

Андрій Олександрович Зінченко
Вадим Іванович Слюсар

ВИЗНАЧЕННЯ ВІДСТАНЕЙ В МІМО-СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ ТА РАДІОЛОКАЦІЇ НА ОСНОВІ ФАЗОВИХ ВИМІРІВ

Постановка проблеми. Аналіз останніх досліджень і публікацій

У переліку завдань, що можуть бути покладені на інтегровані МІМО-системи зв'язку та радіолокації, важливе місце відводиться виміру відстаней до джерел сигналів, в якості яких слід розглядати рухомих кореспондентів на суші, в повітрі, на водній поверхні, а також повітряні цілі, у тому числі засоби повітряного нападу. У разі застосування неперервних сигналів, таких як OFDM та N-OFDM (з неортогональним частотним дискретним мультиплексуванням), заслуговує на увагу багаточастотний фазовий метод виміру дальності. В роботі [1] було усунено основний недолік зазначеного методу – відсутність розрізняльної здатності по дальності, що створює умови для більш широкого застосування фазової дальнометрії при сумісному вирішенні завдань радіолокації та зв'язку в багатопозиційних мобільних МІМО системах.

Формулювання мети статті. Виклад основного матеріалу

Метою статті є розгляд особливостей багаточастотного фазового методу виміру відстаней та його адаптація до застосування в багатопозиційній інтегрованій системі зв'язку та радіолокації.

Особливістю OFDM (NOFDM) сигналів є можливість утворення значної кількості частотних пар для виміру дальності, що дозволяє не тільки отримати великий діапазон однозначності виміру відстаней та здійснити розрізнення багатьох об'єктів, що не розрізняються за іншими параметрами [1], а й досягти високої точності дальнометрії.

Розглянемо більш докладно принцип багаточастотного фазового виміру відстані за допомогою сигналів OFDM (N-OFDM).

Для забезпечення безперервного виміру відстаней на передачу і прийом сигналів мають використовуватися окремі антени. У передавачі генерується безперервний багаточастотний зондувальний сигнал. В основі відповідної схематехніки лежить принцип цифрового синтезу багаточастотного сигналу, поширений у сучасних системах зв'язку, що реалізують метод OFDM-модуляції (стандарти IEEE 802.11a/g, 802.16.a та

ін.). При цьому замість автономних аналогових генераторів можуть застосовуватися формувачі цифрових відліків синфазних сигналів, наприклад, на основі кількох сигнальних процесорів (DSP). Отримані за допомогою паралельно працюючих сигнальних процесорів когерентні цифрові вибірки далі підсумовуються в сигнал, що відповідає сумі тональних сигналів із заданим частотним рознесенням, дискретні відліки якого надходять потім на цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Після переносу на носійну частоту сумарний сигнал підсилюється за потужністю й випромінюється у простір.

Для створення повністю когерентної системи один з тональних сигналів варто використовувати як напругу проміжної частоти й основу для формування сигналів несучої, тактових імпульсів ЦАП, АЦП, DSP. Очевидно, що більш економічним з обчислювальної точки зору рішенням є використання одного DSP, що виконує роль генератора результуючої сигнальної суміші із необхідної кількості тональних сигналів й замінює собою сукупність кількох паралельно працюючих DSP. Послідовність відліків, що формується при цьому сигнальним процесором для виміру відстаней, може бути записана у вигляді:

$$U_s = \sum_{n=1}^M a_n \cos(2\pi f_n \cdot \Delta t \cdot s + \varphi_{0n}), \quad (1)$$

де f_n – значення частоти,

$\varphi_{0n} = 0$ – початкова фаза n-го сигналу,

a_n – амплітуда n-го сигналу (для розрядності ЦАП 12 біт, наприклад, дорівнює 512),

s – порядковий номер відліку.

Щоб забезпечити одночасне виконання завдань передачі даних та виміру відстаней до малорухомих об'єктів шляхом фазової дальнометрії доцільно використовувати пілот-сигнали, що інтегровані в пакет OFDM (N-OFDM).

Для пригнічення завади по дзеркальному каналу, що виникає в результаті переносу сигнальної суміші на несучу частоту, рекомендується використовувати квадратурні канали формування багаточастотного сигналу з подальшим високочастотним підсумовуванням отриманих після ЦАП аналогових квадратур перед подачею їх на вхід підсилювача потужності. Як відомо із тригонометрії,

$$\sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t],$$

тоді як для суми квадратурних добутоків справедливо

$$\sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t + \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t = \cos(\omega_1 - \omega_2)t.$$

Для скорочення обчислювальних витрат на формування мультитональної сигнальної суміші й рішення проблеми формування когерентної шкали сигналів доцільно замість DSP використовувати масиви розрахованих заздалегідь і записаних у постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗУ) цифрових значень напруг, що відповідають розгорнутій у часі вибірці відліків суми необхідної кількості синусоїд (1) протягом одного періоду однозначно вимірюваної дальності. Такий прийом не тільки заміняє роздільний синтез кожного з тональних сигналів, але й дозволяє замість сигнального процесора (DSP) задіяти пару автоматів (по одному на кожний квадратурний ЦАП) на базі ПЛІС (програмована логічна інтегральна схема) періодичного зчитування даних із ПЗУ. При цьому легко досягається жорстка когерентність синтезованої сигнальної суміші відносно тактового сигналу ЦАП, що є одночасно тактовим і для ПЛІС. У якості ПЛІС може бути використана, наприклад, мікросхема FPGA фірми Xilinx. Вибір довжини масиву даних обумовлений досягненням синфазності усіх сигналів на початку й наприкінці вибірки, щоб можна було легко здійснювати періодичну "склею" таких масивів у єдину послідовність.

Для забезпечення когерентності всієї вимірювальної системи в розглянутому випадку досить зав'язати по фазі сигнал такту АЦП (ЦАП), сигнали гетеродина й несучої частоти. Когерентність же сумарного багаточастотного сигналу відносно них буде автоматично забезпечена за рахунок прив'язки нульової початкової фази синтезованих гармонійних складових до якого-небудь відліку такту ЦАП (АЦП).

У приймачах після аналого-цифрового перетворення (АЦП) і цифрової фільтрації сигнальної суміші з формуванням її квадратурних складових виконується швидке перетворення Фур'є (ШПФ), у результаті якого формуються фільтри зі змінною шириною АЧХ. Наприклад, залежно від швидкості об'єкта ширина синтезованого фільтра може досягати 10 Гц, що відповідає часу накопичення сигналів 100 мс. При цьому розмірність ШПФ може становити від 32 до 16384 точок, що досягається проріджуванням інформаційного потоку або зміною частоти такту АЦП.

За допомогою методів спектрального оцінювання у вимірювальній системі забезпечується вимір доплеровських зрушень частот сигналів і розрізнення цілей за швидкістю з точністю до 0,1 - 0,25 ширини фільтра ШПФ. При цьому точність виміру швидкості залежно від відношення сигнал-шум досягає 0,01 ширини

фільтра ШПФ. Однозначність виміру швидкості визначається періодом дискретизації АЦП.

З огляду на максимальну швидкість руху об'єкту до 1000 м/с, час накопичення може скорочуватися до величини 1 мс, що буде відповідати зсуву по дальності близько 1,5 м. Саме з такою дискретністю (1,5 м) можна на практиці здійснювати оцінку дальностей до об'єктів фазовим багаточастотним методом.

Як відомо, оцінка дальності двочастотним фазовим методом визначається з виразу:

$$D = \frac{c \cdot (\Delta \varphi_n - \varphi_{0n})}{2 \cdot (\omega_{n1} - \omega_{n2})}, \quad (2)$$

де $\Delta \varphi_n$ – різниця фаз сигналів двох частот в n -й частотній парі (рад),

φ_{0n} – різниця початкових фаз сигналів двох частот в n -й частотній парі в момент випромінювання,

ω_{n1}, ω_{n2} – виміряні значення двох радіальних частот в n -й сигнальній парі,

c – швидкість світла.

Оптимальна за методом максимальної правдоподібності оцінка дальності знаходиться по різниці фаз прийнятих сигналів двох пар частот згідно виразу:

$$D = \frac{c \cdot \sum_{n=1}^2 (\Delta \varphi_n - \varphi_{0n}) (\omega_{n1} - \omega_{n2})}{2 \cdot \sum_{n=1}^2 (\omega_{n1} - \omega_{n2})^2}. \quad (3)$$

При цьому визначається різниця фаз прийнятих і випромінюваних в той же момент часу сигналів (рис. 1) по виходу синтезованих за допомогою ШПФ частотних фільтрів. Для виміру фаз випромінюваних електромагнітних коливань процедура ШПФ може не виконуватися, достатньо розрахувати їх по відлікам даних із ПЗУ.

Однозначність виміру дальності фазовим багаточастотним методом у рамках розглянутих алгоритмів вимагає компенсації паразитного набігу фаз сигналів після ШПФ по значенням частот доплерівського зрушення, а також після процедури цифрового фільтру формування квадратур.

Щоб забезпечити однозначний вимір дальності до 50 км (саме таку максимальну дальність доцільно закласти у разі інтегрованої системи зв'язку та радіолокації), необхідно мати мінімальне рознесення частот 3 кГц. Для спрощення формування такого рознесення може проводитися вимір різниці фаз прийнятих сигналів одночасно по кількох парах частот, а потім обраховується різниця отриманих у такий спосіб різниць фаз. При цьому попередньо фіксується співвідношення фаз випромінюваних сигналів.

Оцінки різниць фаз визначаються з урахуванням поточних фазових квадрантів по відомій формулі типу:

$$\Delta\varphi_n = \arctg \frac{a_{n1}^s}{a_{n1}^c} - \arctg \frac{a_{n2}^s}{a_{n2}^c}, \quad (4)$$

де a_{nm}^s, a_{nm}^c – оцінки квадратурних складових амплітуди m -го сигналу в n -й частотній парі,
 $a_{nm}^c = a_{nm} \cos \varphi_{nm}, a_{nm}^s = a_{nm} \sin \varphi_{nm}$.

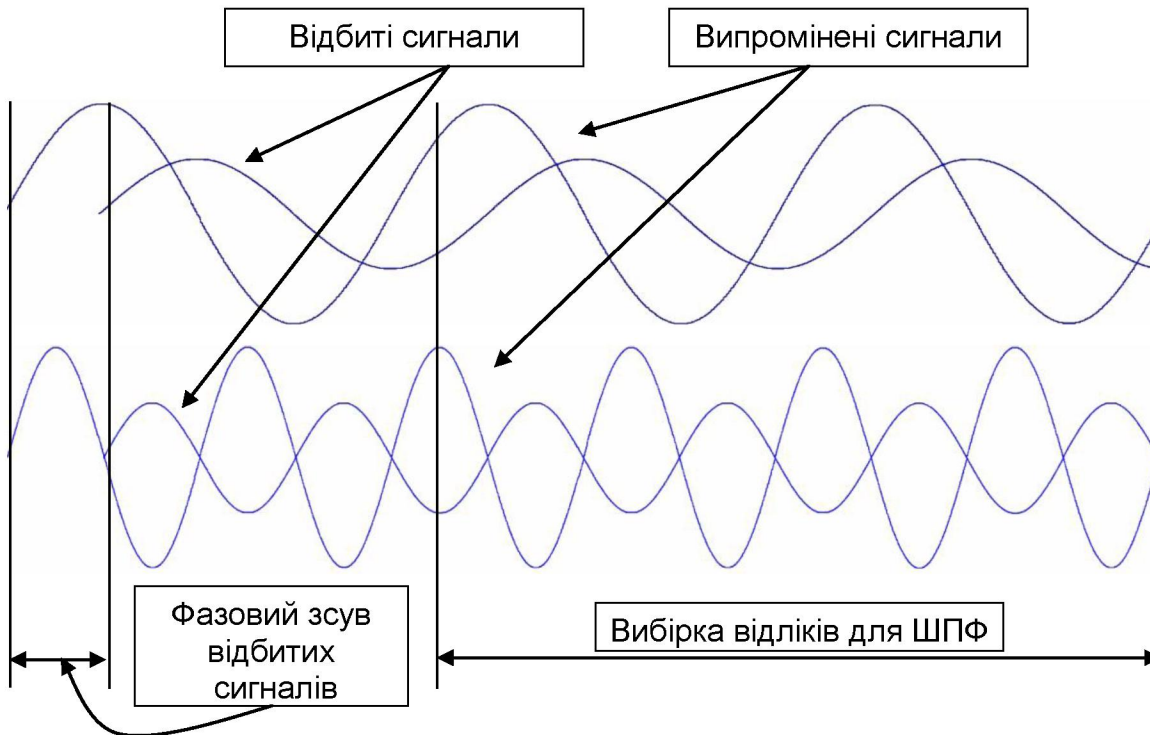


Рис. 1. Визначення різниці фаз прийнятих і випромінюваних в той же момент часу сигналів по виходу синтезованих за допомогою ШПФ частотних фільтрів

Для розрахунку квадратурних складових амплітуд використовуються відгуки ШПФ-фільтрів, сформованих у сумарному каналі прийомної системи, що мають аналітичний опис матричного виду:

$$U=PA+n, \quad (5)$$

де $U = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \vdots \\ \dot{U}_D \end{bmatrix}$ – вектор, сформований із

комплексних напруг сигнальної суміші D каналів по виходу процедури T -точкового ШПФ ($D \leq T$),
 \dot{U}_n – комплексна напруга по виходу n -го із D задіяних для обробки фільтрів ШПФ,

$$A = \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \vdots \\ \dot{a}_M \end{bmatrix} \quad \text{– вектор невідомих комплексних}$$

амплітуд M сигналів,
 M – кількість сигналів,

$$P = \begin{bmatrix} V_1(f_1) & V_1(f_2) & V_1(f_3) & \dots & V_1(f_M) \\ V_2(f_1) & V_2(f_2) & V_2(f_3) & \dots & V_2(f_M) \\ V_3(f_1) & V_3(f_2) & V_3(f_3) & \dots & V_3(f_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ V_D(f_1) & V_D(f_2) & V_D(f_3) & \dots & V_D(f_M) \end{bmatrix} \quad \text{–}$$

матриця АЧХ D задіяних для прийому сигналів ШПФ-фільтрів із T синтезованих ($D \leq T$),

$$V_i(f_m) = \left[\sin T \cdot \left[i \cdot \frac{\pi}{T} - f_m \right] \right] \times \left[\sin \left[i \cdot \frac{\pi}{T} - f_m \right] \right]^{-1} \quad \text{–}$$

значення амплітудно-частотної характеристики синтезованого шляхом ШПФ i -го частотного фільтра на частоті f_m ,

m – номер сигналу ($m = \overline{1, M}$),

f_m – оцінки частот M сигналів з урахуванням доплерівського зсуву в долях ширини характеристики фільтра ШПФ,

n – вектор шуму.

Оптимальні оцінки квадратурних складових амплітуд сигналів, що відповідають моделі (5), отримані за методом максимальної правдоподібності, шляхом диференціювання за вектором невідомих амплітуд A функції нев'язань:

$$L=(U - PA)*(U - PA)=\min \quad (6)$$

В результаті рішення відповідного рівняння правдоподібності шуканий вектор оцінок амплітудних складових має вид:

$$A = \{P^* P\}^{-1} P^* U. \quad (7)$$

Остаточні оцінки квадратурних складових амплітуд формують у вигляді:

$$\begin{aligned} A^c &= \operatorname{Re} \left(\{P^* P\}^{-1} \cdot P^* \cdot U \right), \\ A^s &= \operatorname{Im} \left(\{P^* P\}^{-1} \cdot P^* \cdot U \right), \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{де } A^c = \begin{bmatrix} a_1^c & a_2^c & \dots & a_M^c \end{bmatrix}^T,$$

$$A^s = \begin{bmatrix} a_1^s & a_2^s & \dots & a_M^s \end{bmatrix}^T.$$

Для оцінки рівня потенційних помилок виміру фаз прийнятих сигналів варто скористатися нижньою границею Крамера-Рао для дисперсії помилок виміру квадратурних складових амплітуд прийнятих сигналів, що формується шляхом обернення інформаційної матриці Фішера:

$$I = \frac{1}{\sigma_{\text{noise}}^2} \cdot P^* P, \quad (9)$$

де матриця P тотожна матриці, що входить у вираз (5).

У випадку одночастотного сигналу

$$P^* P = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S \cos^2 p_{ns} & -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2p_{ns} \\ -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2p_{ns} & \sum_{s=1}^S \sin^2 p_{ns} \end{bmatrix}$$

$$\text{де } p_{ns} = \omega_n \Delta t(s-1).$$

Дисперсія похибок багаточастотного виміру дальності одиночної цілі N парами гармонійних сигналів згідно з нижньою границею Крамера-Рао (НГКР) визначається співвідношенням

$$\sigma_D^2 \geq \left(\sum_{n=1}^N (\omega_{n1} - \omega_{n2})^2 \right)^{-1} \frac{c \cdot \sigma_{\text{noise}}^2}{2} \quad (10)$$

де c – швидкість світла,

σ_{noise}^2 – дисперсія оцінки різностей фаз сигналів,

ω_{n1}, ω_{n2} – радіальні частоти n -ї пари сигналів.

Аналіз виразу (10) свідчить, що для підвищення точності виміру дальності необхідно збільшувати кількість частотних пар та частотне рознесення в них сигналів.

Ширококутовість OFDM (N-OFDM) накладає жорсткі вимоги до якості формування квадратурних складових напруг прийнятих сигналів, що важливо для прецизійних фазових вимірів. Через це необхідно доповнити обробку прийнятих сигналів їхньою попередньою цифровою I/Q-демодуляцією, поєднавши, наприклад, її з децимацією (проріджуванням) відліків аналого-цифрового перетворювача згідно з [2]. Використання I/Q-демодуляції дозволяє

розширити діапазон частот, для яких ортогональність квадратурних складових сигналів витримується з заданою точністю. При цьому слід врахувати паразитну ротацію фази сигналів, що виникає при виконанні I/Q-демодуляції, та супутнє викривлення фронту й зрізу сигналів внаслідок перехідного процесу.

Подальше удосконалення методу [1] полягає в його узагальненні на обробку OFDM (N-OFDM) сигналів по виходах цифрової антенної решітки (ЦАР) з оптимізацією вимірювальної процедури, наприклад, за методами максимальної правдоподібності чи найменших квадратів.

Ключовим етапом у синтезі відповідного варіанту фазового методу виміру дальності є формування аналітичного опису відгуку ЦАР. Для цього доцільно скористатися матричною формою запису.

Оскільки при фазових вимірах інформація про відстань закладена у фазах сигналів, то кінцевою метою відповідної обробки сигнальних напруг є оцінка їх квадратурних складових. Це завдання збігається за своєю сутністю з демодуляцією повідомлень, що передаються каналом зв'язку. Вважаючи, що на приймальному пристрої використовується лінійна антенна решітка, її відгук на відбитий від M цілей сигнал доцільно виразити в уніфікованому вигляді (1).

Оскільки в зазначеному варіанті вирішення задачі виміру відстаней від кожної з M цілей буде відбиватися багаточастотний пакет з E сигналів N-OFDM, структура сигнальної матриці P матиме вигляд [3]

$$P = Q [\otimes] F, \quad (11)$$

де $[\otimes]$ – символ блокового кронекерівського добутку,

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \dots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \dots & Q_{R1}(x_M) \end{bmatrix} \quad \text{– блокова}$$

матриця характеристик направленості антенних елементів ЦАР $Q_{rt}(x_m)$ у напрямках на m -е джерело сигналів з кутовою координатою (азимут) $x_m, r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елемента антенної решітки;

$$F = \begin{bmatrix} F_{11}(\omega_{11}) & \dots & F_{11}(\omega_{1E}) & \dots & F_{11}(\omega_{M1}) & \dots & F_{11}(\omega_{ME}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{R1}(\omega_{11}) & \dots & F_{R1}(\omega_{1E}) & \dots & F_{R1}(\omega_{M1}) & \dots & F_{R1}(\omega_{ME}) \end{bmatrix}$$

– блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, синтезованих за допомогою дискретного перетворення Фур'є на E частотах відбитих від M цілей E сигналів N-OFDM.

Оптимальне оцінювання вектора комплексних амплітуд сигналів за методом максимальної правдоподібності може бути здійснене за відомим

виразом $\tilde{A} = (P^T P)^{-1} P^T U$ за умови попереднього виміру кутових координат та частот сигналів та подальшої перевірки гіпотез щодо кількості діючих джерел сигналів.

У випадку плоскої антенної решітки з $R \times R$ елементів, її відгук на відбитий від M цілей сигнал доцільно виразити через модифіковану сигнальну матрицю:

$$P = (Q \blacksquare V)[\otimes]F, \quad (12)$$

де \blacksquare – символ матричного добутку Хатрі-Рао [4, 5],

$$V = \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R1}(y_1) & \cdots & V_{R1}(y_M) \end{bmatrix} \quad - \text{блокова}$$

матриця характеристик направленості антенних елементів цифрової антенної решітки (ЦАР) $V_{rt}(y_m)$ у напрямках на m -е джерело сигналів з кутовою координатою (кутом місця) $y_m, r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елемента антенної решітки.

При застосуванні багатосекційної ЦАР, наприклад у вигляді урізаної піраміди, кожна з граней якої являє собою плоску антенну решітку

$$P = (Q[\blacksquare]V)[\otimes]F, \quad (13)$$

$$\text{де } Q = \begin{bmatrix} Q_{11}(x_1) & \cdots & Q_{11}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R1}(x_1) & \cdots & Q_{R1}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{1T}(x_1) & \cdots & Q_{1T}(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{RT}(x_1) & \cdots & Q_{RT}(x_M) \end{bmatrix} \quad - \text{блок-матриця}$$

характеристик спрямованості антенних елементів

антенної решітки t -ї секції $Q_{rt}(x_m)$ у напрямку на m -е джерело OFDM сигналів з кутовою координатою x_m , де $r=1, \dots, R$ – порядковий номер антенного елемента в антенній решітці в межах t -ї секції, $t=1, \dots, T$ – порядковий номер секції у багатосекційній ЦАР;

$$V = \begin{bmatrix} V_{11}(y_1) & \cdots & V_{11}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R1}(y_1) & \cdots & V_{R1}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{1T}(y_1) & \cdots & V_{1T}(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{RT}(y_1) & \cdots & V_{RT}(y_M) \end{bmatrix} \quad - \text{блок-}$$

матриця характеристик спрямованості антенних елементів антенної решітки t -ї секції $V_{rt}(y_m)$ у напрямку на m -е джерело OFDM сигналів з кутовою координатою y_m .

$[\blacksquare]$ – символ блокового торцевого добутку матриць [4, 5].

Висновки

У зазначений спосіб нескладно узагальнити фазовий вимір відстаней на випадок багатопозиційної системи приймальних мультисекційних ЦАР, яка дозволяє максимально використати потенційні можливості інтегрованої системи зв'язку та радіолокації.

Подальші дослідження доцільно зосередити на аналізі потенційної точності вимірів відстаней до множини об'єктів фазовим методом, підставивши вирази для сигнальних матриць (11) – (13) в інформаційну матрицю Фішера (9) та здійснивши її обернення.

Література

1. Солощев О. Н. Фазовий метод измерения дальности на основе теории многоканального анализа. / О.Н. Солощев, В.И. Слюсар, В.В. Твердохлебов // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2007. – № 2(23). – С. 29 – 32.
2. Зінченко А.О. Фазовий метод виміру відстані в МІМО-системах радіолокації та зв'язку. / А.О. Зінченко, В.І. Слюсар // VI-й науково-практичний семінар “Пріоритетні напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення” (20 жовтня 2011 р., доповіді та тези доповідей). – Київ: ВПІ НТУУ “КПІ”, 2011. – С. 180.
3. Зінченко А.О. Фазовий вимір відстаней до множини

- цілей в МІМО-системах радіолокації та зв'язку / А.О. Зінченко // VI-а науково-практична конференція “Пріоритетні напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення” – Київ: ВПІ НТУУ “КПІ”, 2012. – С. 103.
4. Слюсар В.И. Семейство торцевых произведений матриц и его свойства // Кибернетика и системный анализ. – 1999. – Том 35; № 3. – С. 379-384.
5. Минович А.И. Теоретические основы военно-технических исследований. Том 2. / А.И. Минович, В.И. Рудаков, В.И. Слюсар Под ред. Ковтуненко А.П. – Киев: ЦНИИ ВВТ ВСУ. – 2012. – С. 7-98; 354-521.

В статті розроблені методи вимірювання дальності до множини об'єктів на основі оцінки фази N-OFDM сигналів і технології MIMO в інтегрованій системі зв'язку і радіолокації тактичного ланки управління Збройних Сил України.

Ключевые слова: цифровое формирование диаграммы, цифровая антенная решетка, фазовое измерение расстояния.

In the article the methods of measuring of distance are worked out to the great number of objects on the basis of estimation of phase of N - OFDM of signals and technology of MIMO in the integrated communication and radio-location of tactical link of management of Armed Forces of Ukraine network.

Key words: digital spectrum diagram, digital array, phase measuring of distance.