

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ, МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ

**БОНДАРЕНКО МАКСИМ ВАСИЛЬОВИЧ**

УДК 621.396

**МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ДЖИТТЕРА В ЦИФРОВИХ АНТЕННИХ  
РЕШІТКАХ**

Спеціальність 05.12.07 — Антени та пристрої мікрохвильової техніки

**Автореферат**  
дисертації на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Київ – 2013

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут» Міністерства освіти і науки, молоді та спорту України на кафедрі «Теоретичних основ радіотехніки».

**Науковий керівник:** доктор технічних наук, професор,  
заслужений діяч науки і техніки України  
**СЛЮСАР Вадим Іванович,**  
Центральний науково-дослідний інститут озброєння та  
військової техніки Збройних Сил України, головний науковий  
співробітник.

**Офіційні опоненти:** доктор технічних наук, професор  
**Овсяніков Віктор Володимирович,**  
Дніпропетровський національний університет  
імені Олеся Гончара, професор кафедри електронних засобів  
телекомунікацій

кандидат технічних наук, старший науковий співробітник  
**Гузь Володимир Іванович,**  
Державне підприємство Науково-дослідний інститут  
радіолокаційних систем "Квант-Радіолокація", директор

Захист відбудеться «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2013 р. о \_\_\_ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д26.002.26 в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут» за адресою: 03056, м. Київ, вул. Політехнічна, 12, корп. 17, ауд. 321.

З дисертацією можна ознайомитись у Науково-технічній бібліотеці ім. Г. І. Денисенка Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37

Автореферат розісланий «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2013 р.

Вчений секретар спеціалізованої  
вченої ради Д26.002.26, к.т.н., доц.

С.Є. Мартинюк

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми.** У теперішній час розвиток таких галузей науки і техніки як радіолокація, зв'язок, радіоастрономія та навігація неможливо уявити без впровадження нових досягнень у антенній техніці.

Потреба у підвищенні коефіцієнта підсилення антени призвела до необхідності використання антенних решіток. Подальший розвиток цього виду антен був спрямований на забезпечення можливості електричного сканування променем у просторі і формування багатопроменевої діаграми спрямованості у рамках єдиної антенної системи.

Одним із найбільш перспективних напрямів розвитку цього виду антенної техніки є цифрові антенні решітки (ЦАР), які виконують діаграмоутворення за допомогою цифрової обробки сигналу, що забезпечує можливість адаптивного формування багатопроменевої діаграми спрямованості. Глибока адаптивна компенсація сигналів широкосмугових завад, яка реалізована завдяки формуванню «нулів» діаграми спрямованості у напрямку джерела завад, дозволяє збільшити відношення сигнал/шум, зменшити рівні потужності передавачів, використовувати програмно-реконфігурований прийом та методи надрозрізнення джерел сигналів.

Розгляд ЦАР як системи перетворення інформації, що міститься в просторово-часовому розподілу електромагнітного поля у розкриті апертури антенної системи, в цифровий вигляд і бажання зменшити спотворення інформації при цьому перетворенні призводить до необхідності зменшити кількість проміжних перетворень сигналу між антенним елементом та аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). В абсолюті це призводить до виконання аналого-цифрового перетворення на частоті сигналу в максимально наближеному до антенного елемента АЦП. В результаті, в умовах підвищення частоти складових спектра сигналів, що піддаються аналого-цифровому перетворенню, та необхідності передачі тактового сигналу по полю антенної решітки, одним з головних чинників, які визначають якість функціонування радіосистеми з ЦАР, стає джиттер (від англ. jitter – коливання, вібрація) АЦП/ЦАП (ЦАП — цифро-аналоговий перетворювач), що викликає появу мультиплікативного шуму.

Як наслідок, важливими завданнями в реалізації технічних характеристик радіосистем на базі ЦАР слід вважати: обґрунтування вимог до джиттера трактів АЦП і ЦАП ЦАР, розробку і дослідження методів оцінки параметрів джиттера в ЦАР, оцінку впливу джиттера на показники якості роботи антенних систем з цифровим діаграмоутворенням (точність оцінювання параметрів радіолокаційних сигналів, глибина компенсації сигналів завад, точність формування і вимірювання діаграми спрямованості).

На сьогоднішній день у літературі запропоновано велику кількість методів оцінки джиттера АЦП. Однак більшість цих методів орієнтована на оцінку джиттера окремих компонентів (АЦП, генераторів) і малоприматна для використання в якості методів контролю параметрів джиттера в ЦАР. Також слід зазначити, що для більшості пропонованих методів відсутні статистичні характеристики (математичне очікування і дисперсія) отримуваних оцінок. У випадках, коли характеристики наво-

дяться, вони, як правило, представляють собою дані статистичної обробки результатів експерименту. Таким чином, тема дисертації є актуальною.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**

Дослідження в дисертації проведені в рамках робіт, виконаних на кафедрі теоретичних основ радіотехніки за державним оборонним замовленням – Дослідження новітніх методів побудови фазованих антенних решіток (шифр «ФАР», № держреєстрації 011U008699).

**Мета і завдання дослідження.** *Метою роботи є підвищення точності оцінювання параметрів джиттера в ЦАР на основі розробки методів, що враховують особливості реалізації багатоканальної антенної системи з цифровою обробкою сигналів.*

В дисертації вирішується *наукова задача* — розробка методів оцінювання джиттера у ЦАР і аналіз їх точнісних характеристик.

Відповідно до поставленої наукової задачі в дисертаційній роботі вирішуються часткові *завдання дослідження*:

1. Аналіз сучасного стану проблеми джиттера в трактах АЦП/ЦАП і його впливу на якість роботи антенних решіток з цифровим діаграмоутворенням (ЦДУ), аналіз існуючих методів оцінки джиттера з точки зору їх застосування в ЦАР, формування вимог до джиттера в ЦАР.

2. Розробка методів оцінки джиттера в ЦАР та аналіз точнісних характеристик розроблених методів.

3. Розробка моделі формування цифрового сигналу в системі ЦАП — АЦП.

4. Аналіз впливу джиттера на якість роботи системи з ЦАР: точність оцінки параметрів радіолокаційного сигналу (частоти комплексного радіосигналу, кутів пеленга), точність оцінки характеристик спрямованості приймальних каналів ЦАР, глибину компенсації сигналів завад.

*Об'єкт досліджень* — процес формування та обробки цифрових сигналів в ЦАР в умовах джиттера АЦП.

*Предмет досліджень* — методи оцінки джиттера в ЦАР.

**Методи дослідження.**

При вирішенні поставленого наукового завдання в дисертаційній роботі були використані методи теорії оцінювання, теорії ймовірності, теорії узагальнених функцій, теорії оптимізації, методи цифрового спектрального аналізу, теорії антен.

**Наукова новизна отриманих результатів.** У роботі отримані наступні нові наукові результати:

1. Вперше розроблено багаточастотні методи оцінки джиттера для когерентних і некогерентних систем АЦП в приймальних каналах ЦАР. Показана можливість підвищення точності оцінки в порівнянні з одночастотними методами за рахунок вибору параметрів вхідного сигналу. Відмінність від існуючих методів полягає у використанні в якості вхідного сигналу суми гармонійних складових.

2. Вперше розроблено багатоканальні методи оцінки джиттера в когерентних і некогерентних системах АЦП ЦАР. Відрізняються від існуючих методів одночасним використанням відліків всіх каналів ЦАР, що забезпечує підвищення точності оцінювання.

3. Для когерентної одночастотної одноканальної системи розроблено новий

метод оцінки спектральної щільності потужності джиттера, а також отримав розвиток метод спільної оцінки джиттера АЦП і амплітуди вхідного гармонійного сигналу, який не передбачає малість відліків джиттера. У той час як існуючі методи приймають за оцінку спектральної щільності потужності джиттера оцінку спектральної щільності потужності фазового шуму тактового генератора системи синхронізації ЦАР, розроблений метод враховує джиттер, внесений АЦП і системою передачі тактового сигналу. Для оцінки дисперсії джиттера і амплітуди гармонійного сигналу отримано аналітичні вирази оцінок і статистичних характеристик оцінок. Сформульовано цільову функцію для багаточастотного багатоканального випадку.

4. Удосконалено модель формування цифрового сигналу в тракці ЦАП — АЦП і метод поділу оцінок джиттера по компонентах системи. Розроблена модель відрізняється від існуючих тим, що враховує джиттер тактового сигналу і обмеженість ширини спектра лінії передачі між ЦАП і АЦП у вигляді радіоканалу системи з передавальною та приймальною ЦАР. Пропонований метод відрізняється тим, що дозволяє розділити джиттер генератора вхідного сигналу і джиттер генератора тактового сигналу.

**Практичне значення отриманих результатів.** Розроблені в дисертації методи дозволяють: вибрати метод оцінювання параметрів джиттера, виходячи зі структури системи, що використовує ЦАР, і типу вхідного сигналу; кількісно оцінити параметри джиттера (дисперсію, спектральний склад, внесок компонентів системи в загальний джиттер); визначити точність оцінки, виходячи з умов експерименту і вибрати оптимальні з точки зору точності умови спостережень; оцінити вплив джиттера на точність оцінки параметрів сигналу на виходах приймальних каналів ЦАР — частоти, кутів пеленга.

Результати досліджень можуть бути використані промисловими та науково-дослідними організаціями з метою формування вимог до джиттера ЦАР на етапі проектування, а також для оцінки характеристик джиттера в системах з ЦАР на етапі експлуатації.

Свідченням практичної значимості отриманих наукових та прикладних результатів дисертаційної роботи є їхнє використання:

1) У звіті з НДР «Перспектива РТВ», що виконувалася в Центральному науково-дослідному інституті озброєння та військової техніки Збройних Сил України на замовлення Департаменту розробок і закупівель озброєння і військової техніки Міністерства оборони України (акт від 09.04.2012).

2) Під час розробки та виготовлення Казенним підприємством «Наукововиробничий комплекс «Іскра» дослідного зразка вторинного радіолокатора «Траса» і радіолокаційного запитувача 69Л01, при проведенні випробувань модулів АЦП та обробки радіолокаційної інформації ADC3U-4-01, які входять до їх складу (г. Запоріжжя, акт від 22.09.2011).

3) При розробці та дослідженнях ТОВ «Скайнет Ltd» дослідного зразка радіотехнічної системи з ЦАР і обґрунтуванні її технічних характеристик; при проведенні експериментальних досліджень з реалізації методів оцінювання джиттера у експериментальному зразку РЛС з 64-канальною ЦАР (акти від 21.09.2011).

**Особистий внесок здобувача.** Основні наукові результати дисертаційної ро-

боти отримані автором самостійно. У спільних наукових працях здобувачу належить наступне:

в [1, 14, 15] — схемотехнічні рішення, що забезпечують мінімізацію джиттера в ЦАР, експериментальні дослідження джиттера АЦП експериментального зразка ЦАР;

в [3, 6, 16] — вирази для обчислення нижньої межі дисперсії оцінки кута для завдання пеленгації в лінійній та плоскій ЦАР в умовах джиттера АЦП; вирази для дисперсій оцінок кутів пеленгу у присутності джиттера АЦП, які враховують метод оцінювання;

в [7] — метод оцінювання джиттера АЦП для системи, в якій джерело вхідного вимірювального сигналу не синхронізовано з генератором тактового сигналу АЦП, результати чисельного моделювання; вирази оцінок дисперсії джиттера АЦП і дисперсії адитивного шуму в некогерентній системі при багаточастотному сигналі на вході АЦП;

в [8 - 12] - особистий внесок автора визначається довідкою про творчу участь.

**Апробація результатів дослідження.** Основні результати досліджень доповідалися і обговорювалися на: V-й та VII-й Міжнародних науково-технічних конференціях (НТК) «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології» COMINFO'2009 (2011)-Livadia (Крим, м. Лівадія, 2009, 2011); 10-й Міжнародній НТК «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та комп'ютерної інженерії» (м. Славське, 2010); 18th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications (MIKON-2010) and 11th International Radar Symposium (IRS 2010, Vilnius, Lithuania, 2010); 2nd International Conference on Waterside Security (Marina di Carrara, Italy, 2010); НТК "Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки" (м. Київ, ЦНДІ ОБТ ЗСУ, 2010); 21-й Міжнародній Кримській конференції «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» (КриМіКо'2011) (м. Севастополь, 2011); VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'11) (Kyiv, Ukraine. - National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", 2011), 4-му міжнародному радіоелектронному форумі «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ-2011) (м. Харків, 2011).

**Публікації.** Основні результати дисертації опубліковані в 19 роботах, із них 7 статей у провідних фахових виданнях, 5 патентів України на корисні моделі і 7 тез доповідей на конференціях.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається з вступу, чотирьох розділів, висновків (160 сторінок), списку використаної літератури з 202 джерел, чотирьох додатків. Загальний обсяг дисертації становить 230 сторінок. Дисертація містить 32 рисунки і 20 таблиць.

## ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У *вступі* обґрунтовано актуальність теми дисертації, сформульовані мета і завдання дослідження, об'єкт, предмет і методи дослідження, визначено наукову новизну результатів та їх практичну значимість, наведені дані про особистий внесок здобувача, впровадження результатів, їх апробацію та публікації.

У *першому розділі* проведено порівняльний аналіз технології ЦДУ в антенних решітках (АР) у порівнянні з аналоговими методами формування діаграми спрямованості (ДС) фазованих антенних решіток (ФАР). Сформульовано переваги приймальних і передавальних ЦАР у порівнянні з ФАР. З урахуванням структури ЦАР розглянуті недоліки технології ЦДУ і способи їх подолання.

Як один з головних чинників реалізації ЦАР детально розглянуті основні групи цифрових високошвидкісних магістралей, присутніх в більшості сучасних систем ЦДУ ЦАР, а також найбільш поширені різновиди інтерфейсів кожної групи. Відзначена ключова роль програмованих логічних інтегральних схем, як одного з основних компонентів побудови сучасних типових модулів пристрою ЦДУ ЦАР, перераховані провідні виробники елементної бази та найважливіші, з точки зору реалізації ЦАР, параметри ПЛІС. Відзначено ряд робіт в області ЦАР, виконаних в Україні в останні роки, частина з яких проводилася за безпосередньої участі здобувача.

В результаті розвитку технологій намітилася тенденція до скорочення числа перетворень частоти в радіоприймальних трактах ЦАР і розширення смуги використовуваних для передачі даних сигналів, що призводить до підвищення на виходах радіоприймальних пристроїв частот сигналів, які перетворюються з допомогою АЦП в цифрову форму. У цих умовах одним з головних факторів, що визначає якість функціонування системи з ЦАР, стає джиттер АЦП/ЦАП. Джиттер АЦП/ЦАП — це випадкові відхилення моментів формування відліків в АЦП/ЦАП приймально-передавальних каналів ЦАР з МО відхилення, рівним нулю.

Проведено огляд літератури, присвяченої проблемі джиттера. Відзначено роботи, що розглядають вплив джиттера на: 1) формування цифрового сигналу в пристроях АЦП; 2) процеси обробки цифрового сигналу; 3) формування вимог до радіотехнічних систем (зокрема ЦАР), 4) якість формування ДС в ЦАР.

На підставі огляду літератури наведено математичний опис проблеми джиттера і спрощений спосіб оцінки дисперсії джиттера за величиною відношення сигнал/шум у нехтуванні АШ.

Розглянуто вплив точності наближення відліку гармонійного сигналу на виході АЦП у вигляді відсіченого розкладання у ряд Тейлора за величиною джиттера на оцінки МО та дисперсії відліку. Проведено огляд існуючих методів оцінки джиттера та їх аналіз з точки зору застосування в ЦАР. На підставі огляду літератури виконано обґрунтування вимог до рівня джиттера в ЦАР. Перераховано параметри, що визначають вимоги до джиттера АЦП і ЦАП в передавальних і приймальних ЦАР.

На завершення першого розділу запропонований набір ознак для класифікації методів оцінювання дисперсії джиттера, і вперше проведена класифікація цих методів.

У *другому розділі* розроблені методи оцінки параметрів джиттера.

Розглянемо систему з  $P$  каналів АЦП на виходах приймальних каналів ЦАР.

Нехай на входах АЦП приймальних каналів ЦАР присутній вхідний сигнал, який може бути представлений у вигляді суми гармонійних складових

$$u(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sin(2\pi f_k t + \varphi_k), \quad (1)$$

де  $K$  — число гармонійних складових у вхідному сигналі,  $A_k$  — амплітуда  $k$ -ї скла-

дової,  $f_k$  — частота  $k$ -ї складової,  $\varphi_k$  — початкова фаза  $k$ -ї складової. Частоти  $f_k$  синусоїдальних складових вхідного сигналу покладаються відомими, і відношення частот  $f_k$  до частоти дискретизації виражається нескоротними дробами  $n_k/m_k$  ( $k$  — номер складової), де  $n_k, m_k \in \mathbb{N}$ ,  $m_k > 2$  ( $\mathbb{N}$  — множина натуральних чисел).

Нехай період дискретизації дорівнює  $T$ , і виконуються умови

$$\left| f_i - \frac{l}{T} \right| \neq \left| f_j - \frac{k}{T} \right|, \quad i \neq j = \overline{1, K}, \quad \forall l, k \in \mathbb{N}: \left( \left| f_i - \frac{l}{T} \right| < \frac{1}{2T} \right) \wedge \left( \left| f_j - \frac{k}{T} \right| < \frac{1}{2T} \right), \quad (2)$$

які забезпечують взаємно однозначну відповідність між номером гармонійної складової сигналу і місцем її відображення на спектрі потужності сигналу.

Нехай довжина спостережної вибірки  $N$  дискретного сигналу кратна  $m$  ( $N = Mm$ ), де  $m$  — найменше спільне кратне множини  $\{m_k\}$ ,  $M \in \mathbb{N}$ , і на виході кожного каналу АЦП ЦАР спостерігається  $R$  незалежних вибірок по  $N$  відліків. Вважаючи кожні  $m$  відліків вхідної вибірки одним періодом цифрового сигналу і враховуючи те, що відліки, взяті з періодом  $m$ , мають однакову миттєву фазу (з урахуванням  $2\pi$ -періодичності), отримуємо, що вся вибірка може бути розбита на  $m$  підвибірок, кожна з яких має  $M$  відліків

$$\tilde{u}_{h,i} = u_{mi+h}, \quad (3)$$

де  $h = \overline{0, m-1}$  — номер підвибірки,  $i = \overline{0, M-1}$  — номер відліка у підвибірці. Далі будемо називати підвибірки виду (3) вибілками еквіфазних відліків.

Найбільш точно зазначені вимоги виконуються в когерентних системах, в яких генератор тактових сигналів (ГТС) і генератор вхідних сигналів (ГВС) синхронізовані у часі.

Припустимо, що канали АЦП ЦАР мають ідентичні характеристики. Якщо дисперсії АШ і джиттера в різних каналах АЦП системи ЦАР можна вважати однаковими за величиною, то оцінки дисперсії джиттера  $\sigma_\tau^2$  і АШ  $\sigma_\eta^2$  мають вигляд

$$\sigma_\tau^2 = \frac{(RpmH_1 - H_3H_4)}{(RpmH_2 - H_3^2)}, \quad \sigma_\eta^2 = \frac{(H_2H_4 - H_1H_3)}{(RpmH_2 - H_3^2)}, \quad RpmH_2 - H_3^2 \neq 0, \quad (4)$$

де величини  $H_1$  —  $H_4$  описуються виразами

$$H_1 = \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} Q_{r,p,h} W_{r,p,h}, \quad H_2 = \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} (W_{r,p,h})^2, \quad H_3 = \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} W_{r,p,h}, \quad H_4 = \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} Q_{r,p,h}, \quad (5)$$

$\mu_{r,p,h}$  и  $Q_{r,p,h}$  — вибіркоче середнє і вибіркоче дисперсія, відповідно,  $h$ -ї еквіфазної підвибірки  $r$ -ї вибірки  $p$ -го каналу

$$\mu_{r,p,h} = M^{-1} \sum_{i=0}^{M-1} \tilde{u}_{r,p,h,i}, \quad Q_{r,p,h} = (M-1)^{-1} \sum_{i=0}^{M-1} (\tilde{u}_{r,p,h,i} - \mu_{r,p,h})^2, \quad (6)$$

$\tilde{u}_{r,p,h,i}$  — напруга  $i$ -го відліку  $r$ -ї вибірки  $h$ -ї еквіфазної підвибірки на виході АЦП  $p$ -го каналу. Величина  $W_{r,p,h}$  визначається відношенням

$$W_{r,p,h} = \left( \sum_{k=1}^K 2\pi A_{r,k,p} f_k \cos(2\pi n_k m_k^{-1} h + \varphi_{r,k,p}) \right)^2. \quad (7)$$

Значення  $A_{r,k,p}, \varphi_{r,k,p}$  — амплітуда і початкова фаза, відповідно,  $k$ -ї гармонійної складової в  $r$ -й вибірці  $p$ -го каналу можуть бути отримані за допомогою метода найменших квадратів (МНК) по відліках напруг сигнальної вибірки.



Розроблений метод застосовується у тих випадках, коли сигнал на вході ЦАР принципово не може вважатися гармонійним.

Поклавши  $P=1$  або  $K=1$ , можна отримати вирази для одноканального багаточастотного і багатоканального одночастотного випадків, відповідно. У разі одноканальної системи та одночастотного вхідного сигналу, можна отримати аналітичний вираз для оцінки дисперсії джиттера, не роблячи припущень про малість джиттера. При цьому виконується спільне оцінювання дисперсії джиттера, дисперсії АШ і амплітуди гармонійного вхідного сигналу. Для цього випадку оцінки мають вигляд

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{-\ln \hat{\chi}}{4\pi^2 f^2}, \quad \sigma_{\eta}^2 = m^{-1} \left( \Theta - \frac{2V^2 W}{V^2(1 + \delta_{4,m} \cos(4\phi)) - mW} \right), \quad \hat{A} = \frac{2V^2 \sqrt{1 + \delta_{4,m} \cos(4\phi)}}{m\sqrt{V^2(1 + \delta_{4,m} \cos(4\phi)) - mW}}, \quad (8)$$

де

$$\hat{\chi} = 1 - \frac{mWV^{-2}}{(1 + \delta_{4,m} \cos(4\phi))}, \quad \Theta = \sum_{h=0}^{m-1} Q_h, \quad W = \sum_{h=0}^{m-1} Q_h \cos\left(4\pi \frac{n}{m} h + 2\phi\right), \quad V = \sum_{h=0}^{m-1} \mu_h \sin\left(2\pi \frac{n}{m} h + \phi\right). \quad (9)$$

Оцінка початкової фази вхідного сигналу може бути отримана за відомими формулами за допомогою МНК.

Для розглянутого випадку, коли джиттер не передбачається малим, сформульована цільова функція для отримання оцінок дисперсій і амплітуд на випадок багатоканальної системи та багаточастотного вхідного сигналу.

Для випадку одночастотної одноканальної когерентної системи отримана оцінка спектральної щільності джиттера (під оцінкою СЩП випадкового процесу  $X$  будемо розуміти періодограмну оцінку СЩП цього випадкового процесу, отриману одним з методів усереднення періодограм (методи Бартлетта, Уелча)), що забезпечує отримання конзистентних оцінок СЩП. Будемо вважати, що випадкові процеси джиттера і АШ незалежні, мають нульове середнє значення та СЩП  $S_{\tau}$  і  $S_{\eta}$ , відповідно. Тоді оцінки  $p$ -го відліку СЩП випадкових процесів  $\tau$  і  $\eta$  мають вигляд:

$$\hat{S}_{\tau,p} = \frac{m(2W_p - \Theta_p)}{\hat{A}^2 F^2 n^2 \pi^2 (1 + \delta_{4,m} \cos(4\phi))}, \quad \hat{S}_{\eta,p} = \frac{\Theta_p (3 + \delta_{m,4} \cos(4\phi)) - 4W_p}{m(1 + \delta_{4,m} \cos(4\phi))}, \quad (10)$$

$$\text{де} \quad W_p = \sum_{h=0}^{m-1} \Phi_{\tilde{u}_{h,p}} \cos^2(2\pi n m^{-1} h + \phi), \quad \Theta_p = \sum_{h=0}^{m-1} \Phi_{\tilde{u}_{h,p}}, \quad (11)$$

$\Phi_{\tilde{u}_{h,p}}$  —  $p$ -й відлік оцінки СЩП  $h$ -ї еквіфазної підвибірки

$$\Phi_{\tilde{u}_{h,p}} = \frac{1}{M \cdot L \cdot U \cdot F \cdot m^{-1}} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \sum_{i=0}^{M-1} w[i] \tilde{u}_{h,i+lD} \exp\left(-j2\pi p \frac{i}{M}\right) \right|^2, \quad (12)$$

$p$  — номер відліку спектра ( $p = 0, M-1$ ),  $L$  — кількість сегментів у задіяній вибірці;  $M$  — довжина сегменту у відліках;  $\tilde{u}_{h,i+lD}$  — відліки оброблюваної еквіфазної вибірки;  $w[i]$  — зважувальне вікно;  $D$  — кількість відліків перекриття сегментів;  $F$  — частота дискретизації випадкового процесу (забезпечує нормування СЩП до смуги 1 Гц),  $U$  — нормуючий множник, що визначається виразом

$$U = \frac{1}{M} \left| \sum_{i=0}^{M-1} w[i] \right|^2,$$

$\delta_{m,q}$  — символ Кронекера,  $\delta_{m,q} = \begin{cases} 1, & \text{при } m = q, \\ 0. & \end{cases}$

$\hat{A}$  і  $\phi$  – оцінки амплітуди і початкової фази вхідного сигналу, які можуть бути отримані, наприклад, за МНК з вихідної вибірки.

За отриманою спектральною оцінкою можуть бути обчислені:

1) інтегральна оцінка дисперсії джиттера, аналогічна оцінкам (4) і (8), як сума по всіх ділянках спектра за винятком нульового відліку СЦП  $S_\tau$ :

$$\hat{\sigma}_\tau^2 = \sum_{p=1}^{M-1} \hat{S}_{\tau,p}; \quad (13)$$

2) оцінка кореляційної функції відліків джиттера як косинус-перетворення Фур'є від СЦП.

Зазначимо, що оцінка (13) є, взагалі кажучи, більш точною, порівняно з оцінками (4) і (8), тому що враховує кореляційні властивості відліків джиттера.

Розроблений метод може бути узагальнений на випадок багатоканальної системи за припущення про ідентичність спектральних характеристик каналів, що притаманне для ЦАР. Існуючі методи, як правило, приймають в якості оцінки спектра джиттера оцінку СЦП фазового шуму ГТС. Розроблений метод є новим і відрізняється від існуючих тим, що враховує джиттер, внесений системою розповсюдження тактового сигналу і АЦП.

Так само були розроблені багатоканальні та багаточастотні алгоритми оцінки дисперсії джиттера в ЦАР для випадку, коли джерело сигналу не синхронізовано з ГТС АЦП.

Розглянемо систему з  $P$  каналів АЦП на виходах приймальних каналів ЦАР з ідентичними значеннями дисперсій АШ і джиттера, коли вхідний сигнал являє собою суму  $K$  синусоїд відомої частоти (1). Нехай на виході кожного каналу АЦП ЦАР спостерігається  $R$  незалежних вибірок по  $N$  відліків. Будемо вважати, що внаслідок відсутності синхронізації джерела сигналу з ГТС початкові фази гармонійних складових в отриманих вибірках мають рівномірне розподілення. Вважаючи джиттер малим, можна показати, що оцінки  $\sigma_\tau^2$  і  $\sigma_\eta^2$  дисперсій джиттера і АШ, відповідно, мають вигляд:

$$\hat{\sigma}_\tau^2 = (RPB_1 - B_3B_4)(RPB_2 - B_3^2)^{-1}; \quad \hat{\sigma}_\eta^2 = (B_2B_4 - B_1B_3)N^{-1}(RPB_2 - B_3^2)^{-1}, \quad (14)$$

де

$$B_1 = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^{R-1} \hat{P}_{D,p,r} (\hat{P}_{p,r} - \hat{P}_{S,p,r}), \quad B_2 = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^{R-1} \hat{P}_{D,p,r}^2, \quad B_3 = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^{R-1} \hat{P}_{D,p,r}, \quad B_4 = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^{R-1} (\hat{P}_{p,r} - \hat{P}_{S,p,r}). \quad (15)$$

Оцінка  $\hat{P}_{p,r}$  розраховується по відліках вибірки:

$$P_{p,r} = E \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} u_{p,i,r}^2 \right\}, \quad (16)$$

де  $u_{p,i,r}$  —  $i$ -й відлік  $r$ -ї вибірки на виході  $p$ -го каналу.

Оцінки  $\hat{P}_{S,p,r}$  і  $\hat{P}_{D,p,r}$  формуються на основі оцінок амплітуд і початкових фаз гармонійних складових сигналу:

$$P_{S,p,r} = \sum_{i=0}^{N-1} \left( \sum_{k=1}^K A_{p,k,r} \sin(2\pi f_k T i + \phi_{p,k,r}) \right)^2, \quad P_{D,p,r} = 4\pi^2 \sum_{i=0}^{N-1} \left( \sum_{k=1}^K A_{p,k,r} f_k \cos(2\pi f_k T i + \phi_{p,k,r}) \right)^2, \quad (17)$$

де  $f_k$  — частота  $k$ -ї складової вхідного сигналу;  $T$  — період дискретизації;  $A_{p,k,r}$ ,  $\phi_{p,k,r}$  — оцінки амплітуди і початкової фази, відповідно,  $k$ -ї складової в  $r$ -й вибірці  $p$ -го

каналу, отримані одним з відомих методів.

На підставі розробленого методу можуть бути отримані оцінки для випадків одноканальної системи та одночастотного вхідного сигналу.

Відомо, що на якість сигналу в каналі передачі даних радіотехнічної системи на базі ЦАР впливає не тільки джиттер АЦП, але і якість сформованого для передачі сигналу. Для врахування ефектів джиттера запропонована модель формування цифрового сигналу на виході АЦП в приймальному каналі ЦАР за умови, що в якості передавальної системи використовується активна ЦАР, в якій для формування аналогового сигналу на виході пристрою ЦДУ задіяний ЦАП, а відліки джиттера можна вважати малими. ЦАП розглядається як сукупність формувача ступінчасто змінюваної напруги та лінійного стаціонарного ланцюга (ЛСЛ) з імпульсною характеристикою  $h(t)$ . ЛСЛ моделює інерційність ЦАП і обмеженість смуги частот каналу розповсюдження сформованого аналогового сигналу.

Показано, що вираз для  $n$ -го відліку АЦП приймального каналу ЦАР може бути представлений у вигляді:

$$U_n = \tilde{U}_n + \hat{U}_n + \hat{U}'_n, \quad (18)$$

де  $\tilde{U}_n$  – значення відліку за відсутності джиттера ЦАП і АЦП (ідеальні умови, відповідають умовам періодичної дискретизації);  $\hat{U}_n$  – напруга шуму, викликаного джиттером тактового сигналу ЦАП;  $\hat{U}'_n$  – напруга шуму, викликаного джиттером тактового сигналу АЦП

$$\tilde{U}_n = u_u(t + \hat{t}_n), \quad \hat{U}_n = u_{uu}(t + \hat{t}_n), \quad \hat{U}'_n = u'_u(t + \hat{t}_n)\tau_n, \quad (19)$$

де  $u_u(t)$  – напруга на виході ЛСЛ за відсутності джиттера («ідеальна»),  $u_{uu}(t)$  – напруга шуму на виході ЛСЛ, викликаного джиттером;  $\hat{t}_n$  – момент формування  $n$ -го відліку АЦП

$$u_u(t) = (h(t) * \sigma(t))\bar{u}_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (h(t - t_k) * \sigma(t))(\bar{u}_k - \bar{u}_{k-1}), \quad (20)$$

$$u'_u(t) = (h'(t) * \sigma(t))\bar{u}_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (h'(t - t_k) * \sigma(t))(\bar{u}_k - \bar{u}_{k-1}), \quad u_{uu}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (h'(t - t_k) * \sigma(t))(\bar{u}_k - \bar{u}_{k-1})\tau_k, \quad (21)$$

де  $*$  – операція згортки,  $\bar{u}_k$  –  $k$ -й відлік ступеневої напруги на виході формувача ступінчасто змінюваної напруги;  $t'_k$  – момент формування  $k$ -го відліку ЦАП;  $h(t)$  – імпульсна характеристика ЛСЛ;  $\sigma(t)$  – ступінчаста функція  $\sigma(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0, \\ 0. & \end{cases}$

У разі використання цього підходу для чисельного моделювання, межі підсумовування можуть бути обмежені відповідно до конкретного виду  $h(t)$  і необхідною точністю.

На завершення другого розділу розроблений метод поділу оцінок дисперсії джиттера за джерелами джиттера, що використовує ідеї одночастотного одноканального методу для некогерентних систем. Розглядається двоканальна система АЦП ЦАР. Для отримання оцінок проводяться два експерименти. У першому експерименті на кожен з входів системи сигнал подається від одного і того ж генератора. У другому експерименті сигнал на кожен з входів системи подається від незалежного генератора. Показано, що при прийнятих припущеннях щодо властивостей відліків

АШ і джиттера і використанні для оцінки джиттера крім спостережуваних вибірок на виходах АЦП також їх повідлікових добутоків, можна отримати окремо оцінки джиттера АЦП кожного каналу, джиттера ГТС системи, джиттера генераторів вхідних сигналів. Розроблений метод може бути узагальнений на систему з числом каналів більше двох, що характерно для ЦАР. При цьому для підвищення точності оцінки дисперсії джиттера компонентів системи можуть бути використані повідлікові добутки вибірок для всіх можливих поєднань пар каналів.

У *третьому розділі* отримані вирази МО і дисперсії оцінок дисперсії джиттера, наведено результати чисельного моделювання і натурального експерименту.

Використовуючи методи лінеаризації функції випадкових змінних, за припущення про малість відліків шуму показано, що МО оцінок (4) і (8) дисперсії джиттера і дисперсії АШ дорівнює істинному значенню оцінюваних дисперсій, що вказує на незсувність оцінок при прийнятих умовах.

Аналогічним чином показано, що вирази для дисперсій зазначених оцінок мають вигляд:

$$D\{\sigma_\tau^2\} = \frac{2\sigma_\tau^4(P^2m^2y - 2Pmwx + w^2v) + 2\sigma_\eta^4Pm + 4\sigma_\tau^2\sigma_\eta^2(P^2m^2x - 2Pmwv + w^3)}{(M-1)R(Pmv - w^2)^2}, \quad (22)$$

$$D\{\sigma_\eta^2\} = \frac{\sigma_\tau^4 2(w^2y - 2wvx + v^3) + 2\sigma_\eta^4v + \sigma_\tau^2\sigma_\eta^2 4(w^2x - wv^2)}{(M-1)R(Pmv - w^2)^2}, \quad (23)$$

де величини  $v$ ,  $w$ ,  $x$  і  $y$  описуються наступними виразами

$$w = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} W_{p,h}, \quad v = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} (W_{p,h})^2, \quad x = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} (W_{p,h})^3, \quad y = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{h=0}^{m-1} (W_{p,h})^4, \quad (24)$$

$$W_{p,h} = 4\pi^2 \left( \sum_{k=1}^K A_{p,k} f_k \cos(2\pi n_k m_k^{-1} h + \phi_{p,k}) \right)^2. \quad (25)$$

В одночастотному одноканальному випадку вирази для дисперсій можуть бути представлені у вигляді

$$D\{\sigma_\tau^2\} = \sigma_\tau^4 K_1 K_2^2 (8K_2^{-1} - 1 + 4(\delta_{m,3} + \delta_{m,6}) \cos(6\phi) + (\delta_{m,4} + \delta_{m,8}) \cos(8\phi)) + \sigma_\eta^4 K_1 K_2 (\pi f)^{-4} A^{-4} + 2\sigma_\tau^2 \sigma_\eta^2 K_1 K_2 (\pi f)^{-2} A^{-2} (2K_2^{-1} + (\delta_{m,3} + \delta_{m,6}) \cos(6\phi)), \quad (26)$$

$$D\{\sigma_\eta^2\} = \sigma_\tau^4 4A^4 (\pi f)^4 K_1 (2 + K_2^{-1}) - \sigma_\tau^4 8A^4 (\pi f)^4 K_1 K_2 (4K_2^{-1} + (\delta_{3,m} + \delta_{6,m}) \cos(6\phi)) + \sigma_\tau^4 4A^4 (\pi f)^4 K_1 K_2^2 (8K_2^{-1} - 1 + 4(\delta_{m,3} + \delta_{m,6}) \cos(6\phi) + (\delta_{m,4} + \delta_{m,8}) \cos(8\phi)) + 2\sigma_\eta^4 K_1 + 4\sigma_\eta^4 K_1 K_2 + \sigma_\tau^2 \sigma_\eta^2 A^2 8\pi^2 f^2 K_1 ((\delta_{m,3} + \delta_{m,6}) \cos(6\phi) - 1) + \sigma_\tau^2 \sigma_\eta^2 A^2 16\pi^2 f^2 K_1 K_2, \quad (27)$$

де  $K_1 = m^{-1}(M-1)^{-1}$ ;  $K_2 = (1 + \delta_{m,4} \cos 4\phi)^{-1}$ .

У випадку  $m \neq 3, 4, 6, 8$ , вирази для дисперсій оцінок приймають більш простий вигляд

$$D\{\sigma_\tau^2\} = 7\sigma_\tau^4 K_1 + \sigma_\eta^4 K_1 (\pi f)^{-4} A^{-4} + 4\sigma_\tau^2 \sigma_\eta^2 K_1 (\pi f)^{-2} A^{-2}, \quad (28)$$

$$D\{\sigma_\eta^2\} = 8\sigma_\tau^4 A^4 (\pi f)^4 K_1 + 6\sigma_\eta^4 K_1 + \sigma_\tau^2 \sigma_\eta^2 A^2 8\pi^2 f^2 K_1. \quad (29)$$

Для порівняння одночастотного і багаточастотного методів оцінки джиттера в когерентній системі розглянемо випадок двочастотного вхідного сигналу. Будемо вважати, що частота дискретизації дорівнює 100 МГц, частота однієї гармонійної складової - 110 МГц, другої - 130 МГц. Нехай середньоквадратичне відхилення (СКВ) джиттера дорівнює 0,001 періоду сигналу з частотою 110 МГц, а СКВ АШ дорівнює 1 кванту АЦП. Зафіксуємо амплітуду складової з частотою 110 МГц на рі-

вні 1000 квантів АЦП, а початкову фазу – рівною нулю. На рис.1 показана залежність СКВ (корінь квадратний з дисперсії, що обчислюється за виразом (22)) оцінки дисперсії джиттера від амплітуди і фази другої гармонійної складової з частотою 130 МГц. По осі абсцис відкладається амплітуда другої складової (у квантах АЦП), по осі ординат - СКВ оцінки дисперсії джиттера (в частках періоду сигналу 110 МГц в квадраті). Лінія 1 відповідає випадку, коли амплітуда другої складової дорівнює 0 (одночастотний випадок). Лінія 2 відповідає нульовій початковій фазі другої складової. Лінія 3 - початковій фазі другої складової, рівній  $\pi$ .

Аналіз рис.1 показує, що: 1) вибираючи співвідношення амплітуд і фаз вхідного вимірювального сигналу можна проводити спостереження в умовах, що забезпечують максимальну точність оцінки, 2) багаточастотний метод може бути використаний замість одночастотного для підвищення точності оцінювання дисперсії джиттера.

Для оцінки амплітуди (8), припускаючи відліки джиттера і АШ малими, для МО і дисперсії оцінки можна отримати наступні вирази:

$$E\{\hat{A}\} = A - \frac{\sigma_{\tau}^2}{mM} A(\pi f)^2 (2 - \cos^2(2\varphi)(1 + \delta_{m,4})) - \frac{\sigma_n^2}{AmM}, \quad D\{\hat{A}\} \approx \frac{A^2 \omega^2 \sigma_{\tau}^2}{2mM} (1 - \delta_{m,4} \cos(4\varphi)) + \frac{2\sigma_n^2}{mM}. \quad (30)$$

Аналіз виразу (30) для МО оцінки (8) показує її асимптотичну незсувність на відміну від традиційних оцінок, які не враховують джиттер і мають збільшення зсуву з зростанням довжини спостережної вибірки  $N$ .

З метою перевірки працездатності розроблених у другому розділі оцінок і отриманих в третьому розділі виразів для їх статистичних характеристик (МО і дисперсія) було проведено чисельне моделювання, яке підтвердило працездатність отриманих співвідношень. За результатами моделювання були визначені межі застосування виразів для дисперсії оцінок.

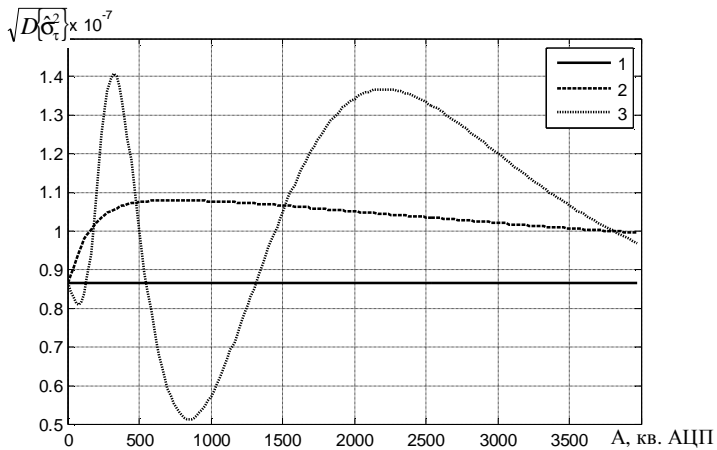


Рисунок 1. Залежність СКВ оцінки дисперсії джиттера від амплітуди гармонійної складової вхідного сигналу

реалізовані наступні схеми проведення експериментів: 1) схеми для оцінювання джиттера в когерентній системі одно- та багаточастотним, одно- та багатоканальним методами; 2) схеми для оцінювання джиттера в некогерентній системі

Для проведення натурних експериментів з оцінки дисперсії джиттера був зібраний стенд у складі: 1) вимірювача частоти ЧЗ-64/1; 2) генераторів сигналів E4420B і E4422B (Hewlett Packard, США); 3) генератора сигналу синхронізації 10 МГц, реалізованого у вигляді генератора гармонійного сигналу 100 МГц ХТО-05-100-G (фірма MITEQ) з дільником частоти на 10; 4) плати АЦП ADC125AS5 з мезоніном ADCMT-0.1 (Pulsar, Ltd., Україна); 5) персонального комп'ютера; 6) програмного забезпечення. Використовуючи різні варіанти комутації приладів, були

одночастотним, одно- і багатоканальним методами; 3) схеми для розділення оцінок джиттера по компонентах в некогерентній системі.

Близькі результати оцінювання, отримані в експериментах з оцінювання дисперсії джиттера за допомогою різних методів, а також близькість оцінок з параметрами, що приводяться виробниками компонентів, підтверджують працездатність розроблених методів.

У *четвертому розділі* розглянуто вплив джиттера на точність оцінки параметрів радіолокаційних сигналів в ЦАР. При вимірюванні характеристик спрямованості приймальних каналів для контролю частоти вхідного сигналу може виникнути потреба оцінки частоти комплексного гармонійного сигналу. Для дослідження впливу джиттера на точність оцінювання частоти, була використана відома оцінка (Lank, Reed, Pollon, 1973)

$$\hat{\omega} = T^{-1} \arctg \left( \left( \sum_{k=0}^{N-2} U_k^C U_{k+1}^S - \sum_{k=0}^{N-2} U_k^S U_{k+1}^C \right) \left( \sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^C U_k^C + \sum_{k=0}^{N-2} U_{k+1}^S U_k^S \right)^{-1} \right), \quad (31)$$

де  $U_k^C$ ,  $U_k^S$  – відліки синфазної і квадратурної складових, відповідно, на виході АЦП квадратурного приймального каналу ЦАР.

Вважаючи відліки АШ і джиттера малими, можна показати, що МО оцінки частоти (31) має вигляд

$$E\{\hat{\omega}\} \approx \omega + \frac{\omega^2 (\sigma_{\tau_c}^2 + \sigma_{\tau_s}^2)}{8(N-1)^2 T} (\sin(4\varphi) - \sin(4(N-1)\omega T + 4\varphi)) + \frac{N\omega^2 (\sigma_{\tau_c}^2 - \sigma_{\tau_s}^2)}{4(N-1)^2 T} (-\sin(2\varphi) + \sin(2(N-1)\omega T + 2\varphi)) + \frac{(\sigma_{\eta_c}^2 - \sigma_{\eta_s}^2) (-\sin 2\varphi + \sin(2(N-1)\omega T + 2\varphi))}{2(N-1)^2 A^2 T}, \quad (32)$$

де  $\sigma_{\tau_c}^2$ ,  $\sigma_{\tau_s}^2$  – дисперсії джиттера у синфазному і квадратурному каналах АЦП приймального каналу ЦАР відповідно.

Аналогічно, використовуючи метод лінеаризації функції випадкових змінних, для дисперсії оцінки можна отримати наступні вирази

$$D\{\hat{\omega}\} = \omega^2 \frac{(\sigma_{\tau_c}^2 (\sin^4 \varphi + \sin^4((N-1)\omega T + \varphi)) + \sigma_{\tau_s}^2 (\cos^4 \varphi + \cos^4((N-1)\omega T + \varphi)))}{(N-1)^2 T^2} + \frac{(\sigma_{\eta_c}^2 (\sin^2 \varphi + \sin^2((N-1)\omega T + \varphi)) + \sigma_{\eta_s}^2 (\cos^2 \varphi + \cos^2((N-1)\omega T + \varphi)))}{(N-1)^2 A^2 T^2}. \quad (33)$$

Припущення про ідентичність дисперсій відліків шуму в квадратурних каналах АЦП приймальних каналів ЦАР призводить до спрощеної форми виразів для МО і дисперсії оцінки частоти

$$E\{\hat{\omega}\} \approx \omega + \omega^2 \sigma_{\tau}^2 4^{-1} (N-1)^{-2} T^{-1} (\sin(4\varphi) - \sin(4(N-1)\omega T + 4\varphi)). \quad (34)$$

$$D\{\hat{\omega}\} = \omega^2 \sigma_{\tau}^2 4^{-1} (N-1)^{-2} T^{-2} (6 + \cos 4\varphi + \cos(4(N-1)\omega T + 4\varphi)) + 2\sigma_{\eta}^2 (N-1)^{-2} A^{-2} T^{-2}. \quad (35)$$

Можна показати, що при використанні оцінки амплітуди (8), яка враховує наявність джиттера в приймальних каналах ЦАР, МО оцінки відносних парціальних характеристик спрямованості приймальних каналів антенної системи має властивість асимптотичної незсувності і описується виразом

$$E\{\xi_k(x)\} = \xi_k(x) \left( 1 + \frac{\sigma_{\tau}^2}{mM} (\pi f)^2 (\cos^2(2\varphi_k) - \cos^2(2\varphi_r)) (1 + \delta_{m,4}) + \frac{\sigma_{\eta}^2}{A^2 mM} \left( \frac{1}{(\xi_r^a(x))^2} - \frac{1}{(\xi_k^a(x))^2} \right) \right), \quad (36)$$

де  $\xi_k^a(x)$  — абсолютна характеристика спрямованості  $k$ -го каналу. Можна також відзначити, що похибка оцінювання, спричинена джиттером, не залежить від амплітуди сигналу і, таким чином, не може бути скомпенсована збільшенням енергетики вимірювального сигналу.

Розглянемо лінійну ЦАР з  $N$  елементів з міжелементною відстанню  $d$ . Кут  $\beta$  направлення на джерело сигналу будемо відраховувати від нормалі до решітки. Нехай кожним антенним елементом приймається сигнал з частотою  $F$ , який переноситься на проміжну частоту  $f$  з одночасним формуванням аналогового комплексного сигналу.

Вираз для напруги на виході  $n$ -го приймального каналу ЦАР має вигляд:

$$u_n(t) = A \exp \left( j \left( \omega t + d \left( \frac{N-1}{2} - n \right) \Omega c^{-1} \sin \beta + \varphi \right) \right), \quad (37)$$

де  $n$  — номер приймального каналу ЦАР ( $n = \overline{0, N-1}$ );  $A$  — амплітуда сигналу на виході радіоприймального пристрою;  $\omega = 2\pi f$  — кругова проміжна частота;  $\Omega = 2\pi F$  — кругова частота прийнятого сигналу;  $c$  — швидкість світла;  $\varphi$  — початкова фаза сигналу на виході приймального каналу.

Адаптуючи метод оцінки частоти для вирішення завдання пеленгації з допомогою лінійної ЦАР, отримуємо оцінку кута на напрям приходу сигналу

$$\beta = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \arctg \left( \left( \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-2} U_{n,k}^S U_{n+1,k}^C - \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-2} U_{n,k}^C U_{n+1,k}^S \right) \left( \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-2} U_{n,k}^S U_{n+1,k}^S + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-2} U_{n,k}^C U_{n+1,k}^C \right)^{-1} \right) \right), \quad (38)$$

де  $U_{n,k}^C$  і  $U_{n,k}^S$  —  $k$ -й відлік, відповідно, синфазної і квадратурної складових на виході АЦП  $n$ -го квадратурного приймального каналу ЦАР.

За умови малості випадкових відліків джиттера і АШ можна показати, що МО оцінки пеленга лінійної ЦАР має вигляд

$$\begin{aligned} E\{\beta\} \approx & \beta + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2}{(N-1)^2} \left( \frac{3 \sin \beta}{4K\Psi^2 \cos^3 \beta} + \frac{(2N-1)}{2K^2\Psi \cos \beta} \sin(\omega T(K-1) + 2\varphi + (N-1)\Psi \sin \beta) \frac{\sin(\omega TK)}{\sin(\omega T)} \right) + \\ & + \sigma_\tau^2 \frac{\omega^2 \sin(2(N-1)\Psi \sin \beta)}{2K^2(N-1)^2\Psi \cos \beta} \sin(2\omega T(K-1) + 4\varphi + 2(N-1)\Psi \sin \beta) \frac{\sin(2\omega TK)}{\sin(2\omega T)} + \\ & + \sigma_\tau^2 \frac{\omega^2 \sin \beta \cos(2(N-1)\Psi \sin \beta)}{4K^2(N-1)^2\Psi^2 \cos^3 \beta} \cos(2\omega T(K-1) + 4\varphi) \frac{\sin(2\omega TK)}{\sin(2\omega T)} + \sigma_\eta^2 \frac{\sin \beta}{K(N-1)^2 A^2 \Psi^2 \cos^3 \beta}. \end{aligned} \quad (39)$$

Аналогічно отримуємо вираз для дисперсії оцінки пеленга:

$$\begin{aligned} D\{\beta\} \approx & \frac{2\sigma_\eta^2}{A^2 K(N-1)^2 \Psi^2 \cos^2 \beta} + \frac{3\sigma_\tau^2 \omega^2}{2K(N-1)^2 \Psi^2 \cos^2 \beta} + \\ & + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2}{2K^2(N-1)^2 \Psi^2 \cos^2 \beta} \frac{\sin(2\omega TK)}{\sin(2\omega T)} \cos(2\omega T(K-1) + 4\varphi) \cos(2(N-1)\Psi \sin \beta). \end{aligned} \quad (40)$$

Узагальнимо метод оцінювання (38) на випадок плоскої еквідистантної антенної решітки формату  $N \times M$  елементів. Напругу на виході приймального каналу в момент часу  $t$  для кожного елемента антени можна записати у вигляді:

$$u_{n,m}(t) = A \exp \left( j \left( \omega t + d_x \left( \frac{N-1}{2} - n \right) 2\pi \lambda^{-1} \sin \alpha + d_y \left( \frac{M-1}{2} - m \right) 2\pi \lambda^{-1} \sin \beta + \varphi \right) \right), \quad (41)$$

де  $n(m)$  — номер елемента по горизонталі (вертикалі);  $d_x(d_y)$  — відстань між елементами

тами по горизонталі (вертикалі);  $\lambda$  — довжина хвилі прийнятого електромагнітного випромінювання. Кути  $\alpha$  і  $\beta$  визначаються як кути між нормаллю до геометричного центру решітки і проекцією напрямку на джерело сигналу на площині  $xOz$  (для кута  $\alpha$ ) і  $yOz$  (для кута  $\beta$ ).

Застосовуючи ідеї методу (37) для лінійної решітки можна показати, що оцінки кутів  $\alpha$  і  $\beta$  мають вигляд:

$$\hat{\alpha} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d_x} \operatorname{arctg} \left( \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-2M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (U_{n,m,k}^S U_{n+1,m,k}^C - U_{n,m,k}^C U_{n+1,m,k}^S)}{\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-2M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (U_{n,m,k}^C U_{n+1,m,k}^C + U_{n,m,k}^S U_{n+1,m,k}^S)} \right) \right), \quad (42)$$

$$\hat{\beta} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d_y} \operatorname{arctg} \left( \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-2} (U_{n,m,k}^S U_{n,m+1,k}^C - U_{n,m,k}^C U_{n,m+1,k}^S)}{\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-2} (U_{n,m,k}^C U_{n,m+1,k}^C + U_{n,m,k}^S U_{n,m+1,k}^S)} \right) \right), \quad (43)$$

де  $U_{n,m,k}^C, U_{n,m,k}^S$  —  $k$ -й відлік синфазного і квадратурного сигналів, відповідно, на виходах АЦП приймального каналу ( $n, m$ ) ЦАР.

Вважаючи відліки джиттера і АШ малими, можна отримати вирази для МО оцінок кутів  $\alpha$  і  $\beta$ :

$$E\{\hat{\alpha}\} = \alpha + \frac{\sigma_\eta^2 \sin \alpha}{A^2 K M (N-1)^2 X^2 \cos^3 \alpha} + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2}{4 K^2 M^2 (N-1)^2 X \cos \alpha} \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{j=0}^{M-1} (\sin(4\psi_{k,j}) - \sin(4\phi_{k,j})) + \\ + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2 \sin \alpha}{2 K^2 M^2 (N-1)^2 X^2 \cos^3 \alpha} \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{j=0}^{M-1} (\sin^4 \phi_{k,j} + \cos^4 \phi_{k,j} + \sin^4 \psi_{k,j} + \cos^4 \psi_{k,j}), \quad (44)$$

$$E\{\hat{\beta}\} = \beta + \frac{\sigma_\eta^2 \sin \beta}{A^2 K N (M-1)^2 Y^2 \cos^3 \beta} + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2}{4 K^2 N^2 (M-1)^2 Y \cos \beta} \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{N-1} (\sin(4\psi'_{k,i}) - \sin(4\phi'_{k,i})) + \\ + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2 \sin \beta}{2 K^2 N^2 (M-1)^2 Y^2 \cos^3 \beta} \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{N-1} (\sin^4 \phi'_{k,i} + \sin^4 \psi'_{k,i} + \cos^4 \phi'_{k,i} + \cos^4 \psi'_{k,i}), \quad (45)$$

де

$$\phi_{k,j} = \Phi + 2^{-1}(N-1)X' + (2^{-1}(M-1) - j)Y', \quad \psi_{k,j} = \Phi - 2^{-1}(N-1)X' + (2^{-1}(M-1) - j)Y', \\ \phi'_{k,i} = \Phi + (2^{-1}(N-1) - i)X' + 2^{-1}(M-1)Y', \quad \psi'_{k,i} = \Phi + (2^{-1}(N-1) - i)X' - 2^{-1}(M-1)Y'.$$

$$\Phi = \omega T k + \varphi, \quad X = 2\pi\lambda^{-1}d_x, \quad Y = 2\pi\lambda^{-1}d_y, \quad X' = X \sin \alpha, \quad Y' = Y \sin \beta$$

Аналогічно, для дисперсії оцінок (42) і (43) були отримані наступні вирази:

$$D\{\hat{\alpha}\} \approx \frac{2\sigma_\eta^2}{X^2 A^2 K (N-1)^2 M \cos^2 \alpha} + \frac{3\sigma_\tau^2 \omega^2}{2X^2 K (N-1) M \cos^2 \alpha} + \\ + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2 \cos(2(N-1)X \sin \alpha) \cos(2\omega T(K-1) + 4\varphi) \sin(2\omega T K) \sin(2NY \sin \beta)}{2X^2 K^2 (N-1)^2 M^2 \cos^2 \alpha \sin(2\omega T) \sin(2Y \sin \beta)}, \quad (46)$$

$$D\{\hat{\beta}\} \approx \frac{2\sigma_\eta^2}{Y^2 A^2 K N (M-1)^2 \cos^2 \alpha} + \frac{3\sigma_\tau^2 \omega^2}{2Y^2 K N (M-1)^2 \cos^2 \beta} + \\ + \frac{\sigma_\tau^2 \omega^2 \cos(2(M-1)Y \sin \beta) \cos(2\omega T(K-1) + 4\varphi) \sin(2\omega T K) \sin(2XN \sin \alpha)}{2Y^2 K^2 N^2 (M-1)^2 \cos^2 \beta \sin(2\omega T) \sin(2X \sin \alpha)}. \quad (47)$$

Якщо завада є монохроматичним сигналом, то при використанні відомого алгоритму формування «нуля» діаграми спрямованості



$$U = (\mathbf{1} - R^{-1}P \cdot P^*)U_0$$

де  $U_0$  — вектор напруг на виходах приймальної ЦАР;  $U$  — вектор відліків напруг після вилучення відгуків завад;  $P$  — сигнальна матриця;  $R$  — кількість елементів АР,

для оцінки (38) пеленгації джерела завади в лінійній ЦАР показано, що середня глибина компенсації сигналу завади в умовах джиттера АЦП обмежена знизу виразом

$$\min \lim_{N \rightarrow \infty} E\{\zeta_N\} = \frac{\sigma_n^2}{6A^2} + \frac{1}{3}f^2\sigma_t^2\pi^2 + \frac{4}{3}f^4\sigma_t^4\pi^4. \quad (48)$$

Вираз (48) означає, що при використанні підданих аналізу методу пеленгації сигналу завади і методу компенсації завад неможливо підвищити глибину компенсації шляхом нарощування кількості антенних елементів.

### Основні результати та висновки

1. Проаналізовано стан проблеми джиттера в ЦАР. Наведено математичний опис проблеми джиттера. Розглянуто вплив джиттера на процеси цифрової обробки сигналу в ЦАР. Відзначено принципову неможливість усунути вплив джиттера підвищенням амплітуди вхідного сигналу. Сформовано вимоги до рівня джиттера в ЦАР.

2. На підставі аналізу літератури зроблено висновок про недостатність існуючих методів оцінювання джиттера, тому що вони не враховують багатоканальну структуру ЦАР, типи синхронізації і можливі типи вхідних сигналів. Запропоновано набір ознак для класифікації методів оцінювання дисперсії джиттера, і проведена класифікація цих методів.

3. Розроблено методи оцінки дисперсії джиттера в ЦАР з джерелом вхідного сигналу, синхронізованим у часі з тактовим сигналом АЦП приймального каналу. Методи дозволяють використовувати відліки усіх каналів для підвищення точності оцінки. Одночасне використання відліків усіх каналів призводить до зменшення дисперсії оцінки у число раз, рівне числу каналів. Методи забезпечують можливість використання як одночастотних, так і багаточастотних сигналів. Розроблено метод, що забезпечує спільне оцінювання дисперсії джиттера і амплітуди вхідного гармонійного сигналу без використання припущення про малість джиттера. Чисельне моделювання показує, що методи, розроблені на підставі лінійного за величиною відліків джиттера наближення сигналу, працездатні до величини СКВ джиттера  $\sim 0,01$  періоду одночастотного вхідного сигналу. Метод, який не використовує припущення про малість джиттера, зберігає працездатність до величини СКВ джиттера  $\sim 0,1-0,15$  періоду одночастотного вхідного сигналу.

4. Синтезовано метод оцінки СЦП відліків джиттера в когерентній системі. Оцінена СЦП джиттера забезпечує врахування кореляційних властивостей джиттера і, відповідно, більш точні оцінки його дисперсії. Також отримані оцінки можуть бути в подальшому використані для аналізу статистичних характеристик антенної системи: МО діаграми спрямованості, кореляційних властивостей поля антени і т.п.

5. Розроблено методи оцінки дисперсії джиттера в некогерентних системах з

ЦАР, коли ГВС не синхронізований з ГТС АЦП. Розглянуто одночастотний і багаточастотний випадки, отримано узагальнення на багатоканальний випадок.

6. Запропоновано модель формування цифрового сигналу в тракті ЦАП - АЦП, що відрізняється урахуванням джиттера тактового сигналу та обмеженості ширини спектра лінії передачі між ЦАП і АЦП.

7. На основі одночастотного методу для некогерентної системи запропонований метод поділу оцінок дисперсій джиттера в залежності від джерела джиттера. Метод використовує властивості багатоканальної структури ЦАР і дозволяє оцінити внески АЦП, ГТС і ГВС до загального джиттера РТС ЦАР.

8. Проведено аналіз статистичних характеристик отриманих оцінок. Показана незсувність оцінок дисперсій джиттера і АШ, отриманих фазовими методами, в умовах, коли відліки шумів можна вважати малими. Отримано вирази для дисперсій оцінок у зазначених умовах. Методами статистичного моделювання отримані межі застосування запропонованих виразів. Вирази зберігають працездатність до величини СКВ джиттера  $\sim 0,01-0,05$  періоду вхідного сигналу при використанні одночастотного методу.

9. Підтверджено можливість використання багаточастотного методу в когерентній системі для підвищення точності оцінки дисперсії джиттера. Результат чисельного моделювання збігається з результатом, отриманим розрахунковим шляхом. Розрахунок у частковому випадку показав майже двократне зменшення СКВ оцінки джиттера у разі використання двочастотного сигналу у порівнянні з одночастотним методом.

10. Наведено результати натурального експерименту з оцінювання дисперсії джиттера одно-і багаточастотними, одно-і багатоканальними методами в когерентній системі. Отримано СЦП джиттера за результатами спостережень. Порівняльним аналізом підтверджена працездатність фазових методів в умовах кореляції відліків джиттера.

11. Чисельним моделюванням підтверджена працездатність некогерентних методів оцінювання дисперсії джиттера, а також методу оцінки джиттера компонентів системи до величини СКВ джиттера  $\sim 0,1$  періоду вхідного сигналу у одночастотному випадку.

12. Наведено результати натурального експерименту з оцінювання дисперсії джиттера одночастотним одно-і багатоканальним методами в некогерентній системі. Отримано оцінки дисперсій джиттера ГТС плати АЦП, аналого-цифрових перетворювачів, ГВС, що входять до складу стенда. Близькість оцінок до параметрів, що наводяться в документації виробників компонентів, підтверджує працездатність синтезованих методів.

13. Для дослідження впливу джиттера на якість роботи ЦАР отримано вирази для дисперсії і МО відомої оцінки частоти комплексного гармонійного сигналу, що враховують вплив джиттера і АШ. Також отримано вирази для дисперсії і МО оцінок кутів пеленгу для лінійної і рядково-стовпцевої ЦАР, запропонованих на основі оцінки частоти. Працездатність виразів для МО і дисперсії оцінки підтверджена результатами чисельного моделювання. В результаті чисельного експерименту отримано межі застосування виразів для дисперсії оцінки у різних умовах. Показано, що

верхня межа застосовності виразів для дисперсії оцінки кута пеленга в ЦАР за величиною джиттера знижується зі збільшенням числа елементів антенної решітки, наприклад, з  $\sim 0,05$  періоду вхідного сигналу для 8-елементної лінійної решітки до  $\sim 0,01$  періоду вхідного сигналу – для 512-елементної решітки.

14. Отримано вираз для МО оцінки відносних парціальних характеристик спрямованості приймальних каналів ЦАР в умовах джиттера. Доведена асимптотична незсувність отриманих значень характеристик спрямованості при використанні оцінок амплітуд, які враховують джиттер АЦП в приймальних каналах антенної системи.

15. Отримано вирази для МО глибини компенсації завад в умовах джиттера АЦП приймального каналу ЦАР. Показано, що збільшення СКВ джиттера з 0,001 періоду вхідного сигналу до 0,01 призводить до зменшення глибини компенсації завад на 20 дБ. Показана неможливість збільшити глибину компенсації завад за допомогою збільшення кількості елементів антенної решітки, при використанні розглянутих метода пеленгації і метода компенсації завад.

Отримані результати в сукупності вирішують поставлену наукову задачу, яка відрізняється від відомих.

## ПУБЛІКАЦІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Волощук І. В. Результати натурних випробувань експериментального зразка РЛС з 64-канальною цифровою антенною решіткою. / І. В. Волощук, В. М. Гриценко, В. І. Слюсар, М. В. Бондаренко, В. П. Малащук, Л. Г. Шацман, М. М. Нікітін. // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: Збірник наукових праць. - Житомир: Житомирський військовий інститут ім. С. П. Корольова Національного авіаційного університету. – Вип. 2 . -2009.- С. 148 – 157.

2. Бондаренко М. В. Фазовий метод оцінювання времени апертурной неопределенности / М. В. Бондаренко. // Радиоэлектроника. —2010.— том 53. — № 1.— С. 44 – 52. (Изв.вузов).

3. Слюсар В. И. Потенциальная точность пеленгации в цифровых антенных решетках в условиях джиттера АЦП. / В. И. Слюсар, М. В. Бондаренко. //Військово-технічний збірник / Академія сухопутних військ. – Вип. 3. – Львів: АСВ, 2010. – С. 22 – 26.

4. Бондаренко М. В. Модель формирования цифрового сигнала в системах с АЦП и ЦАП в условиях джиттера тактового сигнала / М. В. Бондаренко. // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. — Харків, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського Харківський авіаційний інститут, 2010. – №7(48). – С. 230 – 232.

5. Бондаренко М. В. Статистический анализ оценок джиттера АЦП / М. В. Бондаренко. // Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54, № 6. – С. 11–20. (Известия вузов).

6. Слюсар В. И. Влияние джиттера АЦП на точность пеленгации цифровыми антенными решетками / В. И. Слюсар, М. В. Бондаренко. // Радиоэлектроника. – 2011. – том 54. – №8. – С. 41 – 49. (Изв.вузов).

7. Бондаренко М. В. Методы оценивания джиттера АЦП в некогерентных системах / М. В. Бондаренко, В. И. Слюсар. // Радиоэлектроника. — 2011. — Т. 54. — № 10. — С. 19 – 28. — (Изв.вузов).

8. Патент України на корисну модель № 35175. МПК (2006) G01S 13/00, G01S 13/44 (2008.1), G01S 7/00, H02K 15/00. Пристрій аналого-цифрового перетворення у форматі 3U. / Слюсар В. І., Волощук І. В., Гриценко В. М., Бондаренко М. В., Малащук В. П., Шацман Л. Г., Нікітін М. М. - u200801514; заявл. 05.02.2008. - опубл. 10.09.2008, Бюл. № 17.

9. Патент України на корисну модель № 38235. МПК (2006) G 01S 13/00, G 01S 7/00. Об'єднавчий модуль цифрової обробки сигналів. / Слюсар В. І., Волощук І. В., Гриценко В. М., Бондаренко М. В., Малащук В. П., Шацман Л. Г., Нікітін М. М. - u200810240; заявл. 11.08.2008. – опубл. 25.12.2008, Бюл. № 24.

10. Патент України на корисну модель № 39243. МПК (2006) G01S 13/00, G01S 7/00, H02K 15/00. Багатоканальний приймальний пристрій. / Слюсар В.І., Волощук І.В., Алесін А.М., Гриценко В.М., Бондаренко М. В., Малащук В. П., Шацман Л. Г., Нікітін М. М. - u200813442; заявл. 21.11.2008. – опубл. 10.02.2009, Бюл. №3.

11. Патент України на корисну модель № 47675. МПК (2009) МПК 7 G 01 S 13/08-13/44, G 01 S 7/02-7/46, H 02 K 15/00-15/16. Система обробки сигналів приймальної цифрової антенної решітки. / Слюсар В. І., Волощук І. В., Гриценко В. М., Бондаренко М. В., Малащук В. П., Шацман Л. Г., Нікітін М. М. - u200903986; заявл. 22.04.2009. – опубл. 25.02.2010, Бюл. № 4.

12. Патент України на корисну модель № 66357. МПК (2011.01) G01R23/00. Спосіб виміру частоти гармонійних коливань. / Бондаренко М. В., Слюсар В. І. - u201110367; заявл. 25.08.2011. – опубл. 26.12.2011, Бюл. № 24.

13. Бондаренко М.В. Оценивание времени апертурной неопределенности на основе фазового разделения шумов / М. В. Бондаренко. // V Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології» COMINFO'2009-Livadia.- 05 – 09 жовтня 2009. - Крим, Ялта, Лівадія. – С. 112 – 113.

14. Волощук І.В. Experimental Radar with 64–Channels Digital Antenna Array / І. В. Волощук, В. М. Гриценко, В. І. Слюсар, М. В. Бондаренко, В. П. Малащук, Л. Г. Шацман, М. М. Нікітін. // 10-та Ювілейна міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та комп'ютерної інженерії», присвячена 165-й річниці Національного університету "Львівська політехніка" (TCSET'2010). – 23-27 лютого 2010 р. - Львів – Славське. – С. 95.

15. Nikitin N. N. A Marine Testing's Result of Experimental Radar with 64–Channels Digital Antenna Array / N. N. Nikitin, L. G. Shatzman, N. A. Korolev, O.N. Solostchev, D. V. Shraev, I. V. Volostchuk, A. M. Alesyn, V. I. Slyusar, M. V. Bondarenko, V. N. Grytzenko, V. P. Malastchuk. // 18th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications (MIKON-2010) and 11th International Radar Symposium (IRS 2010). Conference Proceedings.– Vilnius, Lithuania, June 14 - 18, 2010. - Vol. 1 - Pp. 562 - 564.

16. Слюсар В. І. Оцінка потенційної точності пеленгації цифровою рядково-стовпцевою еквідистантною антенною решіткою в умовах джиттеру АЦП / В. І. Слюсар, М. В. Бондаренко. // Науково-технічна конференція "Проблемні пи-

тання розвитку озброєння та військової техніки", 16 - 17 грудня 2010 р. - К.: Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних сил України, 2010. – С. 126 – 127.

17. Бондаренко М. В. Точность пеленгации линейной ЦАР в условиях джиттера АЦП / М. В. Бондаренко. // 21-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). Материалы конференции. Том 2. - Севастополь, 12 - 16 сентября 2011 г. - С. 1128 - 1129.

18. Bondarenko M. V. The direction finding accuracy of the rectangular digital antenna array in case ADC jitter / M. V. Bondarenko. // VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'11). - Kyiv, Ukraine. - National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute". - September 20 - 23, 2011. - Pp. 137 - 139.

19. Бондаренко М. В. Метод оценки вклада различных источников в общий джиттер системы / М. В. Бондаренко. // V Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології» COMINFO'2011-Livadia.- 03 – 07 жовтня 2011. - Крим, Ялта, Лівадія. – С. 103 – 105.

## АННОТАЦІЯ

**Бондаренко М.В. Методи оцінювання джиттера в цифрових антенних решітках.** — Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.07 — Антени та пристрої мікрохвильової техніки — Національний технічний університет України «КПІ», Київ-2012.

У дисертації на підставі запропонованої класифікації методів оцінювання параметрів джиттера розроблено методи оцінки параметрів джиттера у цифрових антенних решітках. Розроблені методи оцінки дисперсії джиттера для систем з джерелом вхідного сигналу як синхронізованим до генератора тактового сигналу аналого-цифрового перетворювача в приймальному тракті ЦАР, так і з несинхронізованим. Сформувано вимоги до рівня джиттера в ЦАР.

Виконаний аналіз статистичних характеристик розроблених оцінок (математичне очікування та дисперсія) в умовах малості відліків джиттера показує, що врахування багатоканальної структури ЦАР і використання в якості вхідного вимірювального сигналу суми гармонійних складових дозволяє підняти точність оцінювання дисперсії джиттера. Також розроблені метод оцінювання спектральної щільності дисперсії джиттера і метод поділу оцінки дисперсії джиттера за джерелами джиттера, використання яких підвищує інформативність результатів оцінювання щодо параметрів джиттера.

Методом статистичного моделювання отримані межі застосування розроблених методів та отриманих статистичних характеристик оцінок. Виконано аналіз впливу джиттера на точність оцінювання параметрів радіолокаційного сигналу в умовах джиттера (частоти та кутів пеленгу).

Проведені в роботі дослідження і отримані результати носять практичну спрямованість і можуть бути використані в проектних і науково-дослідних організаціях на етапах проектування, виробництва та експлуатації радіотехнічних систем на

базі ЦАР.

**Ключові слова:** цифрова антенна решітка, аналого-цифрове перетворення, цифро-аналогове перетворення, джиттер, методи оцінювання, математичне очікування оцінки, дисперсія оцінки, багатоканальна система, багаточастотний сигнал.

**Бондаренко М.В. Методы оценивания джиттера в цифровых антенных решетках. — Рукопись.**

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.07 — Антенны и устройства микроволновой техники — Национальный технический университет Украины «КПИ», Киев-2012.

В диссертации проведен анализ влияния джиттера на функционирование антенных систем на основе цифровых антенных решеток. Обоснована необходимость дальнейшего изучения влияния джиттера на обработку сигналов в ЦАР и разработки методов оценивания параметров джиттера. Проанализированы существующие методы оценки. Предложен набор признаков для классификации методов оценивания дисперсии джиттера, и впервые проведена классификация этих методов. Сформированы требования к уровню джиттера в ЦАР. На основании рассмотрения существующих методов оценивания дисперсии джиттера и сформированных требований к уровню джиттера в ЦАР сделан вывод о том, что существующих методов оценивания уровня джиттера недостаточно, так как они не учитывают все многообразие входных сигналов и многоканальную структуру антенных систем с ЦАР.

На основании предложенной классификации методов оценивания параметров джиттера разработаны методы оценки параметров джиттера в ЦАР. Разработанные методы обеспечивают возможность оценивания параметров джиттера как в случае источника входного сигнала, который синхронизирован с генератором тактового сигнала АЦП, так и в случае, если источник не синхронизирован. Разработанные методы обеспечивают возможность использования как одночастотных, так и многочастотных сигналов. Для повышения точности оценки возможно одновременное использования отсчетов всех каналов. Разработан метод, обеспечивающий совместное оценивание дисперсии джиттера и амплитуды входного гармонического сигнала, не использующий предположение о малости джиттера.

Синтезирован метод оценки спектральной плотности мощности отсчетов джиттера в когерентной системе. Такая оценка обеспечивает учет корреляционных свойств джиттера. Предложена модель формирования цифрового сигнала в тракте ЦАП — АЦП, отличающаяся учетом джиттера тактового сигнала и ограниченности полосы пропускания линии передачи между ЦАП и АЦП.

Предложен метод разделения оценок дисперсий джиттера в зависимости от источника джиттера. Метод базируется на многоканальной структуре ЦАР и позволяет оценить вклады АЦП, генератора тактового сигнала и генератора входного сигнала в общую оценку джиттера антенной системы, использующей ЦАР.

Для методов оценивания дисперсии джиттера в когерентных системах выполнен анализ статистических характеристик разработанных оценок в условиях малости отсчетов джиттера. Показана несмещенность полученных оценок дисперсий джиттера и аддитивного шума. Получены выражения для дисперсий оценок в ука-

занных условиях. Численным моделированием экспериментально определены границы применимости полученных выражений, а также доказана работоспособность метода оценки СПМ джиттера. Подтверждена возможность использования много-частотного метода в когерентной системе для повышения точности оценки дисперсии джиттера.

Для подтверждения работоспособности разработанных методов проведен натурный эксперимент по оцениванию дисперсии различными методами. В диссертации приведены результаты по оцениванию дисперсии джиттера одно- и много-частотными одно- и многоканальными методами в когерентной и некогерентной системах. Для когерентной системы получена СПМ джиттера по результатам наблюдений. Близость оценок, полученных в результате эксперимента, к параметрам компонентов экспериментального стенда, приводимым в документации производителей, подтверждает работоспособность разработанных методов.

В диссертации выполнены исследования влияния джиттера на функционирование антенной системы с ЦАР. Получены выражения для дисперсии и математического ожидания оценки частоты комплексного гармонического сигнала в приемной ЦАР, учитывающие влияние джиттера и АШ. Работоспособность полученных выражений подтверждена результатами численного моделирования. Экспериментально получены границы применимости выражений для дисперсии оценки в различных условиях при измерении характеристик направленности приемных каналов ЦАР и оценивании джиттера.

Получено выражение для математического ожидания оценки относительных парциальных характеристик направленности приемных каналов ЦАР в условиях джиттера АЦП. Показана асимптотическая несмещенность полученных значений характеристик направленности при использовании оценок амплитуд, учитывающих джиттер АЦП в приемных каналах антенной системы.

На основе метода оценивания частоты комплексного гармонического сигнала предложен метод пеленгации линейной и строчно-столбцовой ЦАР по отсчетам на выходах АЦП радиоприемного устройства ЦАР. Получены выражения для математического ожидания и дисперсии разработанных оценок. Получено аналитическое подтверждение невозможности компенсации искажений, вызванных джиттером, повышением энергии сигнала.

Получены выражения для математического ожидания глубины подавления помех в условиях джиттера АЦП приемного канала ЦАР, учитывающие используемые методы пеленгации и подавления помех.

**Ключевые слова:** цифровая антенная решетка, аналого-цифровое преобразование, цифро-аналоговое преобразование, джиттер, методы оценивания, математическое ожидание оценки, дисперсия оценки, многоканальная система, много-частотный сигнал.

**Bondarenko M.V. The methods of jitter estimation in digital antenna arrays.** — Manuscript.

The dissertation on the receipt of the scientific degree of candidate of engineering's sciences after speciality 05.12.07 — Antenna and microwave devices — National Techni-

cal University of Ukraine «KPI», Kyiv -2012.

In the dissertation the jitter estimation methods for digital antenna arrays is developed on the basis of proposed classification of jitter estimation methods. The synthesized methods of jitter estimation take into account the multichannel architecture and the synchronization technique in the DAA. The utilization of multifrequency signal is considered. Requirements for the level of jitter in the DAA are formed.

The analysis of the statistical characteristics of the developed estimates in an assumption of small jitter is done. It shows that taking into account the multichannel structure of DAA and used the sum of harmonic components as the input signal can increase the accuracy of estimation variance jitter. The method of jitter spectral density estimation and the separation method of jitter estimates by jitter sources are developed. The limits of applicability of the developed methods and the statistical characteristics of the estimates are obtained by statistical modeling method.

The analysis of the impact of jitter on the accuracy of radar signal parameter estimation in jitter circumstance (frequency and bearing angles) is executed. Expressions for an expectation of depth of jammer suppression in conditions ADC jitter reception channel DAA are obtained. The impossibility to increase depth of jammer suppression by increase in quantity of antenna array elements is shown for a considered method of direction finding and a method of jammers suppression.

The results are practical and can be used in design and research organizations during the design, manufacture and operation of radio systems based on the DAA.

**Keywords:** digital antenna array (DAA), analog-to-digital conversion (ADC), digital-to-analog conversion, jitter, method of estimation, variance of estimation, expectation of estimation, multichannel system, multifrequency signal.