

DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra30.01.011>  
УДК 621.396.2, 621.396.6

**А.В. Варавін, Г.П. Єрмак, Д.П. Кудрявцев, О.С. Васильєв,  
М.В. Балабан, С.С. Мельник, В.М. Желтов, О.В. Фатєєв**

Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України  
вул. Акад. Проскури, 12, м. Харків, 61085, Україна  
E-mail: [ermak.gennadiy@gmail.com](mailto:ermak.gennadiy@gmail.com)

## ЗАВАДОЗАХИЩЕНА СИСТЕМА ЗВ'ЯЗКУ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ЦИФРОВИХ ДАНИХ НА БАЗІ БАГАТОКАНАЛЬНОГО КОРЕЛОМЕТРА. Частина 1. РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ФОРМУВАННЯ ТА ДЕКОДУВАННЯ СИГНАЛУ СИСТЕМИ ПІДШУМОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

**Предмет і мета роботи.** Метою роботи є розробка й дослідження завадозахищеної системи радіозв'язку для передачі та приймання цифрової інформації і відеозображень із використанням програмно-обумовленої радіосистеми.

**Методи та методологія.** У роботі проведено математичне моделювання процесів формування, випромінювання, приймання та декодування широкосмугових псевдовипадкових сигналів, сформованих за технологією *direct sequence spread spectrum* (DSSS), — розширення спектра методом прямої послідовності, експериментальне відпрацювання основних програмних рішень із приймання, перетворення, обробки та відображення даних, оцінка й аналіз функціональних можливостей програмно-апаратних засобів для їхнього наступного синтезу в систему.

**Результати.** Розроблено алгоритм формування та декодування сигналу системи підшумового зв'язку з розширеним спектром із використанням технології DSSS. Проведено моделювання процесу формування та передачі даних псевдошумовими сигналами на основі кодів Голда. Розроблено алгоритм ідентифікації шумоподібних сигналів, заснований на можливості математичного визначення функції автокореляції, яка визначає взаємозв'язок (ступінь подібності) між сигналом і його зрушеною в часі копією. Для забезпечення когерентності фази між очікуваним (прийнятим з ефіру) та опорними (ключем) сигналами в довільний момент часу було розроблено циклічно працюючий багатоканальний корелометр. Проведено оцінку максимальної швидкодії радіоканалів під час передачі сигналів.

**Висновки.** Розробка та дослідження цифрових каналів зв'язку з використанням кодування сигналу за методом розширення спектра прямою послідовністю та використання кодів Голда дозволяє розробляти малогабаритні пристрої для організації завадозахищеного підшумового багатоканального зв'язку для передачі даних у сучасних умовах.

**Ключові слова:** система зв'язку, завадозахищений зв'язок, технологія DSSS, коди Голда, багатоканальний корелометр, SDR-приймач, цифровий потік.

Цитування: Варавін А.В., Єрмак Г.П., Кудрявцев Д.П., Васильєв О.С., Балабан М.В., Мельник С.С., Желтов В.М., Фатєєв О.В. Завадозахищена система зв'язку для передачі цифрових даних на базі багатоканального корелометра. Частина 1. Розробка алгоритму формування та декодування сигналу системи підшумового зв'язку. *Радіофізика і радіоастрономія*. 2025. Т. 30. № 1. С. 11—23. <https://doi.org/10.15407/rpra30.01.011>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025

 Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>)

## Вступ

Сьогодні у світі спостерігається стійкий інтерес до розвитку систем зв'язку, що забезпечують надійну передачу даних в умовах високого рівня фонових шумів і завад. Це обумовлено деякими факторами, серед яких основним є необхідність мати багатоканальну систему зв'язку в умовах великої шумової завантаженості радіоефіру та для місцевості з урбаністичною забудовою. Також є певний інтерес щодо безпеки передачі даних у таких системах, тобто захисту каналу радіозв'язку від несанкціонованих підслухувачів, що можуть розпізнати та декодувати сигнал і отримати дані, що передаються. У сучасних бездротових телекомунікаційних системах, таких як Wi-Fi, GPS, CDMA та інших, поширено використання методів розширення спектра сигналу [1] за допомогою його модуляції з використанням однієї або декількох кодувальних послідовностей, що кореляційно незалежні між собою. Це дозволяє вирішити задачу багатоканальності системи зв'язку та зменшити вплив шумів і завад на сигнал на приймачі, а також кодувати канал із подальшим його декодуванням лише на санкціонованих приймачах. Використання псевдошумових послідовностей для кодування сигналу, таких як *m*-послідовності або коди Голда, дозволяє ще й замаскувати сам факт наявності каналу зв'язку [2–4]. Актуальною наразі є задача розробки мобільних малогабаритних систем зв'язку з використанням недорогих сучасних радіотехнічних модулів, що мінімізують вартість таких систем і дозволяють їхнє масове виготовлення та використання.

Завадозахищений підшумовий канал зв'язку може бути ефективно реалізовано на базі сучасних програмно-обумовлених радіосистем (ПОР) цифрового зв'язку, більше відомих як *software-defined radio* (SDR) [5, 6], з використанням методів цифрової обробки сигналів, відомих як *digital signal processing* (DSP).

Для розпізнавання повідомлень на приймальній стороні використовуються кореляційні методи. До переваг такого типу зв'язку належать:

- безпека передачі інформації від несанкціонованих приймачів — без знання ключа на приймачі може бути виявлено лише шум у каналі радіообміну, сигнал при цьому приховано всередині шуму;

- можливість організації багатоабонентського доступу з кодовим розподілом;

- можливість обмеження рівня доступу різним абонентам за допомогою ключів різної довжини.

Слід зазначити, що системи SDR дозволяють поєднувати в одному комплексі приймання радіосигналу з його програмною обробкою та виконувати значну частину цифрової обробки сигналів на персональному комп'ютері, одноплатному міні ПК або програмованих логічних інтегральних схемах (ПЛІС), інтегрованих у SDR. Потрібно зазначити, що такий підхід дозволяє суттєво спростити та здешевити розробку внаслідок того, що в такому разі відпадає необхідність у розробці апаратної частини. Нині на міжнародному ринку електроніки існують декілька типів SDR. Порівняльні характеристики SDR різних виробників наведено в таблиці, додатково огляд та інформацію про різні SDR також можна знайти за посиланням [7]. Крім того, застосування SDR як апаратної платформи дозволяє реалізувати сучасні технології розширення спектра методом прямої послідовності — DSSS, або з використанням технології псевдовипадкового перестроювання робочої частоти — *frequency-hopping spread spectrum* (FHSS), що необхідно як для збільшення його пропускної здатності, так і для додаткового збільшення рівня прихованості каналу радіообміну. Будь-яка з цих технологій, а також комплексна технологія з перевагами обох, може бути реалізованою на базі SDR.

Нестандартні апаратні рішення реалізації алгоритмів можуть бути отриманими за допомогою програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) [6]. Однією з важливих переваг реалізації алгоритмів захисту даних на ПЛІС є можливість створення паралельної та асинхронної архітектури, яка перевершує продуктивність рішень, заснованих на мікропроцесорах, GPU або CPU [8]. Крім того, такий підхід дозволяє проектувати цифрові пристрої з використанням високорівневих мов опису апаратури, що додатково полегшує розробку та допускає повторне використання коду за рахунок застосування IP-ядер [9].

Отже, для розробки дослідного зразка системи зв'язку нового покоління найкращим вибором є програмована цифрова радіосистема. Для проведення досліджень щодо створення системи «підшумового» кореляційного зв'язку з використан-

ням методу розширюючого сигналу було обрано одну із стандартних (існуючих на ринку) SDR — bladeRFx40 із ПЛІС типу field-programmable gate array (FPGA) як DSP-обчислювача. Алгоритми DSP обробки планується реалізовувати на ПЛІС із використанням паралельної та асинхронної архітектури (див. таблицю).

Для забезпечення завадозахищеної передачі пропонується використовувати кореляційний підшумовий спосіб радіообміну. При цьому для кодування біт інформаційного повідомлення використовувати псевдошумові сигнали великої довжини (сотні або навіть тисячі біт повідомлення в кодуєчій чіп-последовності).

Метою роботи також є відпрацювання програмно-технічних рішень, включаючи розробку програмних модулів для мікроконтролерів і створення в перспективі нового зразка універсальної системи цифрового зв'язку.

Робота складається з трьох частин. Першу частину присвячено розробці та дослідженню алгоритму функціонування системи підшумового кореляційного зв'язку. Другу і третю частини присвячено розробці та дослідженню приймача-передавача кореляційного типу на основі багатоканального корелометра й експериментального дослідження системи підшумового кореляційного зв'язку.

### Порівняльні характеристики SDR різних виробників

Характеристики SDR	Тип SDR					
	HackRF One	Ettus B200	Ettus B210	BladeRF	RTL-SDR	LimeSDR
Діапазон частот	1 МГц... 6 ГГц	70 МГц... 6 ГГц	70 МГц... 6 ГГц	300 МГц... 3.8 ГГц	22 МГц... 2.2 ГГц	100 кГц... 3.8 ГГц
Смуга частот	20 МГц	61.44 МГц	61.44 МГц	40 МГц	3.2 МГц	61.44 МГц
Розрядність АЦП / ЦАП	8 біт	12 біт	12 біт	12 біт	8 біт	12 біт
Частота дискретизації	20 МГц	61.44 МГц	61.44 МГц	40 МГц	3.2 МГц	61.44 МГц (обмежена швидкістю USB 3.0)
Кількість каналів на передачу	1	1	2	1	0	2
Кількість прийомних каналів	1	1	2	1	1	2
Режим роботи	напівдуплекс	дуплекс	дуплекс	дуплекс	виключно приймання	дуплекс
Ємність ПЛІС	64 комірки CPLD	75 Кб	100 Кб	40 Кб (115 Кб)	—	40 Кб
Радіочіп	MAX5864, MAX2837, RFFC5072	AD9364	AD9361	LMS6002M	RTL2832U	LMS7002M
Доступність вихідного коду	повна	виключно схема та ПЗ	виключно схема та ПЗ	виключно схема та ПЗ	—	повна
Стабільність частоти опорного генератора	±20 ppm	±2 ppm	±2 ppm	±1 ppm	—	±1 ppm initial, ±4 ppm stable
Випромінювана потужність	-10 dBm+ (15 dBm 2.4ГГц)	10 dBm+	c10 dBm+	6 dBm	—	Від 0 до 10 dBm (в залежності від частоти)

## **1. Формування та декодування сигналу з розширеним спектром із використанням методу розширюючого сигналу**

У системах зв'язку з розширенням спектра (РС) розширення спектра здійснюється за допомогою так званого розширюючого (або кодового) сигналу, який не залежить від інформації, що передається. Відновлення вихідних даних у приймачі (звуження спектра) здійснюється шляхом зіставлення отриманого сигналу та синхронізованої копії розширюючого сигналу (чіпової послідовності — ключа). Зазначимо, що звуження спектра дозволяє зібрати енергетику корисного широко-смугового сигналу з використанням методів когерентної обробки.

У результаті це дозволяє використовувати системи зв'язку з РС для передачі даних у режимі підшумового зв'язку, що, поряд із кодуванням інформації, яка передається, визначає використання таких систем для прихованої та завадостійкої передачі цифрових даних.

Одним із базових блоків алгоритму формування та декодування сигналу з РС є метод формування розширюючого сигналу (ключа). При цьому використання занадто коротких ключів, враховуючи вимогу до завадостійкості, є неприпустимим. У системах зв'язку з РС як ключ обирається або випадковий кодовий сигнал, або псевдовипадковий код — кодова послідовність, що генерується та передається на передавач і приймач при ініціалізації каналу зв'язку. Така кодова послідовність має статистичні властивості дискретного білого шуму. При виборі псевдовипадкової кодової послідовності як ключа важливо визначити її тип і довжину для реалізації необхідної стійкості перешкод і прихованості каналу зв'язку. Однією з можливих кодових послідовностей є псевдовипадкова послідовність Голда (код Голда). Така бітова послідовність має оптимальні автокореляційні властивості й може бути згенерованою шляхом підсумовування за модулем 2 (xor) двох  $M$ -послідовностей. Кожна з таких послідовностей є псевдовипадковою послідовністю, породженою регістром зсуву з лінійним зворотним зв'язком, і має максимальний заданий період.

Використання методу РС передбачає вибір типу модуляції цифрової послідовності даних

(перетворення її на аналоговий сигнал на передавачі). Традиційно виділяють два типи: модуляція методом DSSS, що складається з бітової фазової маніпуляції, «прямого множення» інформаційного сигналу з широкосмуговим розширюючим сигналом і наступною модуляцією сигналом несучої частоти, та модуляція методом FHSS, що використовує  $M$ -арну частотну маніпуляцію. Також, поряд із зазначеними типами модуляції, виділяють метод розширення спектра, заснований на перемиканні часових інтервалів. Авторами розглянуто перший тип модуляції (DSSS) як пріоритетний.

### **1.1. Моделювання процесу формування та передачі даних із використанням кодів Голда**

З метою вивчення процесів формування, випромінювання, приймання та декодування сигналу методом DSSS було проведено математичне моделювання процесів із використанням EOM і обчислювального пакету прикладних програм MatLab. У ході моделювання було розглянуто та вирішено такі завдання:

- побудова сімейства кодів Голда заданої довжини та заданого індексу, формування тестового розширюючого сигналу за заданою послідовністю Голда; вивчення автокореляційної функції розширюючого сигналу різної довжини (тимчасової реалізації); розрахунок взаємно кореляційних функцій розширюючих сигналів різних індексів (заснованих на кодах Голда однакової довжини, але з різними індексами) з метою вивчення можливості реалізації двоканального зв'язку з кодовим поділом каналів;

- побудова алгоритму  $N$ -кратної інтерполяції розширюючого сигналу (чіпової послідовності) із застосуванням алгоритмів цифрової фільтрації в частотній області (різних фільтрів Фур'є) для оцінки можливості автоматичного підстроювання приймача в часі (синхронізації на прийманні з початку чіпової послідовності);

- моделювання сигналу DSSS із використанням заданого коду Голда та  $N$ -кратної надмірної інтерполяції в умовах заданої шумової обстановки (з додаванням до сигналу адитивного гауссового шуму із заданим співвідношенням сигнал/шум);



- моделювання процесу декодування сигналу DSSS на приймачі: визначення початку кожної чіпової послідовності (кожного інформаційного біта) в безперервному прийнятому сигналі;

- обчислення коефіцієнта взаємної кореляції прийнятого сигналу з кодовою чіповою послідовністю для відновлення бітового потоку інформаційного сигналу; дослідження сузір'їв зашумленого декодованого бітового потоку;

- оцінка залежності співвідношення сигнал/шум (signal-to-noise ratio (SNR)) декодованого інформаційного потоку (з метою оцінки кількості втрачених інформаційних біт-значень *ber* функції) від співвідношення сигнал/шум прийнятого DSSS сигналу; побудова графіків залежності SNR на виході корелометра як функції двох параметрів: SNR на вході приймача та довжини послідовності чіпа (довжини коду Голда);

- побудова графіків залежності SNR як функції двох параметрів у разі неузгодженості частот гетеродинів випромінювача та приймача; моделювання впливу ефекту Доплера під час руху приймача щодо передавача.

### 1.2. Код Голда та його визначення через $M$ -послідовності

Авторами було обрано коди Голда як ключі для формування розширюючого сигналу (також званими у літературі чіповою послідовністю). Для формування коду Голда було використано дві  $M$ -послідовності, логічна операція побітового додавання по модулю 2, перенормування отриманого коду Голда (множення на 2) з подальшим зміщенням для центрування до нуля. На рис. 1 графічно зображено один із можливих прикладів розширюючого сигналу, заснованого на коді Голда з довжиною  $N$ , що дорівнює 15 чіпам. На рис. 2 наведено графік модуля автокореляційної функції (АКФ) для чіпової послідовності з  $N = 15$  чіпів, а на рис. 3 — для чіпової послідовності з  $N = 1023$  чіпів.

Максимальне значення автокореляційної функції прийнято називати максимальним викидом автокореляційної функції. Цей викид використовується для синхронізації коду. Щоб отримати виграш при кореляційній обробці псевдовипадкових сигналів, необхідно, щоб ансамбль сигналів мав хороші кореляційні властивості. Бажано, щоб

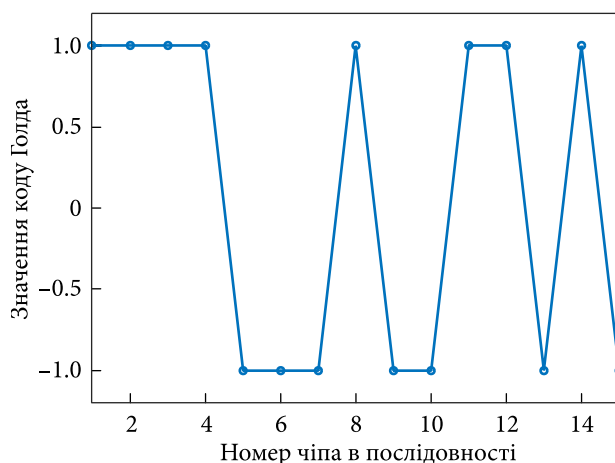


Рис. 1. Розширюючий сигнал, заснований на коді Голда завдовжки 15 чіпів

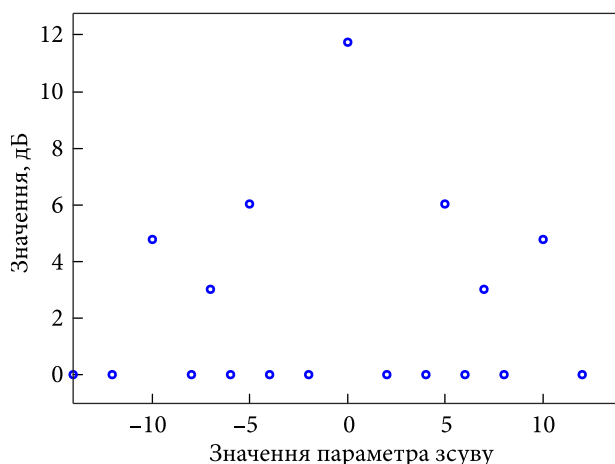


Рис. 2. Модуль автокореляційної функції (дБ) для чіпової послідовності з 15 елементів

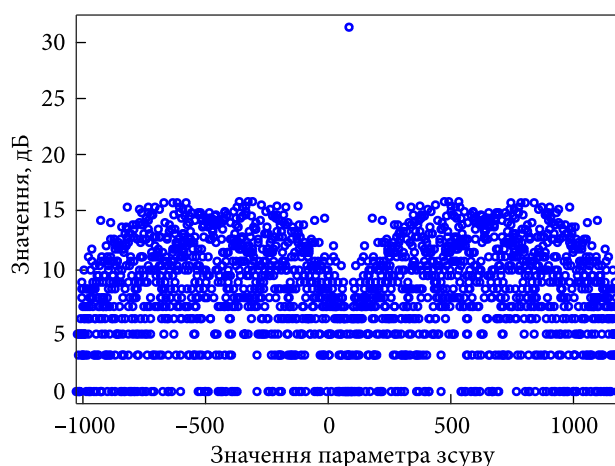


Рис. 3. Модуль автокореляційної функції (дБ) для чіпової послідовності з 1023 елементів

сигнали мали єдиний кореляційний пік, інакше можлива хибна синхронізація з бокової пелюстки АКФ.

Як впливає з рис. 2, в АКФ для чіпової послідовності з 15 елементів крім основного піку існує два бічні піки з досить великим рівнем сигналу, які можуть призводити до помилок при його виявленні. З порівняння модулів періодичних АКФ рис. 2 і 3 видно, що збільшення кількості чіпових послідовностей від 15 до 1023 збільшує співвідношення рівня максимального значення АКФ до рівнів бокових пелюсток.

### 1.3. Оцінка співвідношення сигнал/шум на виході корелометра для різних кодів Голда з різним рівнем співвідношення сигнал/шум на приймачі

Для оцінки впливу вхідного рівня співвідношення SNR, а також залежності довжини ключа (чіпової послідовності коду Голда) на рівень SNR на виході корелометра було виконано серію обчислень, результати якої наведено на графіках нижче (рис. 4). При цьому передбачалося, що сигнал на приймачі ідеально синхронізовано за частотою з частотою гетеродина приймача та початком кожної чіпової послідовності за часом.

На рис. 5 наведено аналогічні графіки, розраховані для випадку неузгодженості на 100 кГц опорних частот гетеродинів приймача і передавача. Слід зазначити, що на противагу графікам залежностей, наведених на рис. 4, наявність неузгодженості частот на гетеродинах передавача і приймача призводить до додаткових лінійних (уздовж послідовності) фазових набігів на кожній чіповій послідовності, що в свою чергу сильно впливає та зменшує значення викиду автокореляційної функції для довгих чіпових послідовностей.

Таким чином у результаті проведеного моделювання було отримано графіки залежності співвідношення сигнал/шум від основних параметрів приймально-передавальної системи, а також шумової обстановки. Аналіз отриманих графіків показав, що вибір довжини чіпової послідовності може бути проведено за результатами моделювання та з урахуванням реальних значень неузгодженості частот гетеродинів приймача і передавача, а також з урахуванням мак-

симального значення відносної радіальної (у напрямку передавача) складової швидкості руху приймача (ефект Доплера). У разі істотного розузгодження частот і використання наддовгих чіпових послідовностей слід використовувати алгоритми фазової корекції сигналу або розробляти методи кореляційної обробки сигналу з використанням декількох паралельно працюючих незалежних кореляторів.

### 1.4. Алгоритм ідентифікації шумоподібних сигналів

Алгоритми ідентифікації шумоподібних сигналів засновано на можливості математичного визначення функції автокореляції, яка визначає взаємозв'язок (ступінь подібності) між сигналом і його зрушеною в часі копією. Функція автокореляції  $R(t)$  (1) може бути розрахованою у вигляді:

$$R(t) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u(T)u(T-t)dt, \quad (1)$$

де  $u(T)$  — сигнал  $u$  як функція часу  $T$ ;  $E$  — енергія сигналу;  $t$  — зсув (затримка) сигналу у часі.

При кореляційній обробці шумоподібних сигналів завжди проводиться обчислення кореляційного інтеграла виду:

$$z(t) = \text{Korr\_koeff}(t) = \frac{1}{E} \int_0^T y(t)u(t)dt, \quad (2)$$

де  $y(t)$  — вхідний сигнал;  $u(t)$  — сигнал, що дорівнює виявлюваному, який формується у приймачі (ключ).

Межі інтегрування враховують відрізок часу  $[0, T]$ , у якому може з'явитися вхідний сигнал  $y(t)$ .

Значення кореляційного інтеграла (2) технічно знаходимо за допомогою корелятора або узгодженого фільтра. Основними елементами корелятора є перемножувач, генератор копії сигналу та інтегратор. На перемножувач надходять вхідний сигнал  $y(t)$  і сигнал  $u(t)$  від генератора копій сигналу. Перемноження  $y(t) \cdot u(t)$  інтегрується з моменту приходу ( $t = 0$ ) і до моменту закінчення виявлюваного сигналу ( $t = T$ ).

Можливі два різних випадки, що відрізняються умовами приймання шумоподібних сигналів, для яких використовуються два алгоритми їхньої оптимальної ідентифікації. Приймання сигналів

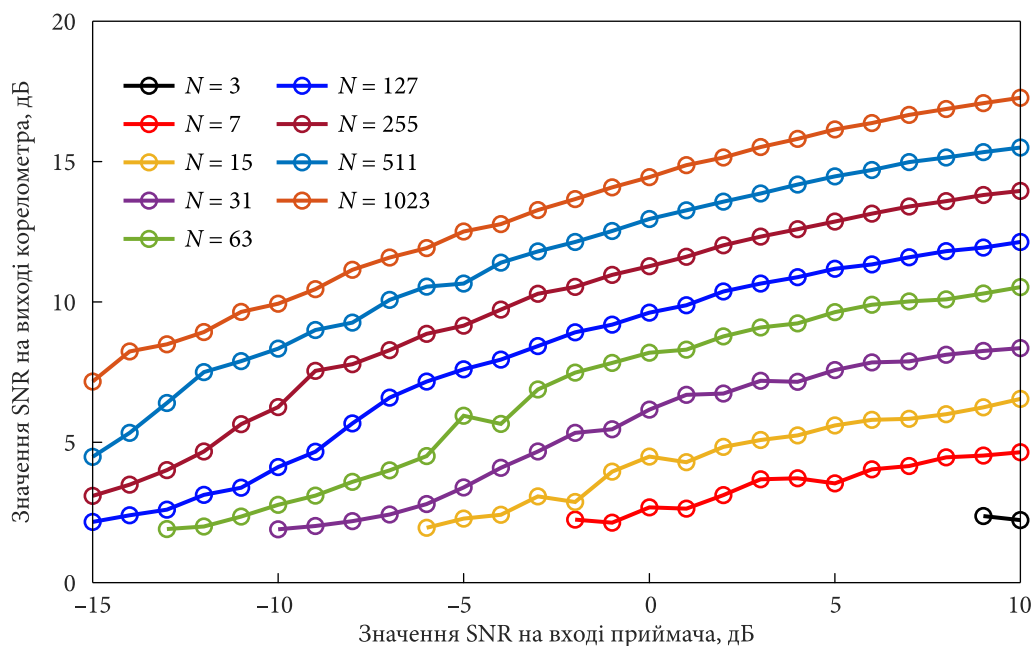


Рис. 4. Графіки залежності значення SNR на виході корелометра від значення SNR на вході приймача у разі узгоджених опорних частот гетеродинів приймача і передавача

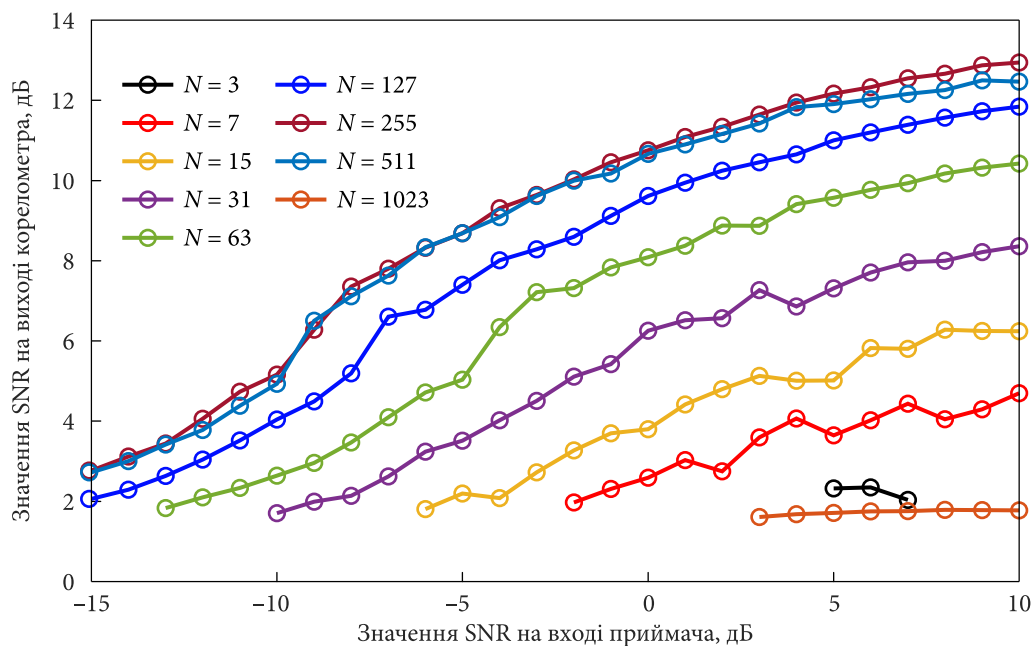


Рис. 5. Графіки залежності значення SNR на виході корелометра від значення SNR на вході приймача у разі розузгодження на 100 кГц опорних частот гетеродинів приймача і передавача

в умовах, коли момент надходження корисного сигналу на вхід приймача та початкова фаза високочастотного заповнення корисного сигналу точно відомі, а також відомі всі параметри сигналу, називається *когерентним*. У разі коли початко-

ва фаза високочастотного заповнення корисного сигналу невідома, приймання називається *некогерентним*.

*Когерентне приймання.* Алгоритм оптимальної ідентифікації в найпростішому вигляді з по-

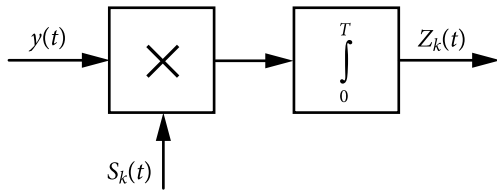


Рис. 6. Структурна схема пристрою обчислення значення кореляційного інтеграла за допомогою корелятора

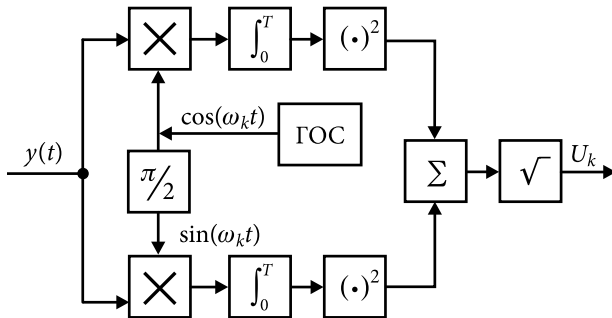


Рис. 7. Структурна схема пристрою обчислення значення  $U_k$  в оптимальних некогерентних прийमाцях кореляційного типу

гляду його технічної реалізації має вигляд:

$$\max \left\{ \int_0^T y(t) S_k(t) dt \right\} = \max_k \{ Z_k \}, \quad k = \overline{1, m}, \quad (3)$$

де  $Z_k$  – вираз кореляційного інтеграла:

$$Z_k = \int_0^T y(t) S_k(t) dt, \quad k = \overline{0, m-1}, \quad (4)$$

де  $y(t) = S_i(t) + n(t)$  – напруга на вході корелятора;  $S_k(t)$  –  $k$ -й опорний сигнал;  $T$  – тривалість сигналу.

Пристрій, що робить операцію (4), називають корелятор, він складається з перемножувача вхідного сигналу на опорний сигнал та інтегратора (див. рис. 6).

Для роботи корелятора необхідна когерентність фази між очікуваним і опорними сигналами.

Структурна схема оптимального кореляційного прийमाця складається з  $m$  каналів (кореляторів) і вирішального пристрою, який в момент закінчення сигналу виконує відбір  $\max\{Z_k\}$ ,  $k = \overline{1, m}$  і за максимальним значенням  $Z_k$  приймає рішення про ступінь подібності прийнято-

го  $y(t)$  і опорного  $S_k(t)$  сигналів. Після цього відбувається скидання напруги на інтеграторах до нульового рівня. Декодер джерела ставить у відповідність сигналу  $S_k(t)$  повідомлення (літеру)  $a_k$ . Для визначення моменту закінчення сигналу використовується пристрій синхронізації.

*Некогерентне приймання.* Основним елементом приймача кореляційного типу ідентифікації сигналів з випадковою початковою фазою  $\varphi - y(t) = S_k(t, \varphi) + n(t)$  є пристрій обчислення огинаючої  $U_k$ ,  $k = \overline{1, m}$ , що з урахуванням рівності амплітуд для всіх сигналів записується у вигляді:

$$U_k = \sqrt{\left[ \int_0^T y(t) \cos \omega_k(t) dt \right]^2 + \left[ \int_0^T y(t) \sin \omega_k(t) dt \right]^2}, \quad k = \overline{1, m}, \quad (5)$$

Величини  $U_k$  інваріантні до зміни фази  $\varphi$  вхідного сигналу  $S_k(t, \varphi)$ .

У разі некогерентного приймання алгоритм оптимальної ідентифікації можна записати як:

$$\max_k \{ U_k \} = U_i, \quad k = \overline{1, m}, \quad (6)$$

З (6) випливає, що оптимальний приймач, прийнявши вхідне коливання  $y(t)$  тривалістю  $T$ , обчислює всі значення  $U_k$ ,  $k = \overline{1, m}$ , потім знаходить максимальне значення серед усіх обчислених  $U_k$ , і якщо  $\max_k \{ U_k \} = U_i$ , то приймач виносить рішення, що переданий сигнал є  $S_i(t)$ .

Некогерентний приймач кореляційного типу складається з  $m$  квадратурних пристроїв (рис. 7) обчислення всіх величин  $U_k$ .

Кожен квадратурний пристрій у свою чергу містить генератор опорного сигналу (ГОС), фазообертач  $\pi/2$ , інтегратор –  $\int_0^T$ , пристрій зведення

в квадрат, суматор і пристрій обчислення квадратного кореня. На виході кожного квадратурного пристрою обчислюється напруга, значення якої в момент закінчення сигналу чисельно дорівнює обвідній кореляційного інтеграла (5).

Необхідність використання двох квадратурних каналів для приймання одного сигналу (5) обумовлено незнанням початкової фази сигналу,



що надходить на вхід приймача напруги. Якщо різниця фаз прийнятого і опорного сигналів випадково виявиться такою, що дорівнює  $\pi/2$ , то напруга на виході косинусного каналу дорівнюватиме нулю, а на виході синусного каналу чисельно дорівнює  $U_k$ .

Якщо ж різниця фаз випадково виявиться такою, що дорівнює нулю, то напруга на виході косинусного каналу чисельно дорівнює  $U_k$ , а на виході синусного — нулю. У проміжних випадках в одному квадратурному каналі виділяється величина, пропорційна косинусу різниці фаз, а в другому — величина, пропорційна синусу різниці фаз. У результаті на виході оптимального приймача (незалежно від значення різниці фаз) обчислюється напруга, значення якої в момент  $t = T$  чисельно дорівнює обвідній кореляційного інтеграла (5).

Неідеальність умов радіообміну між абонентами, як-от: доплерівська зміна частоти несучої, що пов'язана з рухом джерела сигналу стосовно приймача; неоднаковість проміжних частот приймача і передавача внаслідок неідентичності їхніх гетеродинів; можливість виникнення умов багатопроменевого прийому, буде приводити до реалізації умов, у яких початкова фаза високочастотного заповнення корисного сигналу невідома, тобто, умов некогерентного кореляційного приймання та ідентифікації шумоподібних сигналів.

Структурна схема пристрою оптимального некогерентного приймача кореляційного типу містить пристрої квадратурного перетворення сигналу (див. рис. 7), що добре узгоджується з архітектурою ПОР, у вхідних каскадах яких проводиться квадратурне перетворення прийнятих із радіоефіру сигналів.

У результаті з'являється приваблива можливість вирішення задачі кореляційного зв'язку з використанням однієї зі стандартних SDR.

Як приклад (див. таблицю) можна навести ПОР середнього цінового діапазону bladeRF x40, яка має високі технічні характеристики.

Так як більшість сучасних SDR вже мають інтегровану ПЛІС типу FPGA, привабливим є використання ресурсів FPGA для реалізації функцій інтегратора, пристрою зведення в квадрат, суматора та пристрої обчислення квадратного

кореня. Архітектура FPGA якнайкраще дозволяє реалізувати вищеприписані алгоритми з використанням паралельних (при необхідності асинхронних) рішень.

З вищесказаного випливає, що при розробці пристрою для організації завадозахищених і шифрованих каналів радіозв'язку між абонентами з використанням цифрових завадозахищених і шифрованих каналів на основі стандартної ПОР необхідно й достатньо модернізувати програмне забезпечення інтегрованої в ПОР FPGA. В результаті такої модернізації необхідно для збереження розробленого виробником механізму квадратурного перетворення прийнятих із радіоефіру сигналів розробити апаратно-програмну реалізацію алгоритму розрахунку кореляційного інтеграла виду (5).

Забезпечення когерентності по фазі між очікуваним (прийнятим з ефіру) та опорними (ключем) сигналами в довільний момент часу можливе тільки при використанні багатоканального корелометра. Кількість ідентичних паралельно працюючих каналів такого корелометра має дорівнювати кількості чіпів шумоподібної чіп-последовності, яка використовується для кодування інформаційних біт повідомлення.

Отже, результати дослідження показали необхідність реалізації багатоканального некогерентного приймача кореляційного типу, структурну схему одного каналу якого наведено на рис. 7.

## 2. Розрахунок необхідної швидкості та надмірності кодування радіообміну

Радіосистеми SDR дозволяють реалізовувати завадозахищені канали зв'язку для передачі та приймання різного типу сигналів як низької, так і високої частоти для вирішення різних задач в умовах великої шумової завантаженості радіоефіру та для місцевості з урбаністичною забудовою. Низькочастотні сигнали використовуються для передачі даних із метеорологічних датчиків, датчиків контролю забруднення повітря і тому подібних. Сигнали високої частоти використовуються при передачі відеосигналів із камер відеонагляду.

У зв'язку з цим у роботі проведено оцінку максимальної швидкодії двох типів радіоканалів: ка-

налу передачі низькочастотних сигналів і каналу передачі високочастотних відеосигналів.

### **2.1 Оцінка максимальної швидкодії радіоканалу при передачі пакетів даних**

Виходячи із завдання передачі невеликих пакетів цифрових даних, максимальна швидкість обміну даними (пропускна спроможність каналу в одиницю часу) може вважатись обмеженою значенням 1 кбіт/с. У той же час максимальна швидкість потоку обміну даними, яку може забезпечити програмована радіосистема bladeRF, обмежується максимальною частотою дискретизації АЦП вхідного каналу bladeRF, що становить 40 МГц. За такої частоти дискретизації програмована радіосистема bladeRF може забезпечити швидкість потоку обміну даними трохи менше 20 Мбіт/с.

Гранична надмірність кодування радіоканалу обміну може бути оціненою наступним чином:  $20 \text{ Мбіт/с} / 1 \text{ кбіт/с} = 20000$ , тобто, максимально допустима кількість біт у кодуємому пакеті дорівнює 20 000 чіпів.

Виходячи з технічних можливостей, для практичної реалізації пристрою для створення захищених і шифрованих каналів радіозв'язку між абонентами було обрано довжину кодової послідовності 4095 біт.

### **2.2. Оцінка максимальної швидкодії радіоканалу під час передачі відеосигналів**

Оцінка максимальної швидкодії радіоканалу при передачі відеосигналів виконувалася, виходячи з параметрів, необхідних при передачі кольорового відео середньої якості в реальному масштабі часу. Для передачі стиснутого кольорового (10 біт на колірний канал) відео з розміром кадру  $1280 \times 720 = 921\,600$  пікселів зі швидкістю 33.7 кадрів/с необхідно забезпечити максимальну швидкість потоку даних  $921\,600 \times 3 \times 10 \times 33.7 = 93\,173\,600 \sim 1000 \text{ Мбіт/с}$ .

Такий високошвидкісний інформаційний потік обробляти дуже непросто. Для цього потрібно стискати відеопотоки. Відомо, що при використанні формату відеостиснення H.265 для передачі кольорового відеозображення з тими ж параметрами ( $1280 \times 720$  пікселів, 33.7 кадрів/с,

глибина кодування кольору 10 біт на кожен колірний канал) необхідно забезпечити максимальну швидкість потоку даних  $\sim 10\,000 \text{ кбіт/с}$  ( $\sim 10 \text{ Мбіт/с}$ ). Необхідна в цьому випадку швидкість інформаційного потоку на два порядки менша, ніж у разі передачі стисненого відео.

У даній розробки в умовах підшумового приймання посилюються вимоги до швидкості потоку даних, що пов'язано з необхідністю використання надмірності при кодуванні повідомлень. Для забезпечення роботи під шумами кожен інформаційний біт кодується пакетом, який включає велику кількість біт повідомлення. У результаті такий спосіб кодування зменшує швидкість потоку даних у кількість разів, що дорівнює кількості чіпів кодуєщої чіп-послідовності. Наприклад, у разі використання кодуєщої чіп-послідовності, що складається з 31 чіпа, швидкість потоку даних зменшується в 31 раз. Для компенсації такого зменшення швидкості інформаційного обміну необхідно в таку кількість разів збільшувати швидкість радіообміну. У результаті необхідна швидкість потоку даних збільшиться та становитиме  $31 \times 10\,000 \text{ кбіт/с} \sim 310\,000 \text{ кбіт/с}$  ( $\sim 310 \text{ Мбіт/с}$ ). Застосована апаратна платформа (SDR bladeRF x40) забезпечує швидкість потоку обміну даними не більше 20 Мбіт/с. Однак, вирішити поставлене завдання все-таки можливо за допомогою комплексного компромісу.

Для цього необхідно розумно загрубити якість кадру та швидкість проходження кадрів у потіці, розпаралелити процес обміну на кілька каналів, розумно обмежити надмірність кодування. При такому підході для передачі стисненого кольорового відео з параметрами  $720 \times 480$  пікселів, 10 кадрів/с при глибині кодування кольору 8 біт/канал необхідно забезпечити максимальну швидкість потоку даних  $\sim 1000 \text{ кбіт/с}$  ( $\sim 1 \text{ Мбіт/с}$ ). Розпаралелювання процесу обміну (наприклад, у результаті використання технологій CDMA, FDMA, TDMA і т. д.) на 64 канали дозволить використовувати в цьому випадку чіп-послідовності довжиною 1023 біти. При цьому необхідна швидкість потоку даних становить 16 Мбіт/с. Теоретично таку швидкість обміну даними може забезпечити SDR bladeRF x40 [10, 11]. Проте слід зазначити, що наявність 64 каналів, що працюють паралельно, у фіксованому частотному діапазоні, призводить до зменшення SNR у кожному

каналі (згідно з теоремою Шеннона–Гартлі), тому на практиці вибір оптимальних параметрів відеопотоку, алгоритма відеостиснення та узгодження швидкості потоку даних із параметрами системи підшумового зв'язку потребує додаткового дослідження та практичної верифікації.

### 2.3. Розробка системи підшумового кореляційного зв'язку

На першому етапі досліджень роботи лінії кореляційного радіозв'язку було прийнято рішення про реалізацію більш простої версії когерентного кореляційного приймача.

Для забезпечення когерентності кореляційного приймання вживався ряд заходів: як приймач і передавач використовувалися приймальний і передавальний тракти одного й того ж SDR, антени приймального та передавального трактів розташовувалися на невеликій (не більше 1 м) відстані одна від одної і в ході експериментів не переміщувалися. Слід зазначити, що подібні умови роботи лінії радіозв'язку сильно спрощують вирішуване завдання, роблячи його далеким від практики. У зв'язку з цим на другому етапі розробки було проведено роботи з реалізації некогерентного кореляційного приймача, що дозволило покращити якість роботи лінії радіообміну. Розробка пристрою для організації завадозахищених і шифрованих каналів радіозв'язку між абонентами з використанням цифрових завадозахищених і шифрованих каналів проводилася на основі стандартної програмно-визначуваної радіосистеми bladeRF x40. Для досягнення поставленої мети проводилася модернізація програмного забезпечення інтегрованої в SDR FPGA (Altera Cyclone IV EP4CE40F23C8LN).

У результаті такої модернізації було розроблено апаратно-програмну реалізацію алгоритму розрахунку кореляційного інтеграла виду (2) за збереження розробленого виробником механізму квадратурного перетворення прийнятих із радіоефіру сигналів. При цьому реалізовувався пристрій, структурну схему якого зображено на рис. 7.

Для забезпечення когерентності фази між очікуваним (прийнятим з ефіру) і опорними (ключем) сигналами в довільний момент часу було розроблено циклічно працюючий багатоканаль-

ний корелометр. Для цього спочатку було розроблено і налагоджено одноканальний корелометр, після чого розроблений пристрій масштабувався в кількості, що дорівнює кількості чіпів шумоподібної чіп-последовності.

Таким чином формувалися ідентичні паралельно працюючі канали розрахунку кореляційних коефіцієнтів, кількість яких встановлювалася рівною кількості чіпів шумоподібної чіп-последовності, що використовується для кодування інформаційних біт повідомлення. Задля більшої правильності роботи алгоритму багатоканального корелометра початок роботи кожного каналу зрушувався в часі на один такт стосовно попередньому каналу.

Для забезпечення кореляційної ідентифікації прийнятого сигналу розроблено пристрій прийняття рішень на основі алгоритму (3). Результати розробки та досліджень некогерентного кореляційного приймача буде наведено в другій частині цієї роботи.

### Висновки

Проведено аналіз сучасних видів завадозахищених і шифрованих каналів радіозв'язку. Розроблено алгоритм формування та декодування сигналу системи підшумового кореляційного зв'язку з розширеним спектром із використанням методу розширюючого сигналу. Відновлення вихідних даних за приймача (звуження спектра) здійснюється шляхом зіставлення отриманого сигналу та синхронізованої копії розширюючого сигналу (бітової последовності — ключа).

Для забезпечення малопомітної передачі обрано кореляційний підшумовий спосіб радіообміну з кодуванням біт інформаційного повідомлення шумоподібними сигналами на основі кодів Голда. Проведено моделювання процесу формування та передачі даних сигналами на основі коду Голда.

Розроблено алгоритм ідентифікації шумоподібних сигналів, заснований на можливості математичного визначення функції автокореляції, яка визначає взаємозв'язок (ступінь подібності) між сигналом і його зрушеною в часі копією. Проведено оцінку максимальної швидкодії радіоканалу під час передачі низькочастотних пакетів даних і окремо відеосигналів.

Для забезпечення когерентності по фазі між очікуваним (прийнятим з ефіру) та опорними сигналами (ключем) в довільний момент часу було розроблено багатоканальний корелометр,

який циклічно працює, з кількістю паралельно працюючих незалежних каналів, що дорівнює 31, принцип роботи й результати тестування якого буде наведено в другій частині роботи.

## БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Kamilo F. *Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications*. India, Prentice-Hall of India Pvt. Limited: 1995. 522 p.
2. Gold R. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Trans. Inf. Theory*. 1967. Vol. 13, Iss. 4. P. 619–621. DOI: 10.1109/TIT.1967.1054048
3. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. Wiley: 2004. 396 p.
4. Simon M., Omura J.K., Scholtz R.A., Levitt B.K. *Spread Spectrum Communications Handbook*. NY McGraw-Hill: 1994. 1248 p.
5. Proakis J.G., Salehi M. *Digital Communications*. 5th ed. McGraw-Hill, New York: 2008. 1150 p.
6. Dillinger M., Madani K., Alonistioti N. *Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions*. Wiley & Sons: 2003. 454 p.
7. Rami A., Dezfouli B. Software-defined Radios: Architecture, State-of-the-art, and Challenges. *Comput. Commun.* Vol. 128, Sept. 2018. P. 106–125. DOI: 10.1016/j.comcom.2018.07.012
8. Perepelitsyn A., Shulga D. FPGA Technologies in Medical Equipment: Electrical Impedance Tomography. *Proc. of IEEE EastWest Design & Test Symposium (EWDTS)*. Kharkov, Ukraine, 14–17 Sept. 2012. P. 43–440.
9. Kulanov V., Kharchenko V., Perepelitsyn A. Parameterized IP Infrastructures for Fault-Tolerant FPGA-Based Systems: Development, Assessment, Case-Study. *Proc. of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*. 2009. P. 322–325.
10. Mazurkov M., Sokolov A. Recurrent synthesis methods of the sequences with optimal peak-to-average power ratio value of walsh-hadamard spectrum. *Informatics and Mathematical Methods in Simulation*. 2015. Vol. 5, Iss. 3. P. 203–209.
11. Avdeyenko G. Generating DVB-S2 Signals by Application of Nuand BladeRF x40 SDR Transceiver. *2020 IEEE Int. Conf. on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*. Kharkiv, Ukraine, 6–9 Oct. 2020. P. 177–181.

Стаття надійшла 25.07.2024

## REFERENCES

1. Kamilo, F., 1995. *Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications*. India, Prentice-Hall of India Pvt. Limited.
2. Gold, R., 1967. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **13**(4), pp. 619–621. DOI: 10.1109/TIT.1967.1054048
3. Ipatov, V.P., 2004. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. Wiley.
4. Simon, M., Omura, J.K., Scholtz, R.A., Levitt, B.K., 1994. *Spread Spectrum Communications Handbook*. NY McGraw-Hill.
5. Proakis, J.G., Salehi, M., 2008. *Digital Communications*. 5th ed. McGraw-Hill, New York.
6. Dillinger, M., Madani, K., Alonistioti, N., 2003. *Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions*. Wiley & Sons.
7. Rami, A., Dezfouli, B., 2018. Software-defined Radios: Architecture, State-of-the-art, and Challenges. *Comput. Commun.*, **128**, Sept., pp. 106–125. DOI: 10.1016/j.comcom.2018.07.012
8. Perepelitsyn, A., Shulga, D., 2012. FPGA Technologies in Medical Equipment: Electrical Impedance Tomography. In: *Proc. of IEEE EastWest Design & Test Symposium (EWDTS)*. Kharkov, Ukraine, 14–17 Sept. 2012, pp. 43–440.
9. Kulanov, V., Kharchenko, V., Perepelitsyn, A., 2009. Parameterized IP Infrastructures for Fault-Tolerant FPGA-Based Systems: Development, Assessment, Case-Study. In: *Proc. of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*. 2009, pp. 322–325.
10. Mazurkov, M., Sokolov, A., 2015. Recurrent synthesis methods of the sequences with optimal peak-to-average power ratio value of walsh-hadamard spectrum. *Informatics and Mathematical Methods in Simulation*, **5**(3), pp. 203–209.
11. Avdeyenko, G., 2020. Generating DVB-S2 Signals by Application of Nuand BladeRF x40 SDR Transceiver. In: *2020 IEEE Int. Conf. on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*. Kharkiv, Ukraine, 6–9 Oct. 2020, pp. 177–181.

Received 25.07.2024



A.V. Varavin, H.P. Yermak, D.P. Kudryavtsev, O.S. Vasiliev,  
M.V. Balaban, S.S. Melnyk, V.M. Zheltov, O.V. Fateev

O.Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics NAS of Ukraine  
Acad. Proskury St., 12, 61085, Kharkiv, Ukraine

AN INTERFERENCE-IMMUNE COMMUNICATION SYSTEM  
FOR DIGITAL DATA TRANSMISSION BASED ON A MULTI-CHANNEL CORRELATOR  
Part 1. DEVELOPMENT OF A SIGNAL FORMATION AND DECODING ALGORITHM  
FOR THE SUB-NOISE COMMUNICATION SYSTEM

**Subject and Purpose.** The work aims to develop and study an interference-immune radio communication system for transmitting and receiving digital information and video images using a Software-Defined Radio (SDR).

**Methods and Methodology.** The processes of generation, reception, and decoding of broadband pseudorandom signals formed by the Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) technology are mathematically modeled. Basic software solutions are experimentally developed for data receiving, transforming, processing, and displaying. The functional capabilities of the hardware and software tools are evaluated and analyzed for their subsequent integration into the system.

**Results.** An algorithm has been developed for generating and decoding from a sub-noise spread spectrum correlation communication system using DSSS technology. The processes of data formation and transmission by noise-like signals based on the Gold codes have been modeled. An algorithm for noise-like signal identification has been developed, based on the mathematical determination of the autocorrelation function which evaluates the relationship (degree of similarity) between the signal and its time-shifted copy. To maintain the phase coherence between the expected (received from air) and reference (key) signals at any time, a cyclically operating multi-channel correlator was developed. We estimated the maximum radio data rates over the radio channels when transmitting low-frequency telemetry signals, control signals, and video signals.

**Conclusions.** The research and development of digital communication channels using signal coding through the Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) method along with Gold codes have demonstrated the potential to create compact devices for establishing interference-immune and low-noise multi-channel communication which is particularly suitable for data transmission in modern environments.

**Keywords:** communication system, interference-immune communication, DSSS technology, Gold codes, multi-channel correlator, SDR receiver, digital stream.