

УДК 355/359.07

Зінченко А.О., к.т.н., с.н.с.¹;Слюсар Д.В.²¹ - Національний університет оборони України.² - Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут".

Модель відгука багатосекційної пірамідальної антенної решітки при вимірі параметрів радіоімпульсів на фоні OFDM сигналів

Модель отклика
многосекционной пирамидальной
антенной решётки при измерении
параметров радиоимпульсов на
фоне OFDM сигналов

The model of response of
multisection pyramidal array
during of measuring of parameters
of radio pulses on background
ofdm signals

Резюме. Отримані матричні вирази для аналітичного опису відгуків багатосекційних пірамідальних антенних решіток у разі роздільного оцінювання параметрів імпульсних та OFDM сигналів при їхній селекції у радарно-комунікаційних системах, побудованих з застосуванням технології цифрових антенних решіток.

Ключові слова: цифрова антенна решітка (ЦАР), ортогональна частотна дискретна модуляція (OFDM).

Резюме. Получены матричные выражения для аналитического описания откликов многосекционных пирамидальных антенных решёток для случая раздельного оценивания параметров импульсных и OFDM сигналов при их селекции в радарно-коммуникационных системах, построенных с использованием технологии цифровых антенных решёток.

Ключевые слова: цифровая антенная решётка (ЦАР), ортогональная частотная дискретная модуляция (OFDM).

Summary. The matrix expressions are obtained for the analytical description of the review of multiple-pyramid arrays in the case of the separate estimates of the parameters of pulse and OFDM signals in their selection in radar and communication systems which are built by using the technology of digital antenna arrays

Keywords: digital antenna array (DAA), discrete orthogonal frequency modulation (OFDM)

Постановка проблеми та аналіз останніх досліджень. Потреба у роздільній селекції імпульсних та OFDM сигналів у радарно-комунікаційних системах спонукала до розвитку відповідних методів обробки сигналів, описаних в [1]. Однак можливість використання багатосекційних антенних решіток, наприклад, пірамідальної конструкції, у складі приймально-передавальних комплексів мобільних базових станцій стимулює до подальшого розвитку такого підходу шляхом проведення додаткових теоретичних досліджень, спрямованих на врахування особливостей конструктивної побудови багатосекційних та багатопозиційних антенних систем.

Метою статті є формування матричних моделей відгуків багатосекційних та

багатопозиційних цифрових антенних решіток для роздільної селекції імпульсних та OFDM сигналів, що надходять на приймальний сегмент радарно-комунікаційних комплексів.

Виклад основного матеріалу. Фактично при розгляді пірамідальних конструкцій антенних систем мають місце багатоантенні споруди, в яких в якості секцій варто розглядати решітки, розташовані в окремо взятих рівнях піраміди, або сукупність решіток, що містяться у тій або іншій грані піраміди. Таким чином, доцільно оперувати ієрархічною градацією секцій багатосекційної ЦАР за схемою «грань - рівень», що зручно відобразити у системі індексів, які описують координати антенних елементів у структурі цифрової антенної решітки (ЦАР).

Для аналітичного опису відгуку багатосекційної ЦАР у режимі прийому сигналів розглянемо найпростіший випадок, коли в ефірі присутні лише безперервні OFDM сигнали, і кожний з передавальних антенних елементів випромінює одночастотний гармонійний сигнал. При цьому обмежимося таким частотним планом, в якому номінали частот несучих всіх випромінюючих елементів є ортогональними. В результаті, прийом усієї сукупності випромінених М-елементною антенною решіткою сигналів нічим не відрізнятиметься від обробки традиційного OFDM пакету.

Якщо представити цифрові відліки напруг зазначених сигналів по виходах прийомних каналів багатосекційної ЦАР у складі одної пірамідальної антенної системи у традиційному матричному вигляді [2]:

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

де U - блоковий вектор комплексних напруг сигналів по виходах частотних фільтрів просторових каналів сукупності секцій багаторизувати ЦАР;

P - сигнальна матриця;

A - блоковий вектор амплітуд М сигналів;

n - блоковий вектор шумових напруг;

то структура сигнальної матриці P і блокових векторів U і A у випадку лінійно-решітчатих секцій приймальної ЦАР буде наступною:

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

$$\text{де } Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{TG}11}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{R_{TG}11}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{1TG}(x_{I_{TG}}) & \cdots & Q_{1TG}(x_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{TG}TG}(x_{I_{TG}}) & \cdots & Q_{R_{TG}TG}(x_{M_{TG}}) \end{bmatrix} \quad -$$

блокова матриця характеристик спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{r_{tg}g}(x_{m_{tg}})$ площині в напрямку на m-е джерело сигналів з кутовою координатою $x_{m_{tg}}$;

r=1, ..., R_{tg} - порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у межах tg-ї секції; t=1, ..., T - порядковий номер рівня піраміди; g=1, ..., G - порядковий номер грані піраміди;

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q1111} & \cdots & \tilde{h}_{Q111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{TG}1111} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{TG}11M_{11}} \\ \hline \tilde{h}_{Q1TG1TG} & \cdots & \tilde{h}_{Q1TGM_{TG}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{TG}TG1TG} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{TG}TGM_{TG}} \end{bmatrix} \quad -$$

блокова матриця передатних характеристик каналу MIMO в азимутальній $\tilde{h}_{QR_{TG}TGM_{TG}}$ площині в напрямку на m-е джерело сигналів з кутовою координатою $x_{m_{tg}}$;

r=1, ..., R_{tg} - порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у межах tg-ї секції;

$$F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{11}) & \cdots & F_{111}(\omega_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}1}(\omega_{11}) & \cdots & F_{S_{TG}11}(\omega_{M_{11}}) \\ \hline F_{1TG}(\omega_{1TG}) & \cdots & F_{1TG}(\omega_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}TG}(\omega_{1TG}) & \cdots & F_{S_{TG}TG}(\omega_{M_{TG}}) \end{bmatrix} \quad -$$

блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, сформованих за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), на частотах піднесучих OFDM сигналів;

[■] - символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [2].

Таким чином, на відміну від розгорнутих моделей відгуків лінійних і плоских ЦАР сукупний опис вектора вихідних напруг сигналів, представлений в (1), (2), враховує наявність у пірамідальній антенній системі Т рівнів піраміди, у кожному з яких знаходиться по G граней. Розглянута модель може бути ускладнена за рахунок припущення наявності в кожному з рівнів піраміди або різної кількості граней G_t (t – порядковий номер рівня), або неоднакової кількості рівнів T_g у наявних гранях (індекс g характеризує поточний номер грані). Можливий також варіант поєднання довільної кількості граней у рівнях пірамідальної конструкції зі змінною кількістю рівнів у гранях, що описується спільним використанням в описі сигнальної матриці комбінованих індексів g_t і t_g.

У випадку застосування плоских антенних решіток у секціях конформної ЦАР вираз (2) ускладниться за рахунок необхідності врахування в сигнальній матриці характеристик спрямованості в кутomisній площині. За умови

факторизації характеристик спрямованості антенних елементів в азимутальній і кутомісній площинах і однакової кількості елементів у

рядках і стовпцях плоскої антенної решітки, тобто $R_x=R_y$, сигнальна матриця буде наступного виду:

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

$$\text{де } Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{l_{11}}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{TG}11}(x_{l_{11}}) & \cdots & Q_{R_{TG}11}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{1TG}(x_{l_{TG}}) & \cdots & Q_{1TG}(x_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{TG}TG}(x_{l_{TG}}) & \cdots & Q_{R_{TG}TG}(x_{M_{TG}}) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{111}(y_{l_{11}}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{TG}11}(y_{l_{11}}) & \cdots & V_{R_{TG}11}(y_{M_{11}}) \\ \hline V_{1TG}(y_{l_{TG}}) & \cdots & V_{1TG}(y_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{TG}TG}(y_{l_{TG}}) & \cdots & V_{R_{TG}TG}(y_{M_{TG}}) \end{bmatrix} -$$

блокові матриці характеристик спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{r_{tg}tg}(x_{m_{tg}})$ і кутомісній $V_{r_{tg}tg}(y_{m_{tg}})$ площинах у напрямках на m-е джерело сигналів з кутовими координатами $(x_{m_{tg}}, y_{m_{tg}})$;

$r=1, \dots, R_{tg}$ - порядковий номер антенного елемента у антенній решітці у межах tg-ї секції; $t=1, \dots, T$ - порядковий номер рівня піраміди; $g=1, \dots, G$ - порядковий номер грані піраміди;

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q111l_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{Q111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{TG}11l_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{TG}11M_{11}} \\ \hline \tilde{h}_{Q1TG1_{TG}} & \cdots & \tilde{h}_{Q1TGM_{TG}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{TG}TG1_{TG}} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{TG}TGM_{TG}} \end{bmatrix}, \quad \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V111l_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{V111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{TG}11l_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{TG}11M_{11}} \\ \hline \tilde{h}_{V1TG1_{TG}} & \cdots & \tilde{h}_{V1TGM_{TG}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{TG}TG1_{TG}} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{TG}TGM_{TG}} \end{bmatrix} - \text{блокові}$$

матриці передатних характеристик каналу MIMO в азимутальній $\tilde{h}_{QR_{TG}TGM_{TG}}$ і кутомісній $\tilde{h}_{VR_{TG}TGM_{TG}}$ площинах у напрямку на m-е джерело сигналів з кутовими координатами $(x_{m_{tg}}, y_{m_{tg}})$;

$r=1, \dots, R_{tg}$ - порядковий номер антенного елемента в антенній решітці у межах tg-ї секції,

$$F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{l_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}1}(\omega_{l_{11}}) & \cdots & F_{S_{TG}1}(\omega_{M_{11}}) \\ \hline F_{1TG}(\omega_{l_{TG}}) & \cdots & F_{1TG}(\omega_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}TG}(\omega_{l_{TG}}) & \cdots & F_{S_{TG}TG}(\omega_{M_{TG}}) \end{bmatrix} -$$

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

У загальному випадку кожна грань і рівень пірамідальної антенної системи можуть

взаємодіяти з різною кількістю джерел випромінювання, які мають неоднакове кутове положення відносно нормалі до секції ЦАР. Тому в матрицях характеристик спрямованості прийомних антенних елементів введені індекси tg при порядковому номері кутової координати джерела сигналу, наприклад, $x_{M_{tg}}, y_{M_{tg}}$.

Оскільки в загальному випадку в різних рівнях пірамідальних антенних постів і різних їхніх гранях можуть розташовуватися неоднакові за кількістю антенних елементів решітки, в кожному блоці розглянутих вище блокових матриць буде своя, унікальна кількість елементів по вертикалі. В елементах виразу (3) це враховано подвійним індексом кількості просторових каналів R_{GT} . Якщо решітки мають однакову кількість елементів у вертикальній і горизонтальній площинах, то відповідний параметр R_{GT} для них буде однаковим, якщо ж ні, то доцільно при величині R_{GT} ввести додатковий індекс x або y, що характеризував би відповідно горизонтальну й вертикальну площини, тобто одержимо R_{xGT} і R_{yGT} .

З урахуванням такого ускладнення позначень, у випадку застосування в кожній секції приймальної ЦАР плоских решіток з різною кількістю елементів у вертикальній і горизонтальній площинах, наведений вираз (3)

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{xTG}11}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{R_{xTG}11}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{1TG}(x_{I_{TG}}) & \cdots & Q_{1TG}(x_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{xTG}TG}(x_{I_{TG}}) & \cdots & Q_{R_{xTG}TG}(x_{M_{TG}}) \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} V_{111}(y_{I_{11}}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{yTG}11}(y_{I_{11}}) & \cdots & V_{R_{yTG}11}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{1TG}(y_{I_{TG}}) & \cdots & V_{1TG}(y_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{yTG}TG}(y_{I_{TG}}) & \cdots & V_{R_{yTG}TG}(y_{M_{TG}}) \end{bmatrix},$$

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q11111} & \cdots & \tilde{h}_{Q111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{xTG}11111} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{xTG}11M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{Q1TG1TG} & \cdots & \tilde{h}_{Q1TGM_{TG}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{xTG}TG1TG} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{xTG}TGM_{TG}} \end{bmatrix}, \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V11111} & \cdots & \tilde{h}_{V111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{yTG}11111} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{yTG}11M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{V1TG1TG} & \cdots & \tilde{h}_{V1TGM_{TG}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{VR_{yTG}TG1TG} & \cdots & \tilde{h}_{VR_{yTG}TGM_{TG}} \end{bmatrix}.$$

Опираючись на отримані математичні моделі відгуків конформної пірамідальної ЦАР, демодуляція OFDM сигналів із квадратурно-амплітудною модуляцією з відомими частотами піднесучих і кутовими координатами джерел випромінювання може бути здійснена за відомим виразом $\tilde{A} = (P^T P)^{-1} P^T U$ з подальшим урахуванням просторово-часового або іншого варіанту кодування МІМО- сигналів.

Якщо замість одночастотного випадку передачі даних кожним випромінювачем

має бути модифікований шляхом заміни блокових матриць Q , V і \tilde{H}_Q , \tilde{H}_V у такий спосіб:

розглядати випромінювання багаточастотних пакетів кожним антенним елементом, то від блокового добутку Хатрі-Рао в (2), (3) варто перейти до використання блокового прямого добутку. Наприклад, у випадку застосування для передачі даних M -частотних сигналів з неспівпадаючими піднесучими, сигнальна матриця у виразі (3) можуть бути представлені у вигляді:

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

$$\text{де } F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{111}) & \cdots & F_{111}(\omega_{M_{111}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}1}(\omega_{111}) & \cdots & F_{S_{TG}11}(\omega_{M_{111}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{1TG}(\omega_{1TG}) & \cdots & F_{1TG}(\omega_{M_{1TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}TG}(\omega_{1TG}) & \cdots & F_{S_{TG}TG}(\omega_{M_{1TG}}) \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{1z11}) & \cdots & F_{111}(\omega_{M_{z11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}1}(\omega_{1z11}) & \cdots & F_{S_{TG}11}(\omega_{M_{z11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{1TG}(\omega_{1zTG}) & \cdots & F_{1TG}(\omega_{M_{zTG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{TG}TG}(\omega_{1zTG}) & \cdots & F_{S_{TG}TG}(\omega_{M_{zTG}}) \end{bmatrix}.$$

блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, сформованих у приймальній ЦАР за допомогою операції ШПФ, на частотах M піднесучих OFDM сигналів.

Зазначений в (4) вид блокового подання матриці F доречний також при такому варіанті функціонування каналу МІМО, коли різні

передавальні елементи випромінюють різну кількість піднесучих в OFDM пакеті.

Якщо всі піднесучі, що випромінюються передавальними елементами, однакові, то в співвідношенні (4) замість блокового прямого добутку повинна використовуватися його звичайна, неблокова версія. У результаті одержимо спрощений запис сигнальної матриці:

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

де блокова матриця АЧХ частотних фільтрів F тотожна аналогічній матриці у виразі (3), тобто

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

За умови прийняття з ефіру лише імпульсних сигналів всі наведені викладення лишаються такими ж, за винятком застосування в них замість матриці АЧХ F матриць нормованих обвідних імпульсних сигналів. Наприклад, у виразі (2) матриця F має бути замінена на блокову матрицю

$$K = \begin{bmatrix} K_{111}(d_{11}) & \cdots & K_{111}(d_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{S_{TG}1}(d_{11}) & \cdots & K_{S_{TG}11}(d_{M_{11}}) \\ \hline K_{1TG}(d_{1TG}) & \cdots & K_{1TG}(d_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{S_{TG}TG}(d_{1TG}) & \cdots & K_{S_{TG}TG}(d_{M_{TG}}) \end{bmatrix},$$

елементами якої є значення нормованих дискретних обвідних імпульсних сигналів у S дискретних інтервалах часу, де $d_{m_{ig}}$ – початок m -го імпульсу, прийнятого tg -ю секцією ЦАР.

Висновок. Таким чином, отримані матричні співвідношення дозволяють вирішити завдання окремої селекції імпульсних та OFDM сигналів і можуть бути використані для подальшої оцінки потенційної точності виміру їхніх параметрів та узагальнення на випадок прийому імпульсних сигналів на фоні одночасно діючих завад та сигналів OFDM.

Подальші дослідження доцільно присвятити побудові моделі відгуку багатосекційної ЦАР у режимах більш складної сигнально-завадової обстановки.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Зінченко А.О. Метод селекції радіоімпульсів на фоні N-OFDM сигналів.//Труди ЦБСД. – Київ. - 2013.
2. Миночкин А.И., Рудаков В.И., Слюсар В.И. Основы военно-технических исследований. Теория и приложения. Том. 2. Синтез средств информационного обеспечения вооружения и военной техники.//Под ред. А.П. Ковтуненко. - Киев: «Гранма». – 2012. – С. 7 - 98; 354 - 521.
3. Vadym Slyusar. A Two-Stage Digital Processing of NOFDM Signals Received from Multiple UAV in Planar Digital Antenna Array. // 4th International Scientific Conference on Defensive Technologies OTEH 2011. - 6 - 7 October, 2011. - Belgrade, Serbia. - Pp. 408 - 410.

Рецензент: Огороднійчук М.Д.. – д. т.н., професор, НУО України.

Поступила в редакцію 31.01.13.