IG}}) & \cdots & Z_{T_IG}(\mu_{ME_{T_IG}}) \end{array}\right];$$

$$F = \left[\begin{array}{ccc:c:ccc} F_{111}(\mu_{11_{11}}) & \cdots & F_{111}(\mu_{1E_{11}}) & & F_{111}(\mu_{M1_{11}}) & \cdots & F_{111}(\mu_{ME_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{11}11}(\mu_{11_{11}}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\mu_{1E_{11}}) & & F_{S_{11}11}(\mu_{M1_{11}}) & \cdots & F_{S_{11}11}(\mu_{ME_{11}}) \\ \hdashline & \vdots & & \cdots & & \vdots & \\ \hdashline F_{1T_IG}(\mu_{11_{T_IG}}) & \cdots & F_{1T_IG}(\mu_{1E_{T_IG}}) & & F_{1T_IG}(\mu_{M1_{T_IG}}) & \cdots & F_{1T_IG}(\mu_{ME_{T_IG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{11_{T_IG}}) & \cdots & F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{1E_{T_IG}}) & & F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{M1_{T_IG}}) & \cdots & F_{S_{T_IG}T_IG}(\mu_{ME_{T_IG}}) \end{array}\right];$$

$$Z_{t_igm}\blacksquare F_{t_igm} = \left[Z_{t_ig}(\mu_{m1_{t_ig}})\begin{bmatrix} F_{t_ig}(\mu_{m1_{t_ig}}) \\ \vdots \\ F_{t_ig}(\mu_{m1_{t_ig}}) \end{bmatrix} \;\; \cdots \;\; Z_{t_ig}(\mu_{mE_{t_ig}})\begin{bmatrix} F_{t_ig}(\mu_{mE_{t_ig}}) \\ \vdots \\ F_{t_ig}(\mu_{mE_{t_ig}}) \end{bmatrix} \right]. \qquad (9)$$

У випадку плоскої ЦАР замість виразів (4) та (5) необхідно використовувати:

$$P = \left(\left(Q \circ \tilde{H}_Q\right)[\blacksquare]\left(V \circ \tilde{H}_V\right)\right)[\otimes](Z[\blacksquare]F), \qquad (10)$$

або

$$P = \left(\left(Q \circ \tilde{H}_Q\right)[\otimes]\left(V \circ \tilde{H}_V\right)\right)[\otimes](Z[\blacksquare]F), \qquad (11)$$

де матриці *Q*, *V*, $\tilde{H}_Q$, $\tilde{H}_V$ співпадають з наведеними в (4), (5).

Що ж стосується виразу (6)

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

то у даному випадку, при багаточастотному зондуванні, його застосування є менш прийнятним, оскільки потребує розподілу структури матриць *Z* та *F* на додаткові блоки з деталізацією до окремого стовпця.

Зондування простору імпульсним радіосигналом при додатковому стробуванні відліків АЦП має описуватись іншою матрицею відгуків процедури додаткового стробування:

$$Z=\left[\begin{array}{ccc} Z_{111}(\mathrm{d}_{1_{11}},\mu) & \cdots & Z_{111}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{11}},\mu)\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ Z_{\mathrm{S}_{11}11}(\mathrm{d}_{1_{11}},\mu) & \cdots & Z_{\mathrm{S}_{11}11}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{11}},\mu)\\ \hdashline & \vdots & \\ \hdashline Z_{1\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{1_{\mathrm{T_I G}}},\mu) & \cdots & Z_{1\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{\mathrm{T_I G}}},\mu)\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ Z_{\mathrm{S_{T_I G}}\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{1_{\mathrm{T_I G}}},\mu) & \cdots & Z_{\mathrm{S_{T_I G}}\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{\mathrm{T_I G}}},\mu) \end{array}\right], \qquad (12)$$

де $\mathrm{d}_{\mathrm{m}_{\mathrm{t_I}g}}$ відносний зсув початку *m*-го імпульса від початку реперного стробу у відліках АЦП.

При зондуванні простору імпульсними радіосигналами *E* різних частот, що випромінюються *M* передавачами, у разі додаткового стробування відліків АЦП структура зазначеної матриці *Z* отримає блокову побудову наступного вигляду:

$$Z=\left[\tilde{Z}_1 \;\vdots\; \cdots \;\vdots\; \tilde{Z}_M\right], \qquad (13)$$

де

$$\tilde{Z}_1=\left[\begin{array}{ccc} Z_{111}(\mathrm{d}_{1_{11}},\mu_{11_{11}}) & \cdots & Z_{111}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{11}},\mu_{E1_{11}})\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ Z_{\mathrm{S}_{11}11}(\mathrm{d}_{1_{11}},\mu_{11_{11}}) & \cdots & Z_{\mathrm{S}_{11}11}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{11}},\mu_{E1_{11}})\\ \hdashline & \vdots & \\ \hdashline Z_{1\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{1_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{11_{T_I G}}) & \cdots & Z_{1\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{E1_{T_I G}})\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ Z_{\mathrm{S_{T_I G}}\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{1_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{11_{T_I G}}) & \cdots & Z_{\mathrm{S_{T_I G}}\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{E1_{T_I G}}) \end{array}\right];$$

$$\tilde{Z}_M=\left[\begin{array}{ccc} Z_{111}(\mathrm{d}_{1_{11}},\mu_{1M_{11}}) & \cdots & Z_{111}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{11}},\mu_{EM_{11}})\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ Z_{\mathrm{S}_{11}11}(\mathrm{d}_{1_{11}},\mu_{1M_{11}}) & \cdots & Z_{\mathrm{S}_{11}11}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{11}},\mu_{EM_{11}})\\ \hdashline & \vdots & \\ \hdashline Z_{1\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{1_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{1M_{T_I G}}) & \cdots & Z_{1\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{EM_{T_I G}})\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ Z_{\mathrm{S_{T_I G}}\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{1_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{1M_{T_I G}}) & \cdots & Z_{\mathrm{S_{T_I G}}\mathrm{T_I}\mathrm{G}}(\mathrm{d}_{\mathrm{M}_{\mathrm{T_I G}}},\mu_{EM_{T_I G}}) \end{array}\right].$$

Висновки

У статті удосконалено раніше розроблені математичні моделі відгуку приймальної підсистеми багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на сигнали, що надходять на її приймальну підсистему, за рахунок застосування методу додаткового стробування відліків аналогово-цифрового перетворювачів. Моделі формалізовані для застосування окремих лінійних, плоских, а також конформних багатосекційних цифрових антенних решіток у приймальних позиціях багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації. Розглянуто варіанти надходження на приймальну підсистему окремих одночастотних сигналів від кожної активної позиції, що у сукупності утворюють інформаційні сигнали OFDM (N-OFDM), та складних багаточастотних сигналів OFDM (N-OFDM) від кожної позиції. Такий підхід дозволить спростити вимоги до швидкодії цифрових пристроїв обробки сигналів у приймальних цифрових антенних решітках. Наведені моделі відгуку ЦАР можуть бути використані для оцінки якості функціонування системи зв'язку в різних ситуаціях прийому сигналів. Запропоновані моделі також дозволять суттєво спростити математичні розрахунки отримання нижньої межі Крамера-Рао для дисперсій оцінок параметрів сигналів при перевірці граничних можливостей синтезованих методів. Метою подальших досліджень є додаткова перевірка працездатності окремих аспектів запропонованого у статті підходу шляхом проведення математичного моделювання.

Список літератури

1. *Christian Sturm, Werner Wiesbeck. Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing // Proceedings of the IEEE / Vol. 99, No. 7, July 2011. – Pp. 1236-1269.*
2. *Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе MIMO РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – No 8. – С. 29-45.*
3. *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.*
4. *Слюсар В.І. Інтегрована система зв'язку та радіолокаційної розвідки на основі технології MIMO / В.І. Слюсар, А.О. Зінченко // 3-я 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.*
5. *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.*
6. *Зінченко А.О. Модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу MIMO / А.О. Зінченко // Науково-виробничий збірник "Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку". – 2014. – № 2(30). – С. 124-130.*
7. *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.*
8. *Зінченко А.О. Матричные модели откликов OFDM-сигналов в многопозиционной радарно-*

коммуникационной системе / А.О. Зінченко // Научно-образовательный журнал "Вестник военного института ВВ МВД республики Казахстан". – 2014 – № 2(12). – С. 58-63.

9. Зінченко А.О. Модель функціонування багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації у режимі MIMO радіолокації / А.О. Зінченко, В.І. Слюсар // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. – 2014. – № 2 (20). – С. 49 – 55.

10. Зінченко А.О. Модель відгуку багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі багато сегментних конформних антенних решіток / А.О. Зінченко, В.І. Слюсар // Науково-виробничий збірник "Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку". – 2014. – № 4(32). – С. 34-40.

11. Слюсар В.И. Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП / В.И. Слюсар // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1996. – Том 39, № 5. – С. 55-62.

12. 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.

Надійшла до редколегії 04.12.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.Л. Ляхов, Полтавський національний технічний університет ім. Ю. Кондратюка, Полтава.

МНОГОПОЗИЦИОННАЯ ИНТЕГРИРОВАННАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА ДЕЦИМАЦИИ ОТСЧЕТОВ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

А.А. Зинченко, В.И. Слюсар

В статье усовершенствованы ранее разработанные математические модели отклика приемной подсистемы многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на сигналы, поступающие на ее приемную подсистему, за счет применения метода дополнительного стробирования отсчетов аналогово-цифровых преобразователей. Модели формализованы для применения отдельных линейных, плоских, а также конформных многосекционных цифровых антенных решеток в приемных позициях многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации. Рассмотрены варианты поступления на приемную подсистему отдельных одночастотных сигналов от каждой активной позиции, которые в совокупности образуют информационный сигнал OFDM (N-OFDM), и сложных многочастотных сигналов OFDM (N-OFDM) от каждой позиции. Такой подход позволит упростить требования к быстродействию цифровых устройств обработки сигналов в приемных цифровых антенных решетках.

Ключевые слова: *цифровая антенная решетка, многопозиционная интегрированная система связи и радиолокации, сигнальная матрица, диаграмма направленности, дополнительное стробирование, приёмная позиция.*

MULTI-INTEGRATED SYSTEM OF COMMUNICATION AND RADAR SYSTEMS USING THE METHOD OF COLLECTION OF SAMPLES AN ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS

A.O. Zinhcenko, V.I. Slusar

The article improved the previously developed mathematical model of the response of the receiving subsystem in the power of integrated communication systems and radar systems to signals at its receiving subsystem, through the application of the method, additional Gating times, analog-to-digital converters. The model is formalized to apply linear, planar and conformal multi-section digital antenna arrays in the receiving positions in the power of integrated communication systems and radar systems. The variants of receipt at the receiving subsystem separate single frequency signals from each active position, which together form an information signal OFDM (N-OFDM), and complex multi-frequency OFDM signal (N-OFDM) from each position. This approach will simplify the requirements for the performance of digital signal processing in the digital receiving antenna arrays.

Keywords: *digital antenna array, multi-integrated system of communication and radar systems, signal matrix, pattern, additional gating, the reception position.*