

# СУЧАСНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ У СФЕРІ БЕЗПЕКИ ТА ОБОРОНИ

№ 2 (14)  
2012

Науково-практичний журнал

**Засновник і видавець**

Національний університет  
оборони України

**Адреса редакції**

Національний університет оборони України  
Інститут інформаційних технологій

Повітрофлотський проспект, 28,  
Київ, 03049

телефон: (044)-271-09-44, (066)-713-20-22

факс: (044)-271-09-44

e-mail: tishenkom@mail.ru

Журнал зареєстровано в Міністерстві Юстиції України  
(свідоцтво КВ №17758-66008ПР)

Журнал видається  
українською, російською та англійською мовами

Журнал виходить 3 рази на рік

Постановою Президії Вищої атестаційної комісії України  
від 14 жовтня 2009 р. №1-05/4 журнал включено до  
переліку наукових фахових видань України, в яких  
можуть публікуватися результати дисертаційних  
досліджень на здобуття наукових ступенів доктора і  
кандидата наук в галузях  
“технічні науки” та “військові науки”

Рекомендовано до друку Вченою радою  
Національного університету оборони України  
(протокол № 12 від 29 серпня 2012 р.)

При використанні матеріалів посилання на журнал “Сучасні  
інформаційні технології  
у сфері безпеки та оборони” обов'язкове

Редакція може не поділяти точку зору авторів  
Відповідальність за зміст поданих матеріалів  
несуть автори

**В номері:**

**Теоретичні основи створення і використання  
інформаційних технологій**

- Аніпко О.Б., Приймак А.В., Миргород Ю.І., Котов О.Б., Вовк О.В.* Новий інтегральний показник для літальних апаратів транспортного призначення ..... 5
- Биченков В.В.* Розроблення алгоритму синтезу поліному  $n$ -го ступеня залежності цільової функції від визначеної кількості аргументів ..... 9
- Богом'я В.І.* Комплекс показників ефективності функціонування системи спостереження та розпізнавання космічних апаратів ..... 14
- Дачковський В.О., Шинкаренко Ю.М.* Перспективи використання електромагнітної зброї та напрямки захисту радіоелектронних засобів керованих боєприпасів ..... 17
- Дзюба Т.М., Віщун В.В.* Обеспечение информационной живучести информационно-управляющих систем органов военного управления при проведении кибератак ..... 22
- Зинченко А.О., Слюсар В.І.* Визначення відстаней в МІМО-системах зв'язку та радіолокації на основі фазових вимірів ..... 26
- Зинченко Ю.М.* Імітатор тактичних дій jsats в плануванні експерименту ..... 31
- Кобзев В.В., Опенько П.В., Фоменко Д.В.* Обґрунтування способу розподілу експлуатаційних спостережень на вибірці при застосуванні методу групового урахування аргументів для прогнозування безвідмовності радіоелектронних засобів зенітних ракетних комплексів ..... 35
- Колачов С.П., Недаїда Ю.П., Драглик О.В.* Стохастично-дискретний метод оцінки безвідмовності складних програмних комплексів ..... 38
- Копоненко С.М., Зайка Л.А.* Особливості підготовки та проведення занять і навчання із застосуванням системи імітаційного моделювання JSATS за досвідом проведених командно-штабних навчань зі слухачами інституту авіації та протиповітряної оборони ..... 41
- Кравченко Ю.В., Миколайчук Р.А.* Концептуальний підхід до синтезу складних технічних систем з динамічною структурою ..... 44
- Массев М.О., Борисов І.В.* Пропозиції щодо впровадження технології МІМО у перспективних засобах радіозв'язку спеціального призначення ..... 48
- Мешков І.Н., Мусієнко В.А., Малишкін В.В., Срібний С.П.* Можливості застосування сучасних технологій в дротових телекомунікаційних мережах спеціального призначення ..... 51
- Мовчан А.С.* Варіант побудови алгоритму розрахунку зон роботи РЛС під впливом засобів РЕБ у задачах моделювання ..... 54
- Ромашенко Р.А.* Методика управління таймерами в протоколі TCP при використанні методу ковзного вікна ..... 57
- Слюсарчук О.О., Гниря В.В.* Основні тенденції розвитку бортових радіолокаційних систем ..... 60
- Ткаченко А.Л., Криховецький Г.Я., Бородавко Д.С.* Нечіткий алгоритм виміру довжини черги та рівня використання буферу для систем активного керування чергами в ip-мережах ..... 62
- Шкуліна П.А., Жердев М.К., Ленков С.В.* Застосування інформаційних технологій для розробки узагальненої методики діагностування блоків РЕТ автономного автоматизованого системою технічного діагностування ..... 65
- Інтерактивні моделі розвитку науково-освітнього простору у сфері безпеки та оборони**
- Гапоненко Н.П.* Використання інтерактивних методів навчання з метою підвищення ефективності навчального процесу ..... 70
- Козубцов І.М.* Технічний аспект мотиваційної моделі процесу компетентного навчання студентів в міждисциплінарному просторі ..... 72
- Родіков В.Г.* Основні категорії та поняття дистанційного навчання саперів ..... 77
- Інтерактивний дискурс у контексті інформаційної безпеки держави**
- Білан А.М., Зеленко О.В., Шемєндюк О.В.* Інформаційна безпека як складова національної безпеки ..... 79
- Ігнатєв М.М.* Підхід до розробки прогнозу найбільш ймовірного варіанту дій повітряного противника при нанесенні авіаційних ударів ..... 83
- Лаврінчук О.В., Валерко В.В., Цветков Є.В.* Аналіз основних напрямків впровадження принципів мережецентричних війн у збройних силах провідних країн світу ..... 87
- Ляшенко І.О.* Аналіз вимог керівних документів держтехкомісії Росії щодо інформаційної безпеки інформаційно-управляючих систем ..... 94
- Тарасов В.М., Чорнокишинський О.А.* Проблемні питання створення географічної інформаційної системи в тактичній ланці управління військами (силами) ..... 97
- Шедяков В.С.* Регулювання інформаційних відносин в комплексі засобів модернізації соціально-інформаційних систем ..... 101

# MODERN INFORMATION TECHNOLOGIES IN THE SPHERE OF SECURITY AND DEFENCE

№ 2 (14)  
2012

Scientific-practical journal

## Founder and Publisher

National Defence University of Ukraine

## Address:

National Defence University of Ukraine,  
Research and Study Centre  
Of Information Technologies

Povitroflotskiy ave. 28, Kyiv, 03049

Telephone: (044)-271-09-44, (066)-713-20-22

Fax: (044)-271-09-44

e-mail: tishenkom@mail.ru

The journal is registered  
in the Ministry of Justice of Ukraine  
(certificate KB №17758-66008IIP)

The journal is published  
in Russian, Ukrainian and English

The journal is published thrice a year

According to the resolution of the Presidium  
of the Supreme Certification Commission of Ukraine  
issued on October 14, 2009 (№ 1-05/4) the journal  
was included into the Ukrainian list of specialized  
scientific publications which are authorized to publish the  
results of dissertations for doctoral degree  
in engineering sciences and military sciences

*Recommended to publication  
by the Scientific Council of the National  
Defence University of Ukraine  
(Protocol No. 12, 29 August 2012)*

When using the materials, the reference to the journal  
“Modern Information Technologies  
in the Sphere of Security and Defence” is mandatory

The editorial board can have a different viewpoint  
than that of the authors  
The content of the materials is the authors' responsibility

## Contents:

### *Theoretical Foundations of Information Technologies Creation and Use*

<i>Anipko O., Primak A., Myrgorod Y., Kotov O., Vovk O.</i> The new integrated indicator for cargo aircraft.....	5
<i>Bychenkov V.</i> The polynomial synthesis algorithm development of objective function n-degree dependence on certain number of arguments .....	9
<i>Bohomya V.</i> The complex of efficiency indicators of systems performance of space equipment monitoring and identification .....	14
<i>Dachkovskiy V., Shynkarenko Y.</i> Prospects for using the electromagnetic weapons and protecting the radioelectronic means of guided ammunition....	17
<i>Dzyuba T., Vishchun V.</i> Providing information survivability of information and control systems of military control bodies when launching cyber attacks .....	22
<i>Zinchenko A., Slyusar V.</i> Determining distances of communication and radiolocation MIMO systems on the basis of phase measurements.....	26
<i>Zinchenko Y.</i> Simulators of tactical JCATS in planning experiments .....	31
<i>Kobzev V., Openko P., Fomenko D.</i> Justification of sample operational observation method when implementing data group handling method for predicting the reliability of electronic air defence systems' .....	35
<i>Kolachov S., Nedaybida Y., Drahlyuk O.</i> Stochastic-discrete method of complex software systems reliability.....	38
<i>Kononenko S., Zaika L.</i> Peculiarities of preparing and conducting training exercises using JCATS simulation system on the basis of command and general staff exercises experience with officer students of aviation and air defence institute .....	41
<i>Kravchenko Y., Mykolajchuk R.</i> The conceptual approach to the synthesis of complex technical systems with dynamic structure .....	44
<i>Masesov M., Borisov I.</i> Suggestions for implementing MIMO technology in radio communication means of special purpose .....	48
<i>Meshkov I., Mustenko V., Malyshkin V., Sribnyy S.</i> The possibility of using modern technology in wire telecommunication set of special purpose .....	51
<i>Movchan A.</i> The option of algorithm creation of radar station zones work calculation under the influence of radio-electronic fight means in modeling problems.....	54
<i>Romaschenko R.</i> Methods of timer management in TCP protocol when using the slithering window method.....	57
<i>Slyusarchuk O., Gnyrya V.</i> Major trends of development in airborne radar systems .....	60
<i>Tkachenko A., Kryhovetskyy G., Borodavko D.</i> Ambiguous algorithm for measuring queue length and buffer systems level for active queue systems management in ip-network .....	62
<i>Shkulipa P., Zherdev M., Lenkov S.</i> Information technology application for developing generalized method of diagnosing PET blocks by autonomous automated fault detection system.....	65
<b><i>Interactive Models of Scientific and Educational Environment Development in the Sphere of Security and Defence</i></b>	
<i>Haponenko N.</i> The use of the interactive teaching methods to improve the efficiency of the learning process .....	70
<i>Kozubtsov I.</i> The technical aspect of the motivational process model of the competent teaching process in the interdisciplinary space .....	72
<i>Rodikov V.</i> The main categories and concepts of sappers distance learning .....	77
<b><i>Interactive Discourse in the State's Information Security Context</i></b>	
<i>Bilan A., Zelenko O., Shemendyuk O.</i> Information security as a part of state security.....	79
<i>Ignatiev M.</i> The approach to the prognosis development of the most probable aviation enemy actions during the air attacks .....	83
<i>Lavrinchuk O., Valerko V., Cvetkov E.</i> The analysis of the major trends of the network-centric warfare principles implementation in the armed forces of the leading countries.....	87
<i>Ljashenko I.</i> The analysis of the leading documents requirements of the Russian state technical commission in relation to informative security of the control information systems .....	94
<i>Tarasov V., Chornoknyzhny O.</i> The problematic questions of the geographic information system creation in the tactical command and control element of the troops (forces).....	97
<i>Shedyakov V.</i> Information relations regulation in complex of social-information systems modernization.....	101

*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 підсилувача 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 "склеюку" 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 швидко 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),

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

$\omega_{n1}, \omega_{n2}$  – 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 фільтра 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,  
 $a_{nm}^c = a_{nm} \cos \varphi_{nm}, a_{nm}^s = a_{nm} \sin \varphi_{nm}$ .

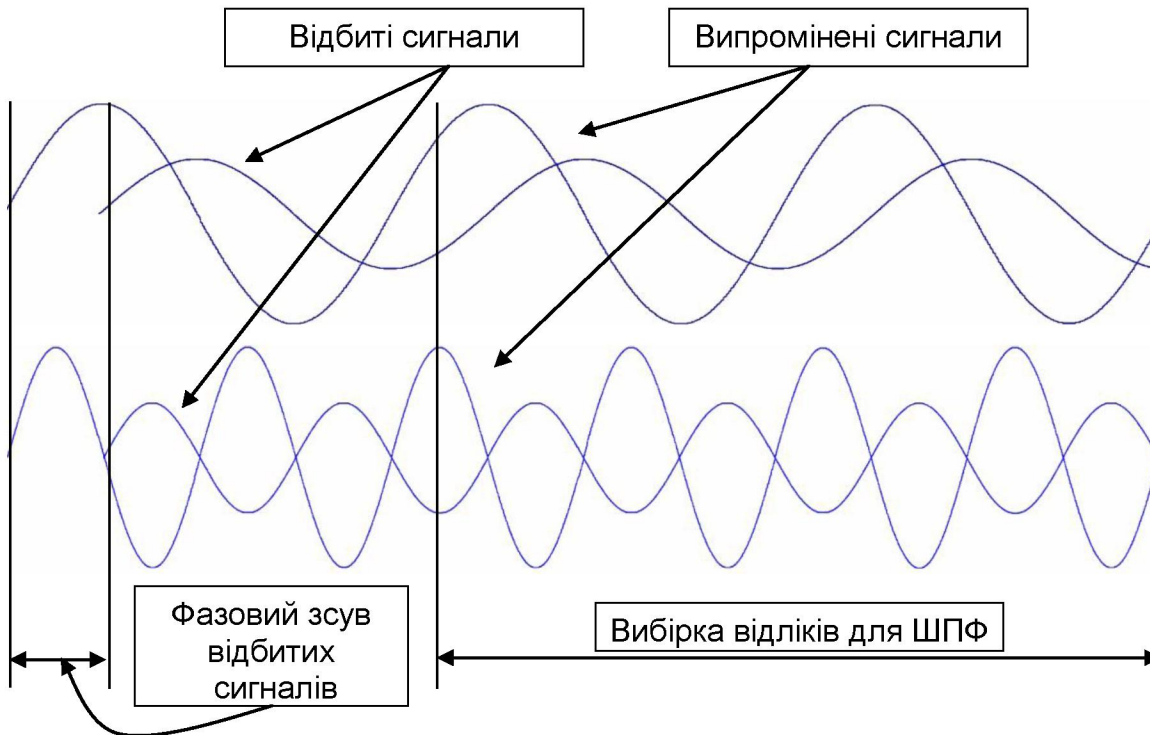


Рис. 1. Визначення різниці фаз прийнятих і випромінюваних в той же момент часу сигналів по виходу синтезованих за допомогою ШПФ частотних фільтрів

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,

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

амплітуд  $M$  сигналів,  
 $M$  – кількість сигналів,

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

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

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

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:

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

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

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

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,

$\sigma_{\text{noise}}^2$  – дисперсія оцінки різностей фаз сигналів,

$\omega_{n1}, \omega_{n2}$  – 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 кронекеровського 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. Слосар, 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. Слосар // 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. Слосар 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. Слосар 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 МІМО в інтегрованій системі зв'язку і радіолокації тактичного зв'язку управління Вооруженных 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.