

Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи
за освітньо-кваліфікаційним рівнем «магістр»

на тему:

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ШИРОКОСМУГОВИХ
СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ
08-34.МКР.013.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТТК-18м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

_____ Якімцев О.О.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ

_____ Кононов С.П.

« ____ » _____ 2019 р.

Рецензент: к.т.н., доцент каф. БМІ

_____ Тимчик С.В.

« ____ » _____ 2019 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
Галузь знань 17– Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма Технології та засоби телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ТКСТБ
к.т.н., професор Г.Г. Бортник

“ ___ ” _____ 2019 року

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Якімцеву Олександрю Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення завадостійкості ширококутових супутникових телекомунікаційних систем

керівник роботи Кононов Сергій Павлович, канд. техн. наук, доцент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “02” 10 2019 року № 254

2. Строк подання студентом роботи 02 грудня 2019 року

3. Вихідні дані до роботи 1. Швидкість передавання інформації – 9,6 Мбіт/с; 2. Частота дискретизації – 6 ГГц; 3. Носійна частота – 1,646 ГГц; 4. Тривалість інформаційної послідовності – 0,1 мс; 5. Довжина псевдовипадкової послідовності – 2047 біт; 6. Ширина смуги ФМ ПВП – 19,2 МГц; 7. Ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета – 1344 МГц; 8. Ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Шеннона – 1559 МГц; 9. Ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням комплексного вейвлет Морлета – 1792 МГц; 10. Ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням власних векторів субсмугових матриць – 3200 МГц.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Аналіз завадостійкості КНШС системи; 2. Дослідження завадостійкості сигнально-кодкових конструкцій для низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем; 3. Дослідження завадостійкості сигнально-кодкових конструкцій для високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем; 4. Програмно-апаратна реалізація алгоритмів кодування і декодування даних з використанням ширококутових шумоподібних сигнально-кодкових конструкцій, що забезпечують підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Блок схема формування несучого колювання і ПВП; 2. Блок схема розрахунку субсмугової матриці; 3. Блок схема кодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць; 4. Блок схема розрахунку і вибірки власних векторів; 5. Блок схема алгоритму декодування інформації; 6. Блок схема кодування даних з використанням ШШСКК, на основі лінійно-частотного модульованого базису; 7. Блок схема декодування даних; 8. Загальна схема пристрою кодування і декодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів

субсмугових матриць; 9. Загальна схема пристрою кодування і декодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Кононов С.П., доцент кафедри ТКСТБ		
Економічна частина	Адлер О.О., к.т.н., доцент		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Березюк О.В. к.т.н., доцент		

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2019 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	06.09.2019р.	
2.	Аналіз завадостійкі КНШС системи	13.09.2019р.	
3.	Дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем	04.10.2019р.	
4.	Дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем	25.10.2019р.	
5.	Програмно-апаратна реалізація алгоритмів кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій, що забезпечують підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій	08.11.2019р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	15.11.2019р.	
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	22.11.2019р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	29.11.2019р.	
9.	Нормоконтроль МКР	02.12.2019р.	
10.	Попередній захист МКР, рецензування МКР	06.12. 2019р.	
11.	Захист МКР ЕК	09.12. 2019р.	

Студент

Якімцев О.О.

(підпис)

Керівник роботи

Кононов С.П.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

РЕФЕРАТ

УДК 621.391

Якімцев О. О. Підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 133 с. На українській мові.

Рисунків 56, таблиць 15, бібліографія 18.

Розроблені в роботі метод та алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць дозволяють підвищити стійкість перед перешкодами низькоорбітальних і геостаціонарних супутникових інформаційних комунікацій з кодовим поділом адрес більш ніж на два порядки.

Найбільш перспективним підходом, використовуваним для підвищення завадостійкості та надійності інформаційного обміну з використанням супутникових телекомунікаційних систем, є застосування в якості передавачів інформації в зазначених системах сигнально-кодових конструкцій, створених на основі спеціальних кодів і нових методів розширення спектру.

Розроблені алгоритми досить просто і ефективно можуть бути реалізовані за допомогою засобів сучасної цифрової обчислювальної техніки, створеної на принципах програмно апаратної реалізації.

ABSTRACT

UDC 621.391

Yakimtsev O. O. Increasing noise immunity of broadband satellite telecommunication systems. Master's qualification work in the specialty "Telecommunications and Radio Engineering" - Vinnytsia: VNTU, 2019. - 133 p. In the Ukrainian language.

Figures 56, tables 15, bibliography 18.

The method and algorithm of data encoding and decoding using broadband noise-like signal-code constructions based on eigenvectors of subbed matrices allow to increase the stability against the interference of low-orbital and geostationary satellite information communications with code-sub addresses.

The most promising approach used to improve the robustness and reliability of information exchange using satellite telecommunication systems is to use as signal transmitters in these systems signal-code structures, created on the basis of special codes and new methods of spectrum expansion.

The developed algorithms can be implemented quite simply and effectively with the help of modern digital computing equipment, created on the principles of software and hardware implementation.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	7
ВСТУП	8
1 АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКІ КНШС СИСТЕМИ.....	11
1.1 Завадостійкість КНШС радіосистем.....	11
1.2 Оцінка впливу джитера на стійкість КНШС радіосистеми.....	17
1.3 Обчислення множника ослаблення двопробеневого КНШС каналу зв'язку і профілю коефіцієнта кореляції	19
1.4 Висновки до розділу.....	20
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ НИЗЬКООРБІТАЛЬНИХ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ.....	21
2.1 Аналіз частотно-часових характеристик основних класів сигнально-кодових конструкцій, що застосовуються для підвищення завадостійкості низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем.....	21
2.2 Розробка методу кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць.....	30
2.3 Розробка алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць.....	32
2.3.1 Алгоритм кодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць.....	32
2.3.2 Алгоритм декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць.....	34
2.4 Обчислювальні експерименти по оцінці рівня завадостійкості алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць.....	36
2.5 Висновки до розділу.....	44
3 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ ВИСОКООРБІТАЛЬНИХ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ.....	45
3.1 Аналіз частотно-часових характеристик основних класів сигнально-кодових конструкцій, що застосовуються для підвищення завадостійкості високо орбітальних супутникових телекомунікаційних систем.....	45
3.2 Розробка методу кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	52
3.3 Розробка алгоритму кодування і декодування даних з використанням	

	широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	56
	3.3.1 Алгоритм кодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	56
	3.3.2 Алгоритм декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	57
	3.4. Обчислювальні експерименти по оцінці рівня завадостійкості алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	59
	3.5 Висновки до розділу	64
4	ПРОГРАМНО-АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ АЛГОРИТМІВ КОДУВАННЯ І ДЕКОДУВАННЯ ДАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ ШИРОКОСМУГОВИХ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ.....	65
	4.1 Програмно-апаратна реалізація алгоритму кодування даних на основі власних векторів субсмугових матриць.....	65
	4.2 Програмно-апаратна реалізація алгоритму декодування даних на основі власних векторів субсмугових матриць.....	69
	4.3 Програмно-апаратна реалізація алгоритму кодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	70
	4.4 Програмно-апаратна реалізація алгоритму декодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису.....	73
	4.5 Висновки до розділу.....	75
5	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	76
	5.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем.....	76
	5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи.....	78
	5.2.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем.....	78
	5.2.2 Розрахунок собівартості дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем.....	81
	5.3 Розрахунок мінімальної ціни та чистого прибутку від реалізації дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем.....	83
	5.4 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в науковідслідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових систем.....	84
	5.5 Висновки до розділу.....	84
6	ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	85
	6.1 Виробнича санітарія та гігієна праці.....	85

6.1.1	Склад повітря робочої зони та мікроклімат.....	85
6.1.2	Виробниче освітлення.....	86
6.1.3	Виробничі віброакустичні коливання.....	87
6.1.4	Виробничі випромінювання.....	88
6.2	Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження.....	90
6.2.1	Безпека щодо організації робочих місць.....	90
6.2.2	Електробезпека.....	91
6.2.3	Пожежна безпека	91
6.3	Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	92
6.3.1	Визначення області працездатності мережі мовлення кабельного телебачення в умовах дії іонізуючих випромінювань.....	92
6.3.2	Визначення області працездатності мережі мовлення кабельного телебачення в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	94
6.3.3	Розробка превентивних заходів по підвищенню безпеки роботи мережі мовлення кабельного телебачення в умовах надзвичайних ситуацій.....	96
6.4	Висновки до розділу.....	97
	ВИСНОВКИ.....	102
	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	104
	ДОДАТКИ.....	106
	Додаток А.....	107
	Додаток Б.....	116
	Додаток В.....	118
	Додаток Г.....	120
	Додаток Д.....	122
	Додаток Е.....	124
	Додаток Є.....	126
	Додаток Ж.....	128
	Додаток З.....	130
	Додаток І.....	132

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АБГШ – адитивний білий гаусівський шум

АІМ – амплітудно-імпульсна модуляція

АКФ – автокореляційна функція

АС – антенна система

ВКФ – взаємно-кореляційна функція

ГБШ – гаусівський білий шум

ДКП – дискретно кодова послідовність

ДН – діаграма направленості

ІХ – імпульсна характеристика

ІП – імпульсна послідовність

КСД – коефіцієнт спрямованої дії

КНШС – короткоімпульсний надширокосмуговий

КНШСС – короткоімпульсний надширокосмуговий сигнал

ССШ – співвідношення сигнал/шум

ПІМ – позиційно-імпульсна модуляція

НКІ – надкороткоімпульсний

СЦП – спектральна щільність потужності

НШС – надширокосмуговий

НШСС – надширокосмуговий

ЧХ – частотна характеристика

ІШСКСК – шумоподібна сигнально-кодова конструкція

ГММЗ – гаусівська частотна маніпуляція з мінімальним зрушенням

ФН – функція невизначеності

ПВП – псевдо випадкові послідовності

СКК – сигнально-кодові конструкції

ММЗ – маніпуляція з мінімальним зрушенням

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасний етап розвитку суспільства характеризується безперервним збільшенням віддаленої взаємодії між абонентами і запитів користувачів про надання різного виду мультисервісних послуг з необхідною якістю незалежно від місця їх знаходження, який в даний час в основному реалізується на основі бездротових інформаційних комунікацій, одним з видів яких є супутникові інформаційні комунікації [1-3].

Проте інтенсивне збільшення кількості зазначених систем, одночасно здійснюють передачу інформації по каналах з обмеженими частотно-часовими ресурсами, що призводить до виникнення інтерференційних перешкод, так як в них реалізується принцип частотного і тимчасового поділу адрес. Крім цього, істотного зниження якості інформаційного обміну в супутникових інформаційних комунікаціях сприяють різного виду джерела завад впливів у вигляді природних перешкод та доплерівської неузгодженості по частоті [4].

Аналіз останніх досліджень. Проведений аналітичний огляд великого числа літературних джерел [4-6] дозволив встановити, що застосування в сучасних супутникових інформаційних комунікаціях цифрових методів обробки даних, що дозволяють адаптивно змінювати їх частотно-часові характеристики, а також розробка нових видів їх кодування і декодування, призвели до найбільшого застосування в зазначених системах сигнальних методів підвищення завадостійкості переданої інформації. [7-9].

Зокрема, застосування методів кодування інформації, заснованих на широкосмугових сигнально-кодових конструкціях (СКК), дозволяє забезпечити її декодування з досить високою надійністю [11,12]. Це пов'язано з тим, що ступінь впливу завад на надійність інформації, що передається безпосередньо залежить від ширини спектру сигнально-кової конструкції, використаної в якості переносника інформації [13].

Під сигнально-ковими конструкціями в рамках цієї роботи розуміється форма об'єднання базисних функцій, що дозволяє передавати деяку комбінацію

символів, у тому числі отриману в результаті завадостійкого кодування початкової інформації.

Мета та постановка задачі. Метою даної кваліфікаційної роботи є підвищення завадостійкості і забезпечення високонадійної обробки інформації в супутникових інформаційних телекомунікаціях на основі створення сигнально-кодкових конструкцій, адекватно враховують властивості джерел заважають впливів.

Об'єкт дослідження є частотно-часові характеристики каналів передачі інформації супутникових інформаційних комунікацій, що строго обмежені, крім того, при організації інформаційного обміну з використанням супутникових ретрансляторів інформаційних комунікацій космічних апаратів, що знаходяться на високо еліптичних орбітах, виникає доплерівське розузгодження по частоті, що в цілому призводить до суттєвого зменшення завадостійкості через виникнення інтерференційних перешкод і великих тимчасових витрат на пошук по частоті і затримці існуючих класів широкосмугових СКК, при використанні їх в якості провідника інформації в зазначених системах [14-15].

Таким чином, для забезпечення ефективного функціонування сучасних супутникових інформаційних комунікацій в умовах складних заводових ситуацій необхідно забезпечити відповідний рівень їх завадостійкості та надійності обробки СКК, використовуваних для передачі інформації в зазначених системах.

Предмет дослідження є методи і алгоритми підвищення завадостійкості широкосмугових шумоподібних сигнально-кодкових конструкцій (ШШСКК), застосування яких в якості носіїв інформації в сучасних супутникових інформаційних комунікаціях, дозволить збільшити стійкість і істотно підвищити надійність обробки інформації, є актуальною.

Методи досліджень базуються на використанні: методу Фур'є-аналізу, лінійної алгебри, теорії ймовірності та математичної статистики, теорії сигнально-кодкових конструкцій, включаючи цифрові методи їх кодування і декодування, обчислювальних експериментах.

Наукова новизна одержаних результатів:

а) метод кодування і декодування інформації за допомогою нового класу широкопasmових сигнально-кодових конструкцій, створеного на основі застосування власних векторів напівпasmових матриць, забезпечує найменшу ймовірність виникнення помилки при впливі на прийняту кодовану інформацію різного виду природних завад.

б) метод кодування і декодування інформації за допомогою нового класу широкопasmових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій, створеного на основі застосування лінійно-частотних модульованих базисів, що забезпечує високонадійну обробку кодової інформації в супутникових інформаційних комунікаціях при наявності доплерівської неузгодженості по частоті.

в) алгоритми, що реалізують розроблені методи кодування і декодування інформації за допомогою нових класів широкопasmових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій різного виду.

Практичне значення. В даний час для підвищення завадостійкості в сучасних супутникових інформаційних комунікаціях створено різні методи, серед яких у кваліфікаційному плані прийнято виділяти організаційні, просторові, енергетичні та сигнальні методи [16-19].

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на I Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» і науковій конференції ВНТУ у 2019 році.

1 АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКІ КНШС СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

1.1 Завадостійкість КНШС радіосистем

Головним параметром, що визначає стійкість системи зв'язку, є залежність параметра BER (Bit Error Rate) від рівня заважають впливів, як правило оцінюваних у вигляді відношення сигнал / шум (SNR - Signal to Noise Ratio), або відносини енергії сигналу, що несе один біт інформації, до щільності потужності шуму.

Імовірність помилки в КСШП системах зв'язку залежить не тільки від відносини сигнал / шум і швидкості передачі даних. Різні види імпульсної модуляції мають різні характеристики залежно швидкості появи помилкових бітів (BER) в прийнятому сигналі від відносини сигнал / шум. Підвищення швидкості передачі даних також негативно впливає на BER. Крім цього негативний вплив роблять джитер і спотворення сигналу. При побудові КНШС систем зв'язку, всі ці впливи повинні бути враховані.

Розрахунок завадостійкості системи в аналітичному вигляді складний через необхідність врахування великої кількості факторів.

В роботі наведено аналітичний вираз для обчислення ймовірності помилки при використанні модуляції BPSK в КСШП системах:

$$P_{\text{ош.}} = Q\left(\sqrt{\frac{2N_p A E_u}{N_0}}\right), \quad (1.1)$$

де N_p - кількість імпульсів, що припадають на 1 біт інформації, що передається інформації, A - амплітуда імпульсів, імпульсу: E_u - повна енергія прийнятого імпульсу:

$$E_u = \int S_r^2(t) dt, \quad (1.2)$$

N_0 - щільність потужності шуму, $S_r(t)$ - функція сигналу в точці прийому, а Q - класична функція (інтеграл) помилки:

$$Q(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int e^{-t^2} dt, \quad (1.3)$$

Наведений вираз досить узагальнено характеризує систему, що дозволяє використовувати його лише для приблизної оцінки залежності ймовірності помилки від відносини сигнал / шум при проектуванні КНШС систем. З урахуванням впливу джитера, вираз (1.1) приймає вид:

$$P_{out.} = Q \left(\sqrt{\frac{2N_p A E_u}{N_0}} R^2(\tau_{jitter}) \right), \quad (1.4)$$

де $R(\tau_{jitter})$ - автокореляційна функція прийнятого імпульсу з τ_{jitter} - часом відхилення реальної тимчасової позиції імпульсу від очікуваної, як аргумент:

$$R(\tau_{jitter}) = \int S_r(t) \cdot S_r(t - \tau_{jitter}) dt / \int S_r^2(t) dt, \quad (1.5)$$

де $S_r(t)$ - сигнал в точці прийому, який може визначатися складним інтерференційним виразом в двопробеновому OUTDOOR каналі, або представляти собою результат диференціювання двопробенового сигналу при INDOOR режимі.

Робота з аналітичним поданням дає можливість лише якісної оцінки. На відміну від аналітичного підходу, математичне моделювання роботи системи в чисельному вигляді дозволяє отримати конкретну реалізацію процесу прийому і може бути ітеративно проведено для великого числа реалізацій з усередненням отриманого результату. Даний підхід дозволяє налагодити алгоритми прийому, оцінити їх ефективність і отримати кількісні показники роботи проекрованої або досліджуваної системи зв'язку.

У двопробеновому каналі з дзеркальним відображенням, що реалізується для КНШС сигналів, форма інтерференційного сигналу в точці прийому в загальному випадку є функція форми випромінюваного сигналу, висот підвісу антен і відстані між приймачем і передавачем:

$$S_r = F(s(t), H_r, H_s, D) = F(s(t) \Delta t), \quad (1.6)$$

де Δt - тимчасова різниця приходу імпульсів в точку прийому, обчислюється виходячи з геометричних міркувань.

Таким чином, фінітні сигнали S_r утворюють безліч M , кожен елемент якого відповідає певним координатам в просторі, що оточує передавач. При приміщенні

приймача в ці координати, можна отримати значення коефіцієнта кореляції для заданої точки простору.

$$R_{sn}(D) = \frac{1}{T_{\max}} \int S_0(t) \cdot [S_r(D, t) + n(t)] dt | s(t), H_s, H_r, \quad (1.7)$$

Модифікувавши алгоритм обчислення ВКФ - додавши прохід по всіх точках розглянутої ділянки простору навколо передавача, при параметрах сигналу, відповідних таблиці 2.1 і виконанні умови, і використовуючи в якості результатів обчислення тільки значення коефіцієнта кореляції, можна отримати його залежність від відстані між приймачем і передавачем.

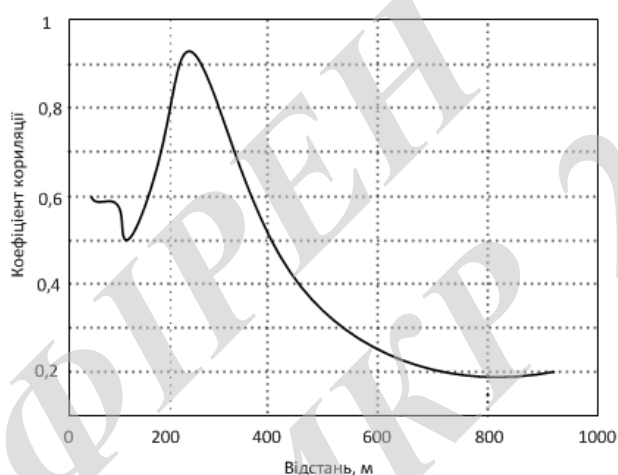


Рисунок 1.1 - Графік коефіцієнта кореляції $R_{sn}(D)$

Продемонстровано ідеалізований варіант без присутності шумів. В присутності шуму $n(t)$, коефіцієнт кореляції буде змінюватися при кожному вимірі. На рисунку 1.2 представлений зашумлений графік $R_{sn}(D)$, із середнім ставленням $S/N = 3$ дБ.

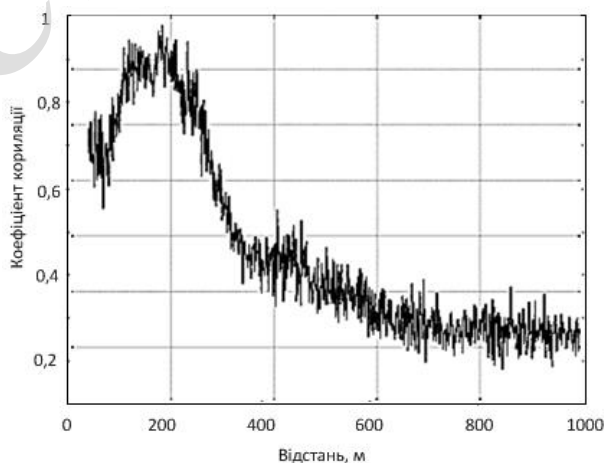


Рисунок 1.2 - Графік залежності $R_{sn}(D)$ в присутності шуму, при $S/N = 3$ дБ

З аналізу графіків $R_{sn}(D)$ можна зробити висновок, що коефіцієнт кореляції має один яскраво виражений максимум, з подальшим монотонним убуттям свого значення, асимптотично наближаючись до нуля із зростанням відстані. Присутність шумів для заданих умов сигналів і геометрії каналу при $S/N = 3$ дБ зробить роботу кореляційного приймача неефективною на певній відстані внаслідок статистичного погіршення коефіцієнта кореляції і отримання значень нижче нульового порогу прийняття рішення.

Отримані дані можна використовувати для оцінки розміру зони обслуговування передавальної станції.

Введення шуму в приймається сигнал знижує коефіцієнт кореляції. На рисунку 1.3 (а) представлені результати моделювання сигналу в точці прийому з трьома різними реалізаціями шумової перешкоди. На рисунку 1.3 (б) показаний результат обчислення ВКФ для цих трьох реалізацій перешкоди сигналу, демонструючи коливання коефіцієнта кореляції і зміна виду кореляційної функції під дією шуму.

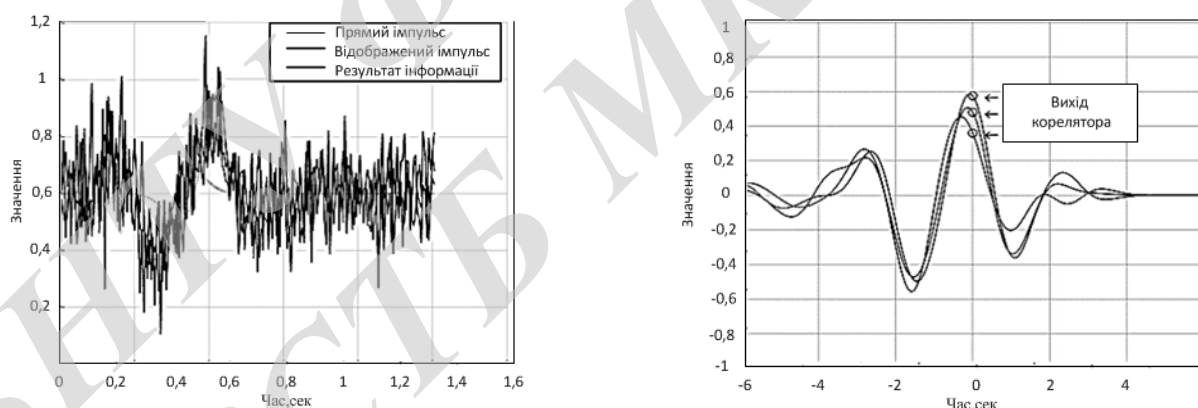


Рисунок 1.3 - Три реалізації на перешкоди сигналу в точці прийому (показані одночасно) (а) та їх ВКФ з шаблоном корелятора (б)

Зміни кореляційної функції мають більш згладжений характер щодо самого шумового сигналу, оскільки вона має інтегральну природу. Шум не тільки змінює величину екстремуму ВКФ, але і також здатний змінити його тимчасове положення, тим самим ще більше знизивши коефіцієнт кореляції на нульовий тимчасової позначці. зміна величини екстремуму ВКФ і його тимчасового

положення, яке може змінюватися під впливом шуму або зі зміною відстані, тягнуть за собою зміну коефіцієнта кореляції в точці прийняття рішення.

Для дослідження механізму зниження коефіцієнта кореляції при збільшенні відстані в двопробному каналі для КНШС сигналу, потрібно розглянути сигнал в точці прийому і ВКФ цього сигналу з шаблоном в приймачу в присутності шуму.

На рисунку 1.4 показаний результат моделювання обчислення «чистої» ВКФ для трьох різних відстаней - 100, 160 і 400 метрів.

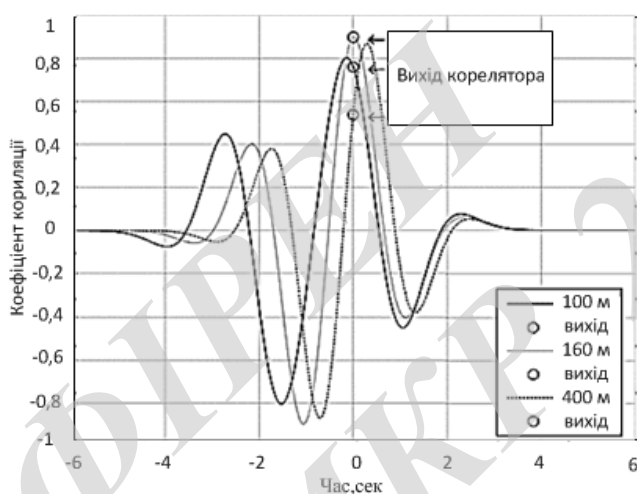


Рисунок 1.4 - Результат розрахунку ВКФ для трьох відстаней – 100, 160 і 400 метрів

Дослідження «чистої» ВКФ допомагає зрозуміти поведінку екстремуму функції в його оригінальному вигляді, без спотворення шумами. Для заданих параметрів сигналу, виходячи з результатів обчислень, представлених на малюнку 1.1, максимум кореляції спостерігається на відстані 160 метрів від передавача. До цієї відстані, екстремум кореляційної функції зміщений вліво по тимчасовій осі, після цього відстані - вправо, що наочно демонструє рисунок 1.4.

Таким чином, екстремум ВКФ зміщується вправо по часовій шкалі, а сам графік функції стискається по осі абсцис, у міру наближення тривалості інтерференційного імпульсу до тривалості випромінюваного. Це може бути пояснено таким: оскільки тривалість інтерференційного імпульсу дорівнює:

$$\tau s_r(t) = \tau s_{s(t)} + \Delta t, \quad (1.8)$$

де $\tau_s(t)$ - тривалість вихідного сигналу, що визначається відповідно до (1.2), а Δt різниця приходу імпульсів, що дорівнює (1.7), мають місце такі межі:

$$\lim \Delta t = 0 \Rightarrow \lim \tau_{s_r}(t) = \tau_{s(t)}, \quad (1.9)$$

внаслідок цього, оскільки:

$$\tau_{ВКФ} = 2\tau_{s_r}(t) = 2(\tau_{s(t)} + \Delta t), \quad (1.10)$$

справедлива межа:

$$\lim \tau_{ВКФ} = 2\tau_{s(t)}, \quad (1.11)$$

Великий рівень шуму буде приводити до того, що ВКФ в точці прийняття рішення може мати значення нижче порога, що призведе до невірному рішення.

На рисунку 1.5 (а) показана тимчасова форма сигналу, змішаного з шумом, який привів до помилкового рішення, а реалізація цього рішення в корелятора представлена на рисунку 1.5 (б).

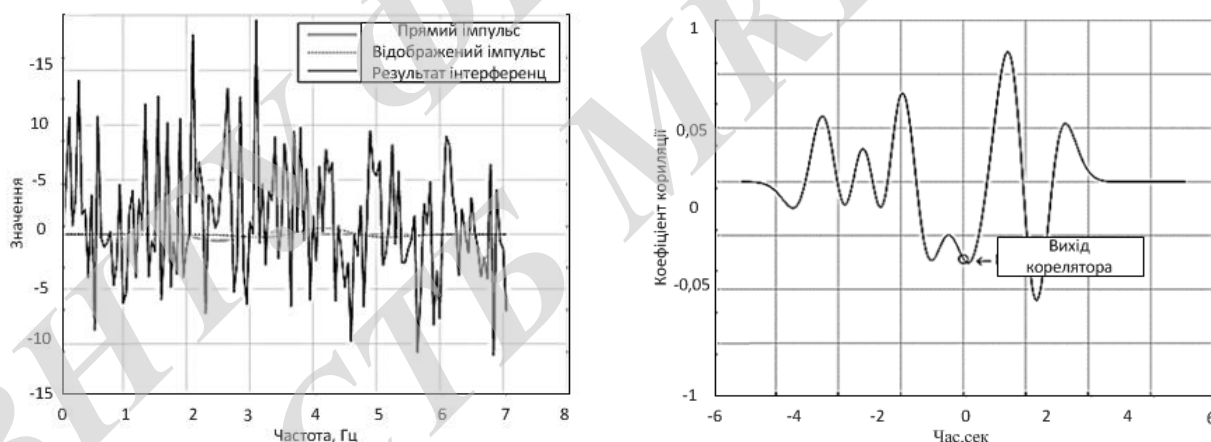


Рисунок 1.5 - Сильно зашумлений сигнал на вході приймача, що викликав неправильне рішення (а) і реалізація неправильного рішення в корелятора по ВКФ сигналу і шаблону (б)

На основі розроблених моделей і алгоритмів, детально розглянуто механізм появи помилкових рішень при кореляційному прийомі КНШС сигналів в присутності великої рівня шуму. Великий рівень шуму призводить до того, що коефіцієнт кореляції стає величиною, яка випадково коливається в районі нуля, з математичним очікуванням рівним нулю.

1.2 Оцінка впливу джитера на стійкість КНШС радіосистеми

Джитер - шкідливий чинник, що впливає на стійкість систем зв'язку. Особливе значення джитер має в роботі КНШС систем радіозв'язку. В них мають місце ефекти так званого тимчасового джитера і джитера багато променевості. В процесі генерації і передачі сигналу, виникають його фазові тремтіння, що відбивається на зміні позиції імпульсу в часі, як показано на рисунку 1.6.

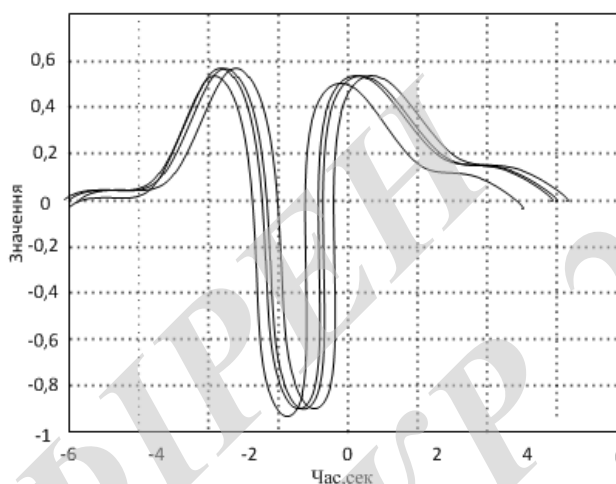


Рисунок 1.6 - Чотири реалізації сигналу з впливом джитера

Проведені в рамках роботи дослідження дозволили зробити кількісну оцінку впливу тимчасового джитера на стійкість перед перешкодами.

Розподіл величини зсуву імпульсу в часі описується, згідно центральної граничній теоремі, законом нормального розподілу [5]:

$$f_{jitter}(t) = \frac{1}{\sigma_{jitter} \sqrt{2\pi}} e^{(-t^2 / 2\sigma_{jitter}^2)}, \quad (1.12)$$

де σ_{jitter} - середньоквадратичне відхилення величини зсуву імпульсу від нуля. У розробленій моделі системи джитер відтворюється за допомогою спеціального модуля, що генерує відхилення по нормальному закону розподілу (1.12).

Другим ефектом, пов'язаним з появою джитера, є більш складне явище - джитер багатопроменевого поширення. Створений алгоритм обчислювача ВКФ дозволив отримати картину девіації ВКФ прийнятого імпульсу і його шаблону в корелятора, в результаті явища багатопроменевості. Це явище також веде до падіння коефіцієнт кореляції, а величина цього падіння залежить від різниці ходу

променів. На рисунку 1.7 показаний результат обчислень сімейства ВКФ. Зменшення коефіцієнтів кореляції відповідає збільшенню відстані між приймачем і передавачем від 40 метрів ($R = 0,90144$) до 100 ($R = 0,29214$) і 500 ($R = 0,059576$) метрів відповідно.

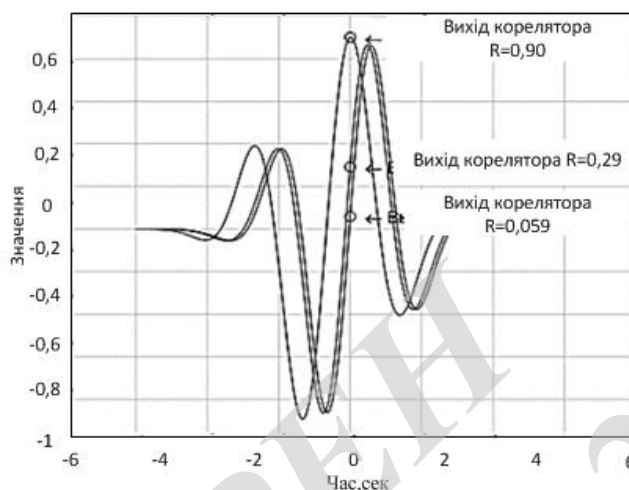


Рисунок 1.7 - ВКФ сигналу і шаблону корелятора для різних відстаней (40, 100 і 500 метрів - по спадаючій коефіцієнта кореляції)

Результати моделювання роботи системи КНШС зв'язку в присутності джитера представлені на рисунку 1.8.

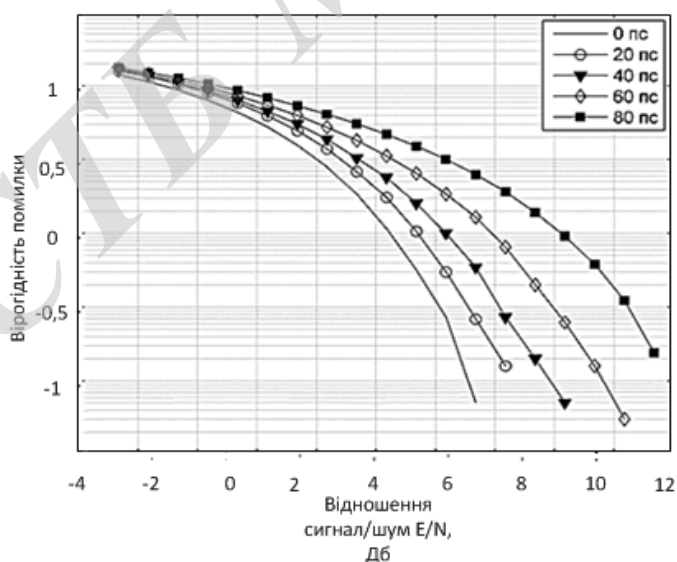


Рисунок 1.8 - Збільшення ймовірності помилки в присутності джитера різної величини

Дані отримані для імпульсів форми функцій Гауса 2-го порядку, і можуть відрізнятися при використанні імпульсів, заснованих на інших математичних

залежностях. Крім цього, зменшення тривалості опорних імпульсів неминуче призведе до зростання впливу джитера на стійкість перед перешкодами.

Отримані результати враховують тимчасової джитер з нормальним розподілом і джитер багатопроменевості для фіксованого відстані і дозволяють зробити висновок про великий вплив джитера на стійкість перед перешкодами, що може бути серйозною проблемою на шляху створення КНШС систем. Виконана кількісна оцінка дозволяє припустити необхідні технічні параметри систем компенсації.

1.3 Обчислення множника ослаблення двопробеневого КНШС каналу зв'язку і профілю коефіцієнта кореляції

Для виконання завдання обчислення профілю множника ослаблення на основі розроблених алгоритмів генерації сигналу і моделювання форми імпульсу в приймальні антени, була розроблена схема обчислювача, показана у додатку Д. Модель каналу зв'язку здійснює обчислення форми сигналу в точці прийому. Оскільки в даному експерименті зашумлення буде заважати отриманню точних даних, АБГШ не використовується. Обчислювач Δt визначає різницю ходу променів, виходячи з даних геометрії каналу. Блок управління геометрією каналу поміщає точку прийому в задану ділянку простору в околицях передавача. В експерименті використовувалося двовимірне простір, 5 висот підвісу антени передавача, висота підвісу антени приймача 1 метр і діапазон відстаней від 20 до 400 метрів.

З обчислювача профілю множника ослаблення, шляхом зміни схеми обчислень, був отриманий вимірювач профілю коефіцієнта кореляції.

Випромінювачі послідовно по черзі задіюються, змінюючи висоту гультівса передавальної антени. Для кожної висоти підвісу антени передавача прораховуються всі відстані в обраному діапазоні з кроком 1 метр. Вимірювач потужності обчислює потужності прямого і відбитого імпульсів, після чого обчислюється їх ставлення і ставиться у відповідність із заданим відстанню D .

Обчислювач профілю коефіцієнта кореляції містить в моделі каналу додатково шумовий генератор, а замість вимірювача потужності на виході каналу використовується корелятор без вирішального пристрою, який обчислює коефіцієнт кореляції з прив'язкою до геометрії каналу.

1.4 Висновки до розділу

1. Досліджено проблему завадостійкості КНШС систем радіозв'язку, досліджені методи підвищення завадостійкості, визначені найбільш ефективні.
2. Розроблено та запропоновано метод знаходження зони мінімальної ймовірності помилок КНШС системи для OUTDOOR двопробеневого каналу зв'язку, на основі визначення параметрів каналу.
3. Досліджено вплив джитера на стійкість і проведена його кількісна оцінка, що дозволяє пред'явити вимоги до системи синхронізації і методам його компенсації.
4. Розглянуто задачу прийому КНШС сигналів з позицій відновлення форми сигналу, що дозволило сформулювати підхід до побудови завадостійкого алгоритму прийому на основі відновлення сигналу за допомогою методів розв'язання некоректних обернених задач.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛЬНО-КODOВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ НИЗЬКООРБІТАЛЬНИХ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

2.1 Аналіз частотно-часових характеристик основних класів сигнально-кодових конструкцій, що застосовуються для підвищення завадостійкості низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем

В даний час існує декілька класів сигнально-кодових конструкцій, які в залежності від особливостей їх кодування і декодування, дозволяють підвищити стійкість систем супутникових телекомунікаційних систем при різних видах перешкод.

Зокрема, при одночасній передачі інформації в системах супутникових телекомунікаційних систем по каналах з обмеженими частотно-часовими ресурсами підвищення їх завадостійкості при наявності внутрішньо-системних (інтерференційних) перешкод може бути досягнуто шляхом розподілу зазначених ресурсів між окремими системами із застосуванням сигнально-кодових конструкцій з високою спектральною ефективністю.

Для цих цілей широко застосовуються такі види сигнально кодових конструкцій [11,13]:

- сигнально-кодові конструкції з m -ічної фазової маніпуляцією (ФМ - m);
- сигнально-кодові конструкції з частотною маніпуляцією з мінімальним зрушенням (ММЗ);
- сигнально-кодові конструкції з гаусівською частотною маніпуляцією з мінімальним зрушенням (ГММЗ).

Сигнально-кодові конструкції з m фазовою маніпуляцією

У загальному вигляді сигнально-кодові конструкції з m фазовою маніпуляцією можуть бути представлені таким чином:

$$s(t) = A \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_T(t - kT) \cdot \text{Cos}(2\pi f_0 + \varphi_k), \quad (2.1)$$

де приймає значення з множини $\{(2\pi/M) \cdot (i-1) + \varphi_0, i=1, M\}$, φ_0 - довільна початкова фаза.

В результаті передається послідовність сигнально-кодкових конструкцій кінцевої тривалості T з постійною обвідною і енергією $E_s = A^2 \cdot T / 2$.

Одним з методів підвищення ступеня локалізації енергії в частотному діапазоні, за коштами використання ФМ сигнально-кодкових конструкцій, є метод багатоосновного кодування, який полягає в застосуванні великого набору фазових кутів ($m > 2$), з метою передачі декількох біт вихідних даних, всього лише одним елементом сигнально-кової конструкції. Дійсно, при здійсненні переходу від ФМ-2 до ФМ-4 спостерігається збільшення смугової ефективності системи в 2 рази, при цьому істотне зниження значення енергетичної ефективності вдається уникнути [11]. Підвищення смугової ефективності збільшується пропорційно підвищенню параметра m , однак за рахунок того, що відбувається зменшення мінімальної евклидова відстані між окремими їх реалізаціями, спостерігається швидке зниження енергетичної ефективності сигнально-кової конструкції з такими параметрами. Підтвердженням описаних вище висновків, є дані наведені в Таблиці 2.1, які відображають значення величини спектральної ефективності та енергетичний програш ФМ сигнально-кодкових конструкцій при різних значеннях m .

Наявність значного рівня позасмугових випромінювань, при використанні сигнально-кодкових конструкцій з фазовою маніпуляцією, можна пояснити зміною фази несучого коливання при здійсненні маніпуляції послідовністю прямокутних імпульсів, у вигляді стрибків.

Таблиця 2.1 - Величини спектральної ефективності та енергетичного програшу ФМ сигнально-кодкових конструкцій при різних m

m	2	4	8	16	32	64
Спектральна ефективність	1	2	3	4	5	6
Енергетичні втрати	5	5	8,8	13,6	18,6	23,85

Отже, виникає питання в необхідності зменшення величини рівня позасмугових випромінювань. Одним з методів боротьби з цим ефектом, є описаний вище метод «згладжування» фази сигнально-кодових конструкцій, що полягає в заміні їх стрибкоподібних змін на плавні, при цьому потенційна завадостійкість маніпуляції погіршується не суттєво. Сигнально-кодові конструкції, які реалізують цю процедуру, зветься сигнально-кодових конструкцій з частотної маніпуляцією з мінімальним зрушенням (ММЗ).

Сигнально-кодові конструкції з частотної маніпуляцією з мінімальним зсувом

ММЗ можна розглядати як двійкову частотну маніпуляцію з частотами f_1 і f_2 [11]. Важливою особливістю даного способу маніпуляції є необхідність підтримання жорсткого зв'язку девіації частоти і тривалості передачі елементарних символів. Вимоги до такого роду зв'язку полягають не тільки в тому, щоб набіг фази (щодо гармонійного коливання з частотою f_0) становив за час надсилання точно плюс або мінус 90° , але і в дотриманні безперервності фазової траєкторії в тактові моменти.

Внаслідок цього представлений метод маніпуляції можна розглядати як різновид фазової модуляції при спеціальному способі згладжування фазових траєкторій.

Сформовані сигнально-кодові конструкції з ММЗ, за допомогою квадратурної схеми, мають наступний математичний вигляд:

$$u(t) = I(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t) + G(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t), \quad (2.2)$$

де $I(t)$ - проекція вектора, що відображає ММЗ сигнал на вісь ординат; $G(t)$ - проекція вектора, що відображає ММЗ сигнал на вісь абсцис; f_0 - частота несучого коливання.

Кожен з доданків розташованих в правій частині виразу, являє собою маніпулювати методом ФМ 2 сигнально-кодова конструкція з квадратурної несучої.

З урахуванням того, що відбувається подвійне збільшення тривалості елементарних надсилань в квадратурних каналах, можна зробити висновок

сигнально-кодівій конструкції з ММЗ мають досить високий ступінь локалізації енергії в частотному діапазоні.

Порівняльна характеристика побічних максимумів енергетичного спектру сигнально-кодівій конструкцій з ФМ та сигнально-кодівій конструкцій з ММЗ показує, що просочування енергії за межі виділеного частотного інтервалу, у останніх, значно нижче і, як наслідок, це дозволяє говорити про підвищення рівня завадостійкості переданої інформації за менші за розміром шумових перешкод [8]. Отже, можна говорити про доцільність використання ММЗ в системах супутникових інформаційних комунікацій з частотним ущільненням.

Незважаючи на те, що ММЗ забезпечує безперервну зміну фази при маніпуляції, таким чином, що сигнально-кодівій конструкції, які розглядаються як функції часу, виявляються безперервними, в той же час, з огляду на той факт, що фазовий закон зміни має в тактових точках злами, можна говорити про відсутність першої похідної фази в таких точках.

Таким чином, можна сказати про доцільність використання методу побудови сигнально-кодівій конструкцій, які мають значний ступінь локалізації енергії в частотному діапазоні, за рахунок усунення, в тактових точках, зламів в фазовому законі зміни.

Сигнально-кодівій конструкції з гаусівською частотною маніпуляцією з мінімальним зсувом

Одним з видів сигнально-кодівій конструкцій, що володіють як безперервністю фази, так і усуненням зламів в законі її зміни в тактових точках, є сигнально-кодівій конструкції з гаусівською частотною маніпуляцією з мінімальним зрушенням (ГММЗ) [11]. Досягнення цього ефекту, в сигнально-кодівій конструкціях даного класу, полягає в використанні додаткової фільтрації модулючої сигнально-кодівій конструкції до її перенесення на високу частоту. Причому частотна характеристика фільтру має наступний вигляд $\exp(-c \cdot f^2)$, таку характеристику прийнято називати гаусівською. При надходженні на вхід фізично реалізованого гаусівського фільтра (для $t \geq 0$) маніпулює послідовності прямокутних імпульсів з тривалістю одного імпульсу T_{el} його відгук може бути

описаний виразом вигляду:

$$g(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_g}} \cdot \exp \left\{ -\frac{(\tau - 1,5)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right\}, \sigma_g = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot T_y}, \quad (2.3)$$

де B - ширина смуги пропускання фільтра на рівні 0,707 від t максимального значення його амплітудно-частотної характеристики; $\tau = \frac{t}{T_y}$ нормований час.

Аналіз вихідного ефекту такого фільтра при впливі на нього одиночного прямокутного імпульсу, тривалість якого $T_{ел}$, показує, що його відгук помітно різниться від нуля на інтервалі $3 \cdot T_{ел}$. В результаті спостерігається перекривання сусідніх символів на виході гаусівського фільтра, тобто рівень міжсимвольної інтерференції в тимчасовій області досить великий [10]. Разом з тим порівняльна характеристика енергетичного спектру сигнально-кодової конструкції з ГММЗ і сигнально-кодової конструкції з ММЗ, показує, що ступінь локалізації енергії, у останньої, в частотній області в три рази нижче [10].

Таким чином, згідно з дуальності перетворення Фур'є зі збільшенням тривалості імпульсу, спектр результуючої сигнально кодової конструкції стає більш локалізованим, проте це перетворення, призводить до виникнення МСІ в тимчасовій області, що в свою чергу значно знижує стійкість сигнально кодових конструкцій з ГММЗ в порівнянні з сигнально-кодovими конструкціями з ММЗ. Для того, щоб зменшити енергетичний програш, в супутникових інформаційних комунікаціях із застосуванням сигнально-кодovих конструкцій з ГММЗ, виникає необхідність в реалізації складної процедури демодуляції [11].

Формування та оброблення сигнально-кодovих конструкцій на основі OFDM

Концепція даного методу модуляції, який використовується в сучасних системах супутникових інформаційних комунікацій [1,11], в основному базується на давно відомому методі модуляції з багатьма піднесучими [8], при цьому враховує новітні досягнення останніх десятиліть в області цифрових методів передачі інформації.

У загальному вигляді комплексна об'єднана сигнально-кодovих конструкцій з OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing - мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів передачі інформації) може бути

представлена наступним чином:

$$S_m(t) = M \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_{m,k} \cdot \exp \left\{ j \frac{2\pi}{T} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \cdot t \right\}, \quad (2.4)$$

де: m - номер блоку даних; M - амплітуда; $f_k = f_0 + \frac{k}{T}$ - піднесуча частота, \exp

$\left\{ -j \frac{\pi(N-1)}{T} \cdot t \right\}$ - множник, що забезпечує центрування смуговий сигнально-кової конструкції відносно частоти f_k .

Для того що б реалізувати високу ступінь локалізації енергії в частотній області в розглянутому методі з OFDM вдаються до розбиття послідовності символів даних, взятих з алфавітів з m -ічними системами маніпуляцій, на паралельний потік з підвищенням тривалості кожного символу. У сумарній сигнально-кової конструкції, спостерігається часткове перекриття спектрів. Причому перекриття спектру здійснюється так, що для будь-якої базової функції, значення максимуму спектральної щільності завжди відповідає значенню першої пелюстки сусідніх базисних функцій і всіх бічних пелюсток, тобто мінімального (теоретично нульового) [2,5]. Таким чином, значення скалярного добутку, на частотах максимальних значень базисних функцій, дорівнює нулю.

Таким чином, розглянуті вище класичні методи вузькосмугової модуляції, забезпечують підвищення завадостійкості систем супутникових інформаційних комунікацій, за рахунок зменшення рівня інтерференційних перешкод, так як мають високу спектральну ефективність і, як наслідок, мінімальний рівень просочування їх енергії за межі виділеного для передачі інформації кожної з систем супутникових телекомунікаційних систем частотного інтервалу [15].

Однак проблема полягає в тому, що зі збільшенням числа користувачів число каналів, виділених для інформаційного обміну, має зростати. У той же час, очевидно, що, з одного боку, загальний частотний ресурс є обмеженою величиною, а з іншого боку, неможливо нескінченно зменшувати смугу частот, в якій здійснюється передача інформації [2-3].

Крім цього, розглянуті класи сигнально-кових конструкцій, не володіють високою завадостійкістю, так як у них твір ширини спектра ΔF на тривалість T ,

зване базою, дорівнює одиниці ($B = \Delta F \cdot T = 1$) [14-16].

Отже, підвищення завадостійкості переданої інформації в системах супутникових телекомунікацій при наявності різноманітних перешкод, з урахуванням специфіки їх функціонування, може бути досягнуто тільки на основі принципово іншого підходу до проблеми.

Широкосмугові шумоподібні сигнально-кодові конструкції

Одним з підходів, що дозволяють кардинально підвищити стійкість перед перешкодами переданої інформації в системах супутникових телекомунікацій, є використання модульованих сигнально-кодових конструкцій з розширеним спектром, інакше названих як сигнально-кодovими конструкціями з шумоподібним спектром або широкосмуговим шумоподібним сигнально-кодovими конструкціями (ШШСКК) у яких величина бази сигнально-кодovої конструкції B значно більше одиниці ($B \gg 1$) [16-18]. При цьому кожному користувачеві виділяються свої кодовані сигнально-кодovі конструкції (коди), в зв'язку з чим, цей режим називається кодовим поділом ресурсів каналу передачі інформації (CDMA) [16-18].

В даний час при побудові сучасних систем супутникових телекомунікацій широко застосовуються ШШСКК, одержувані в результаті використання методу прямого розширення спектра [16-18,]. Сутність цього методу полягає в наступному. Кожному елементу інформаційної послідовності («1» і «0») ставиться у відповідність відрізняються один від одного псевдо випадкові послідовності (ПВП), які потім модулюють по фазі високочастотне коливання для отримання ШШСКК. Такі класи сигнально-кодovих конструкцій отримали в літературі назву ФМ ПВП сигнально-кодovі конструкції. У математичному вигляді ФМ ПВП сигнально-кодovі конструкції можуть бути представлені таким чином:

$$S(t) = S_0 \cdot \sum_{l=1}^N v_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_e - \frac{T}{2} - \frac{\tau_e}{2}}{\tau_e} \right\}, \quad (2.5)$$

де τ_e - тривалість елемента ПВП; N - кількість елементів в ПВП; v_l -

коефіцієнт, що характеризує стан ПВП, приймає значення +1 або -1, $rect(x) = 1$, при $|x| \leq \frac{1}{2}$; $rect(x) = 0$, при $|x| > \frac{1}{2}$ - прямокутна «зрізати» функція.

Вид ПВП з кількістю елементів $N = 31$, які розраховуються за спеціальним алгоритмом за допомогою ЕОМ, представлений на рисунку 2.1.

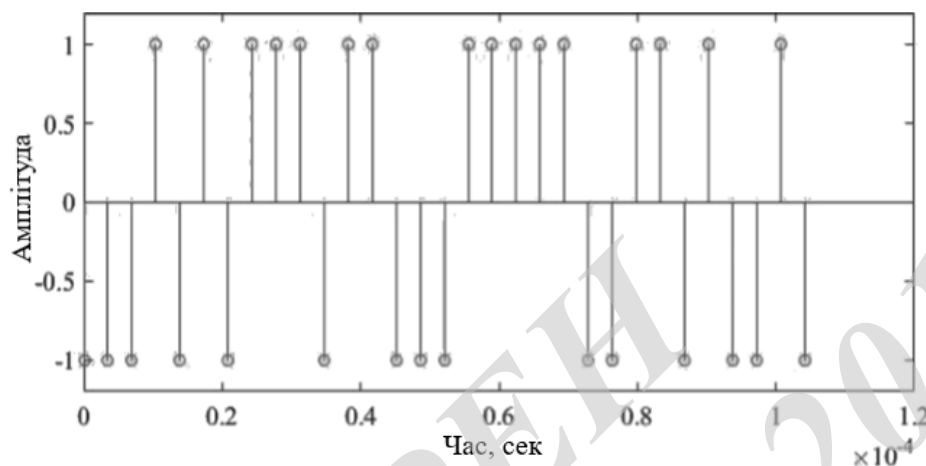


Рисунок 2.1 - Вид псевдовипадкової послідовності (M- послідовність) $N=31$

Іншим, найбільш перспективним напрямком, на думку ряду авторів [10], що забезпечує формування ШШСКК з величиною ширини смуги частот, що значно перевершує ширину смуги, яку забезпечує застосування методу прямого розширення спектру, є використання вейвлет-функцій в якості елементів сигнально кодових конструкцій, які здійснюють модуляцію високочастотного коливання. Аналіз чималої кількості вейвлет-функцій, наведеного в [7-8] показав, що найбільш ефективними для формування ШШСКК такого класу є вейвлет-функції Морлета і Шеннона [8].

Вейвлет Морлета є симетричним вейвлетом виду:

$$\varphi(x) = \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \cdot \cos(5x), \quad (2.6)$$

де x - значення поточних відліків.

Вид ШШСКК, отриманий з використанням вейвлет Морлета, представлений на рисунку 2.2.

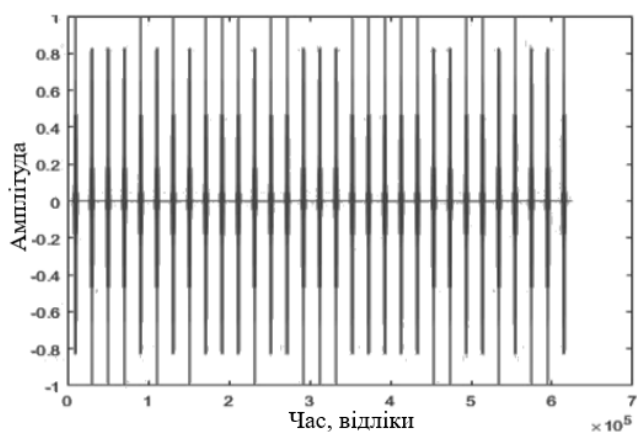


Рисунок 2.2 - Вид ШШСКК, отриманий з використанням вейвлет Морлета
Слід зазначити, що вейвлет Морлета може бути представлений і в комплексному вигляді з використанням такої формули:

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot B}} \cdot \exp(j2\pi \cdot C \cdot x) \cdot \exp(-x^2 / B), \quad (2.7)$$

де B - змінна величина, яка визначає ширину смуги частот, а C - змінна, що визначає центральну частоту.

Вид ШШСКК, отриманий з використанням комплексного вейвлет Морлета, представлений на рисунку 2.3.

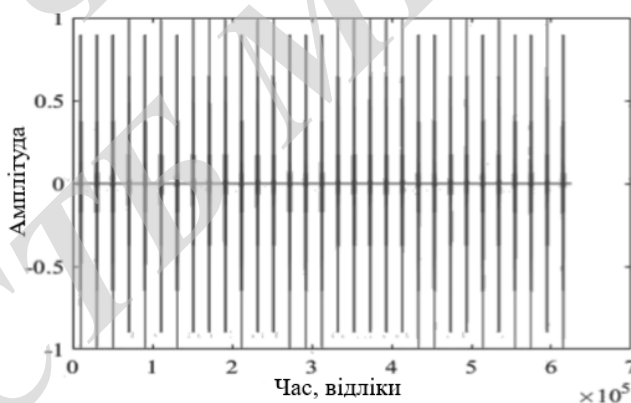


Рисунок 2.3 - Вид ШШСКК, отриманий з використанням комплексного вейвлет Морлета

Комплексний вейвлет Шеннона в математичному вигляді може бути представлений таким чином:

$$\varphi(x) = (\sqrt{F_b}) \cdot [\sin s(F_b) \cdot \exp(2j\pi F_c x)], \quad (2.8)$$

де F_b - значення смуги частот вейвлет-функції, F_c - значення центральної частоти вейвлет-функції, x - значення поточних відліків, при цьому $F_c \leq F_b / 2$.

Вид ШШСКК, отриманий з використанням вейвлет Шеннона, представлений на рисунку 2.4.

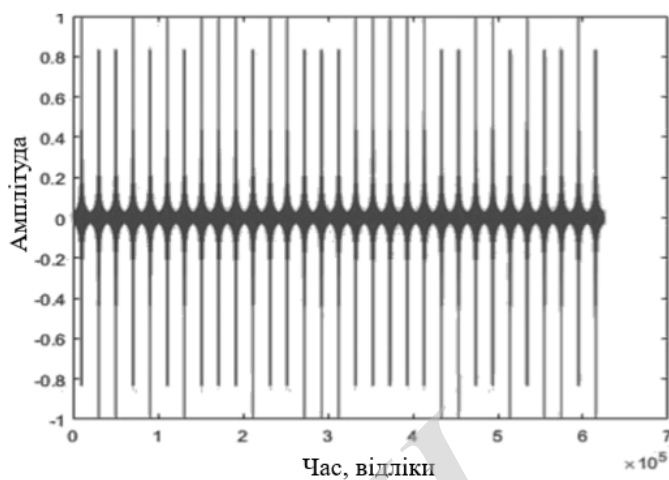


Рисунок 2.4 - Вид ШШСКК, отриманого з використанням вейвлет Шеннона

Однак, як показали результати досліджень ряду характеристик розглянутих вище класів ШШСКК [5], вони не дозволяють забезпечити необхідний рівень завадостійкості систем супутникових телекомунікацій при використанні їх в якості передавачів інформації в зазначених системах через недостатньо великих баз цих сигнально-кодових конструкцій.

2.2 Розробка методу кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць

Підвищення завадостійкості інформаційних телекомунікацій при передачі та обробці інформації в умовах різного виду заважають впливу, як відомо [6-7], може бути забезпечено за рахунок використання в якості переносників інформації сигнально-кодових конструкцій з великою базою, яка в першу чергу залежить від ширини смуги частот, яку вони займають.

В даний час найбільш перспективним підходом, використовуваним для підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій із застосуванням сигнального методу, є застосування в якості передавача інформації комбінованих сигнально-кодових конструкцій, створених на основі спеціальних кодів і нових

методів розширення спектру [7-8].

У зв'язку з цим, в роботі був розроблений метод і алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць, а також проведена порівняльна оцінка завадостійкості супутникових телекомунікацій при використанні в якості переносників інформації розроблених ШШСКК і широко використовуваних в даний час для цих цілей сигнально-кодових конструкцій типу ФМ ПВП і вейвлет-перетворень різного виду [14].

В основі методу кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць [2] лежить використання для передачі інформаційних елементів («1» і «0») переданих повідомлень різних ПВП, при цьому кожен елемент цих послідовностей (1 і -1) пропонується передавати протилежними власними векторами зі значеннями власних чисел, близьких до одиниці ($\lambda \approx 1$), які вибираються з набору власних функцій Q матриці $A_{i,j}$ з елементами виду:

$$a_{i,j} = \left\{ \frac{\text{Sin}(v(i-j))}{\pi(i-j)} \right\}, i \neq j, \quad (2.9)$$

де індекси i і j приймають значення з кроком 1 від 0 до L (розмірність матриці, тобто кількість відліків власного вектора), а v - коефіцієнт, що визначає ширину смуги частот формується власного вектора q [2].

У математичному вигляді розроблений клас ШШСКК на основі застосування власних векторів субсмугових матриць може бути представлений таким чином:

$$S(t) = \sum_{l=1}^L [I_l \cdot \sum_{i=1}^N q \cdot \varphi_i + (I_l - 1) \cdot \sum_{i=1}^N q \cdot \psi_i] \cdot \text{Cos}(\omega \cdot t), \quad (2.10)$$

де I_l - значення інформаційних символів, рівних «1»; $(I_l - 1)$ - значення інформаційних символів, рівних «0»; q -власний вектор субсмугової матриці зі значенням власного числа; $\lambda \approx 1$; φ_i - значення елементів ПСП₁, використовуваної для передачі значень інформаційних символів, рівних «1»; ψ_i - значення елементів

ПВП₀, використовуваної для передачі значень інформаційних символів, рівних «0»; ω - несуча частота переданої ШШСКК.

Вид ШШСКК, отриманий з використанням власних векторів субсмугової матриці, представлений на рисунку 2.5.

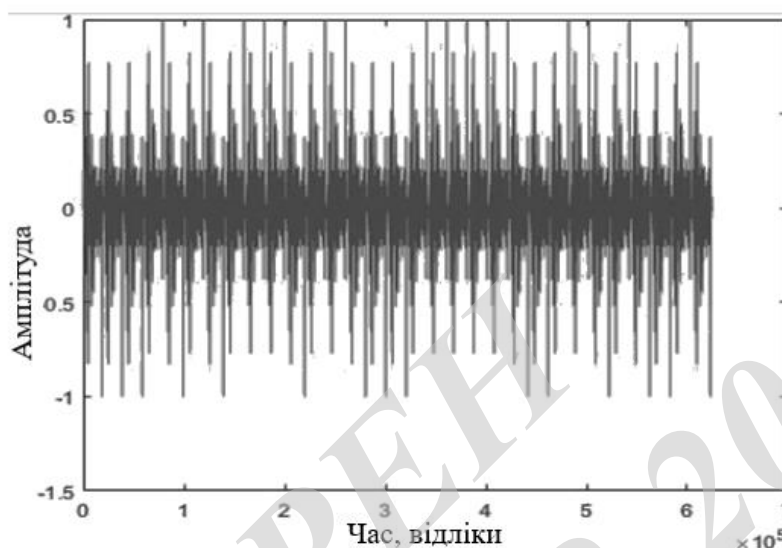


Рисунок 2.5 - Вид ШШСКК, отриманий з використанням власних векторів субсмугових матриць

2.3 Розробка алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць

2.3.1 Алгоритм кодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць

Алгоритм кодування з використанням ШШСКК на основі власних векторів субсмугових матриць реалізується в кілька етапів. На першому етапі відбувається формування несучого коливання, послідовності, в якій закодована інформація, що передається і набору ПВП, призначених для передачі елементів зазначеної послідовності. Даний етап виконується один раз на час всього сеансу інформаційного обміну, тому отримані результати зберігаються в буфері пам'яті.

При формуванні несучого коливання здійснюється виконання наступних операцій:

1. Введення вихідних даних:

v - швидкість передачі,

f - частота несучої,

F_d - частота дискретизації несучого коливання,

b - послідовність, в якій закодовані передані дані.

2. Обчислити число відліків для передачі одного елемента послідовності b :

$$ot = F_d/v,$$

3. Задати діапазон відліків часу несучого коливання:

$$\overline{xx} \in (0, ot \cdot b),$$

4. Сформувані несуче коливання:

$$\overline{S}_{нес} = \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \overline{xx}),$$

5. Переслати отримані дані в регістр пам'яті і зберегти їх в ньому під ім'ям файл «Fist.mat».

Набір ПВП, призначений для передачі елементів послідовності b здійснюється шляхом виконання наступних операцій:

1. Введення вихідних даних:

n - число елементів псевдовипадкової послідовності;

2. Сформувані необхідні поліноми K_1 для генерації послідовності E_1 і K_2 для послідовності E_0 ;

3. Сформувані псевдовипадкові послідовності E_1 і E_0 , елементи яких приймають значення «1» і «-1»;

4. Переслати отримані дані в регістр пам'яті і зберегти їх в ньому під ім'ям файл «E1.mat» і файл «E0.mat»;

Другий етап формування ШШСКК полягає в реалізації процедури подання елементів («1» і «-1») сформованих ПВП, протилежними власними векторами субсмугової матриці, процедура формування якої описана нижче:

1. Сформувані матрицю виду $A = \{a_{ij}\}$, $i = 0, 1, \dots, L$; $j = 0, 1, \dots, L$, математичний вираз якої має вигляд:

$$a_{i,j} = \left\{ \frac{\text{Sin}(v(i-j))}{\pi(i-j)} \right\}, i \neq j,$$

де індекси $i = 0, 1, \dots, L$; $j = 0, 1, \dots, L$;

v - коефіцієнт, який задає ширину каналу передачі інформації, рівний $\pi / 6$;

L - значення числа відліків в сигнальному векторі від 64 до 1024;

2. Здійснити вибірку векторів, власне число яких

отримуючи тим самим набір векторів $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_L\}$;

3. Проводиться вибірка власного вектора q з матриці Q ;

4. Задати умову i ;

5. Якщо інформаційний біт $b_i = 1$, то присвоюємо йому код ПВП E_1 і перемножуємо на вектор q :

$$x_i = E_1 \cdot q,$$

якщо рівність не виконується, то b_i присвоюється кодує ПВП E_0 , і перемножується на вектор q :

$$x_i = E_0 \cdot q,$$

6. Перевірити умову $i \leq N$, де N - число елементів інформаційної послідовності, якщо умова виконується перейти до пункту 7, в іншому випадку завершити процес кодування;

7. Збільшити значення i для кодування наступного елемента інформаційної послідовності:

$$i = i + 1,$$

і перейти до виконання пункту 5.

2.3.2 Алгоритм декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць

Декодування даних здійснюється в кілька етапів: розрахунок субсмугової матриці, ідентичний, тому, як здійснювався в процесі кодування даних. З огляду на той факт, що вибірка векторів в алгоритмі кодування і декодування повинна

бути однакова, в момент організації інформаційного обміну, разом з закодованими даними, здійснюється передача інформації про порядковий номер вектора і інтервалу частот.

На першому етапі проводиться розрахунок субсмугової матриці і власних векторів. Для цього необхідно:

1. Сформувати матрицю виду $A = \{a_{ij}\}$, $i = 0, 1, \dots, L$; $j = 0, 1, \dots, L$, математичний вираз якої має вигляд:

$$a_{i,j} = \left\{ \frac{\text{Sin}(v(i-j))}{\pi(i-j)} \right\}, i \neq j,$$

де індекси $i = 0, 1, \dots, L$; $j = 0, 1, \dots, L$;

v - коефіцієнт, який задає ширину каналу передачі інформації, рівний $\pi / 6$;

L - значення числа відліків в сигнальному векторі від 64 до 1024;

2. Здійснити вибірку векторів, власне число яких отримуючи тим самим набір векторів $Q = (q_1 q_2, \dots, q_j)$;

3. Проводиться вибірка власного вектора q з матриці Q ;

На другому етапі проводиться обробка сформованої ШШСКК і виділення з неї інформаційних бітів. Для цього необхідно:

1. Сформувати код послідовності y_1 і y_0 , аналогічно тому, як це було виконано в пункті 5 алгоритму кодування:

$$y_1 = E_1 \cdot q,$$

$$y_0 = E_0 \cdot q,$$

2. Задати умову i ;

3. Перевірити виконання умови:

$$x_i / = y_1,$$

якщо умова виконується перейти до пункту 4, інакше до пункту 5;

4. Провести декодування наступним шляхом:

$$E_i = x_i y_1,$$

5. Провести декодування наступним шляхом:

$$E_i = x_i y_0,$$

6. Перевірити виконання умови

$$Ei = E1,$$

якщо умова виконується, то приймається рішення, що прийнята інформаційна «1», інакше прийнятий інформаційний «0»;

7. Збільшити значення i для декодування наступного елемента інформаційної послідовності:

$$i=i+1,$$

і перейти до виконання пункту 3.

Використання в якості декодування транспонованого коду пояснюється тим, що власні вектори ортогональні, а отже, справедливим буде наступний вираз:

$$q_k \cdot q_i = 0 \text{ при } i \neq k,$$

$$q_k \cdot q_i = 1 \text{ при } i = k,$$

2.4 Обчислювальні експерименти по оцінці рівня завадостійкості алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць

При проведенні обчислювальних експериментів по оцінці ефективності розробленого алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць був проведений порівняльний аналіз ширини смуги частот, які широко використовуються в даний час ФМ ПВП і вейвлет-перетворення різного виду і розроблений клас сигнально-кодових конструкцій.

При проведенні обчислювальних експериментів були використані наступні чисельні параметри, які вказані в [9]:

- швидкість передачі інформації $v = 9.6 \cdot 10^3$ кБіт/сек;
- частота дискретизації $F_d = 6$ ГГц;
- несуча частота $f = 1.646$ ГГц;
- тривалість інформаційної послідовності $T = 10^{-4}$ сек.

Результати обчислювальних експериментів представлені на рисунках 2.6-2.10, а також зведені в Таблицю 2.1.

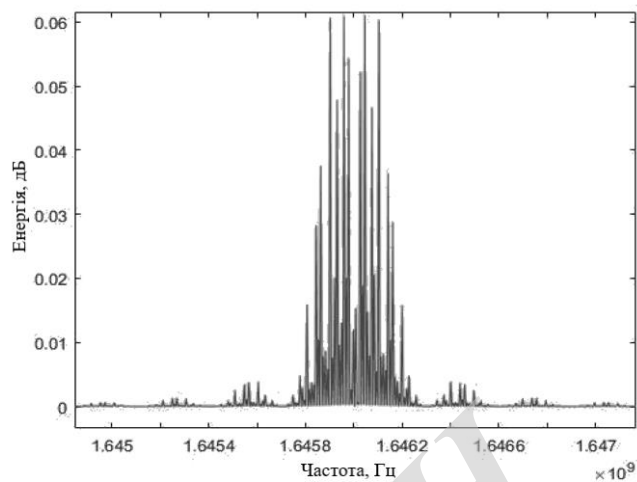


Рисунок 2.6 - Частотна характеристика ФМ ПВП сигнально-кової конструкції при довжині ПВП $N = 31$

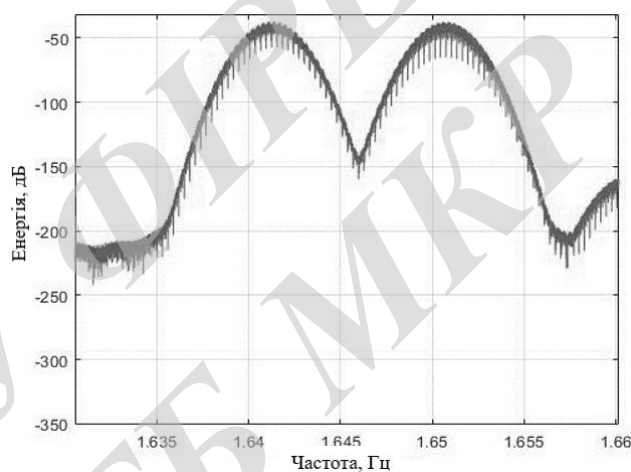


Рисунок 2.7 - Частотна характеристика ШШСКК, з використанням вейвлет Морлета

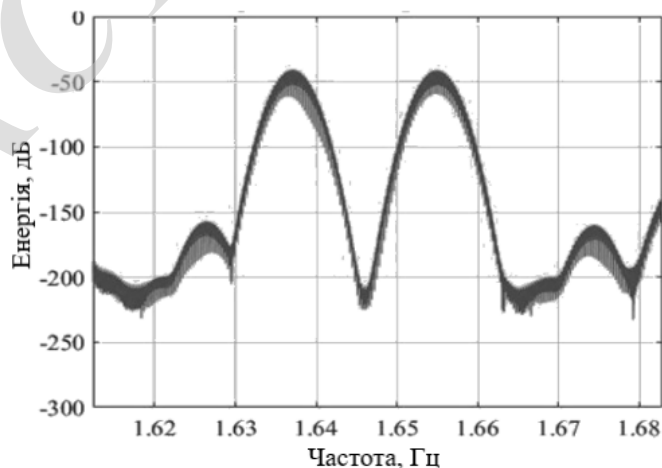


Рисунок 2.8 - Частотна характеристика ШШСКК, з використанням комплексного вейвлет Морлета

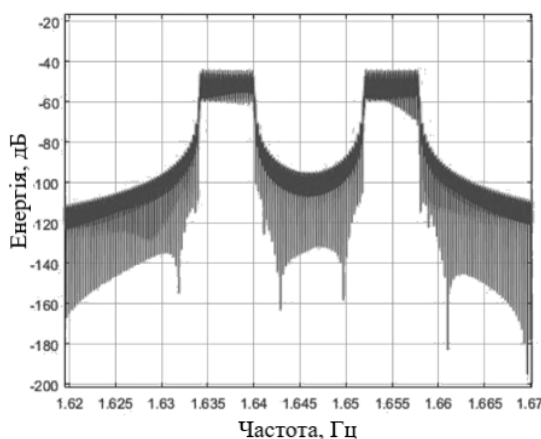


Рисунок 2.9 - ЧХ ШШСКК, з використанням вейвлет Шеннона

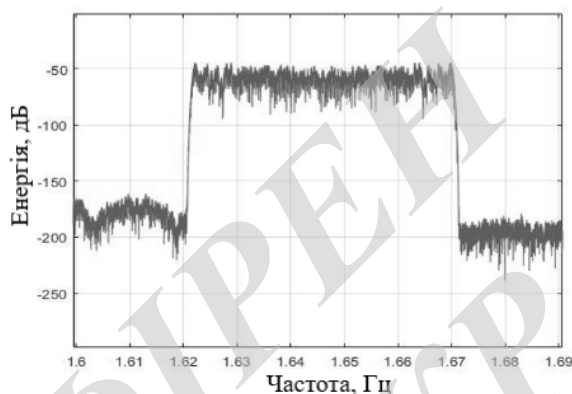


Рисунок 2.10 – ЧХ ШШСКК, з використанням власних векторів з субсмуговими матрицями

Таблиця 2.1 - Значення ширини смуги частот, зайнятих різними класами ШШСКК

Клас ШШСКК	Значення ширини смуги частот в МГц, при різній довжині ПСП (N) в біт					
	31	63	127	511	1023	2047
ФМ ПВП	0.3	0.6	1.2	4.8	9.6	19.2
ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета	20	42	84	336	672	1344
ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Шеннона $F_b = 1$; $F_c = 1.5$.	24	48	96	387	768	1559
ШШСКК, отримані з використанням комплексного вейвлет Морлета $F_b = 1$; $F_c = 1.5$	28	56	112	448	896	1792
ШШСКК, отримані з використанням власних векторів субсмугових матриць $L = 1024$	48	100	200	800	1600	3200

З аналізу даних представлених в Таблиці 2.1 видно, що ШШСКК, побудовані на основі застосування власних векторів субсмугових матриць, мають істотно більшу ширину смуги частот, ніж інші типи досліджуваних ШШСКК. Отже, їх застосування в супутникових інформаційних комунікаціях дозволить підвищити стійкість інформаційного обміну. Цей висновок може бути легко підтверджений результатами розрахунку значень ймовірності помилкового прийому, яка є величиною, що дозволяє чисельно оцінити рівень завадостійкості супутникових інформаційних комунікаціях, при використанні в якості переносників інформації, досліджуваних ШШСКК, за формулою 10, наведеної в літературі [4-5,9]:

$$P_{ош} = 0,5 \cdot \left(1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{P_c}{P_{ш}}} \cdot \Delta F_c \cdot T_c \right) \right), \quad (2.11)$$

де ΔF_c - ширина смуги частот ШШСКК, T_c - тривалість ШШСКК, P_c - потужність ШШСКК в смузі частот ΔF_c , $P_{ш}$ - потужність шуму в смузі частот ΔF_c , $\Phi(h)$ - функція Крампа.

Результати ймовірності помилкового прийому інформації в зазначених системах при різних значеннях відносини сигнал / шум, представлені на рисунках 2.11-2.13.

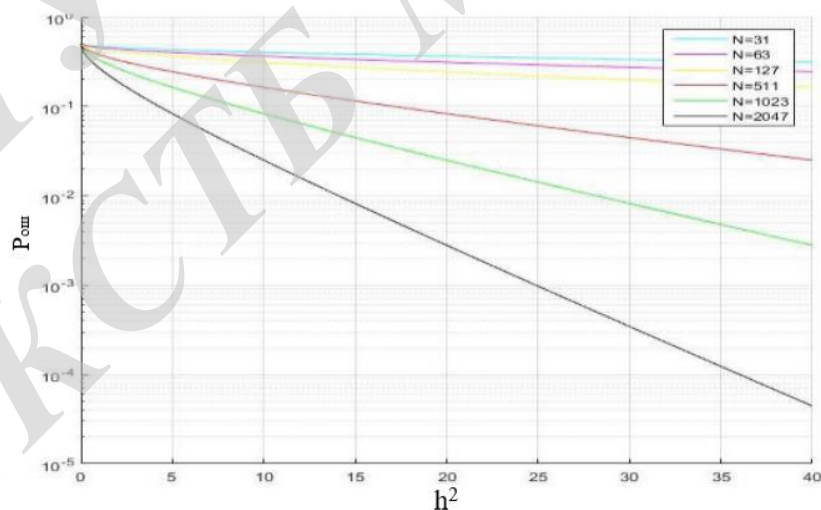


Рисунок 2.11 – Залежність $P_{ош}$ від величини відношення сигнал/шум ШШСКК, отриманих з використанням ФМ модуляції при $N=31, 63, 127, 511, 1023, 2047$

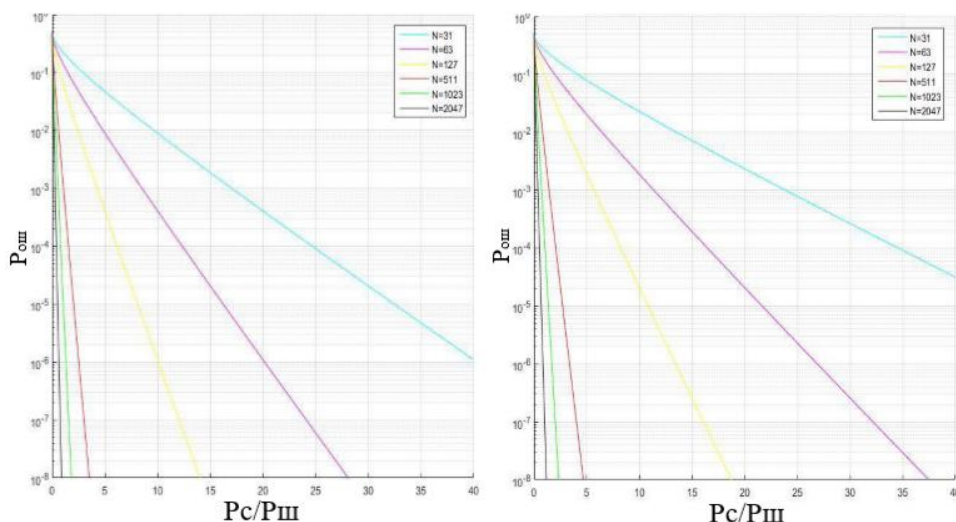


Рисунок 2.12 - Залежність ймовірності помилки від величини відносини сигнал/шум ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета і комплексного вейвлет Морлета при $N = 31, 63, 127, 511, 1023, 2047$

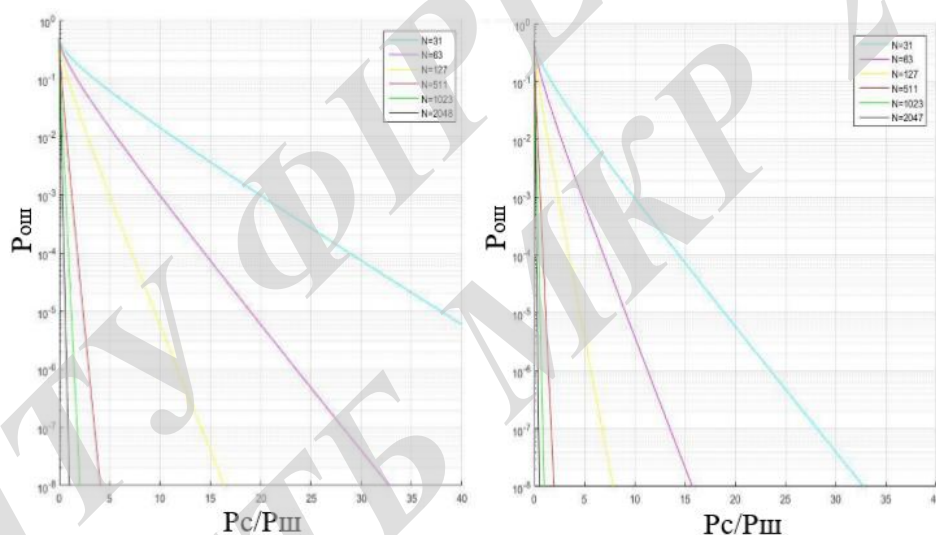


Рисунок 2.13 - Залежність ймовірності помилки від величини відносини сигнал/шум ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Шеннона і власних векторів субсмугових матриць L-1024 при $N = 31, 63, 127, 511, 1023, 2047$

Ефективне застосування сигнально-кодових конструкцій в супутникових телекомунікаціях як передавача інформації в значній мірі залежить від рівня їх стійкості до дії доплерівської неузгодженості по частоті, яка особливо яскраво проявляється при використанні в якості ретрансляторів в зазначених системах космічних апаратів, що знаходяться на високоеліптичних орбітах.

У зв'язку з цим в роботі були проведені експериментальні дослідження з оцінки зміни функцій невизначеності розглянутих в цьому розділі сигнально-кодкових конструкцій при різних значеннях доплерівської неузгодженості по частоті в реальних межах його зміни ($F_d=0-50$ кГц), результати яких представлені на рисунках 2.14-2.18. На рисунках 2.19-2.20 представлені графіки ймовірності помилок розглянутих сигнально-кодкових конструкцій при різних значення доплерівської неузгодженості по частоті.

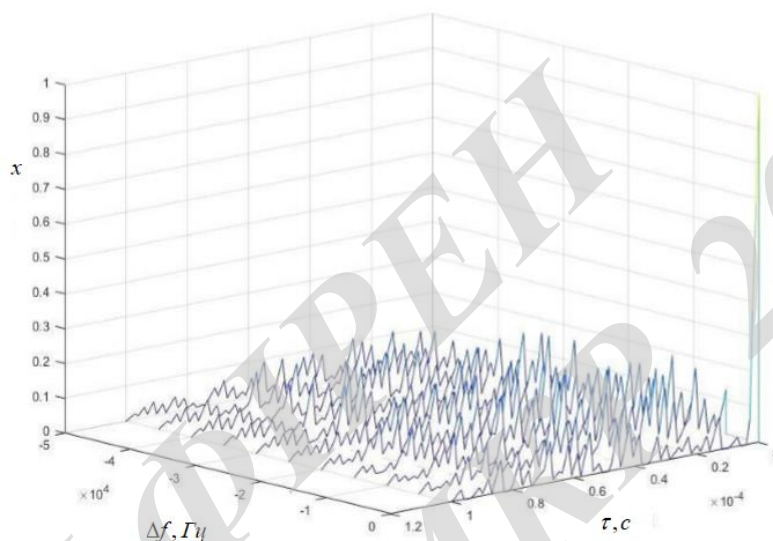


Рисунок 2.14 – Значення ФН для ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета при $N=31$

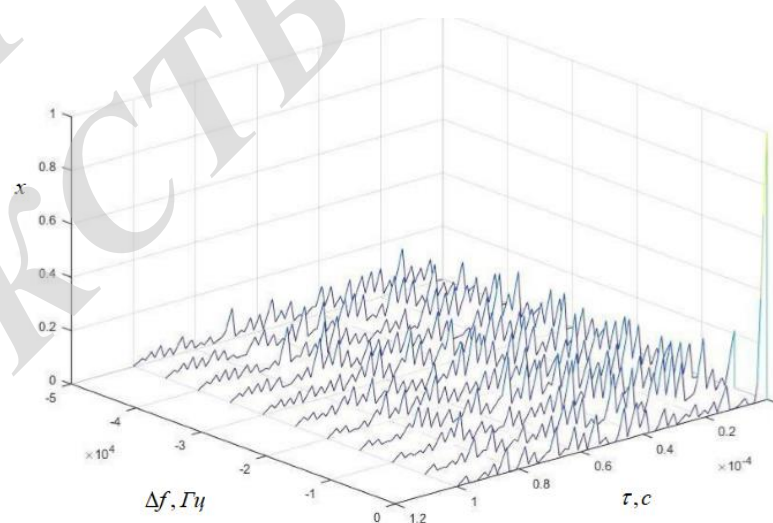


Рисунок 2.15 – Значення ФН для ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета $F_b=1$; $F_c=1.5$, при $N=31$

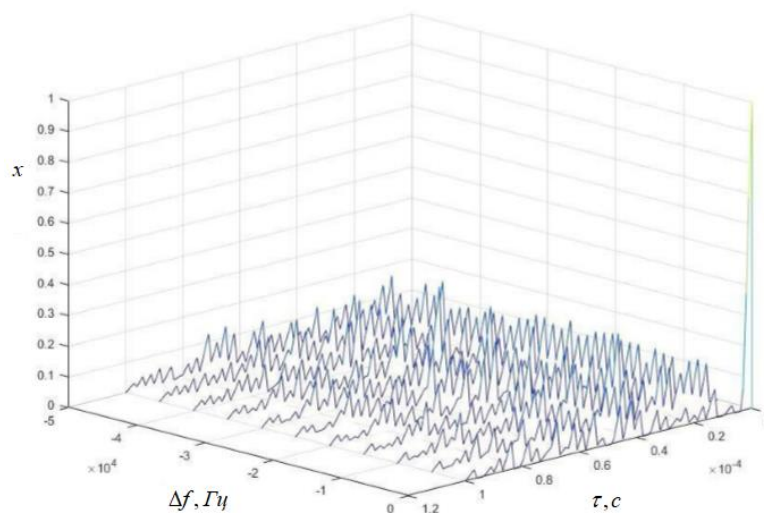


Рисунок 2.16 – Значення ФН для ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета $F_b=1$; $F_c=1.5$, при $N=31$

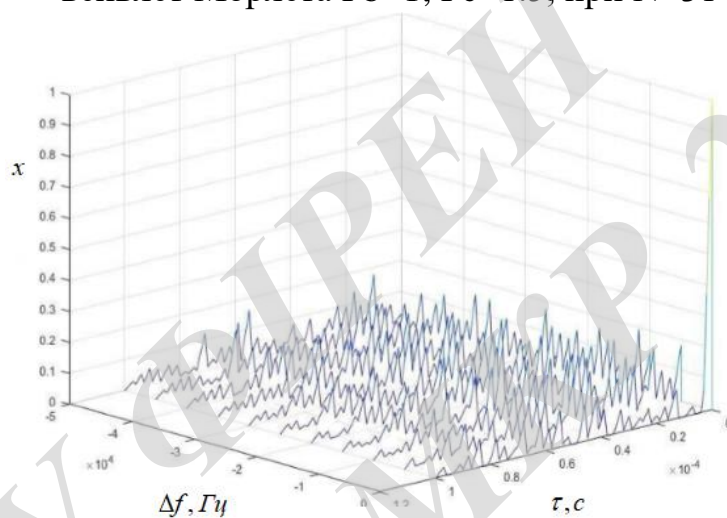


Рисунок 2.17 – Значення ФН для ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета $F_b=1$; $F_c=1.5$, при $N=31$

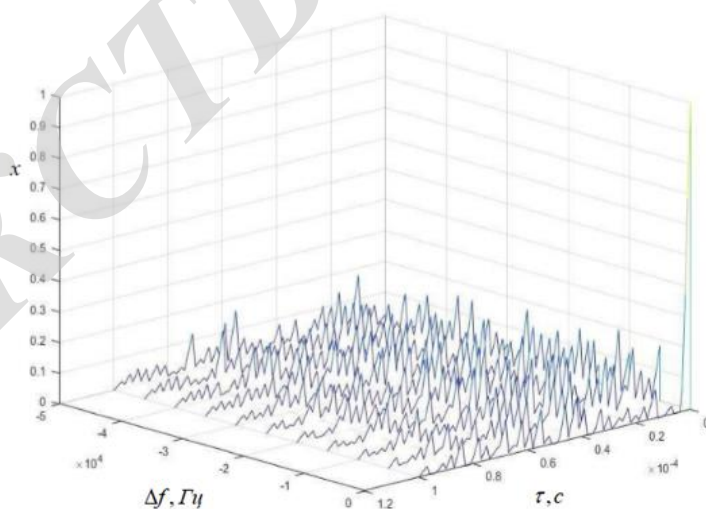


Рисунок 2.18 – Значення ФН для ШШСКК, отримані з використанням власних векторів субсмугових матриць $L=1024$ при $N=31$

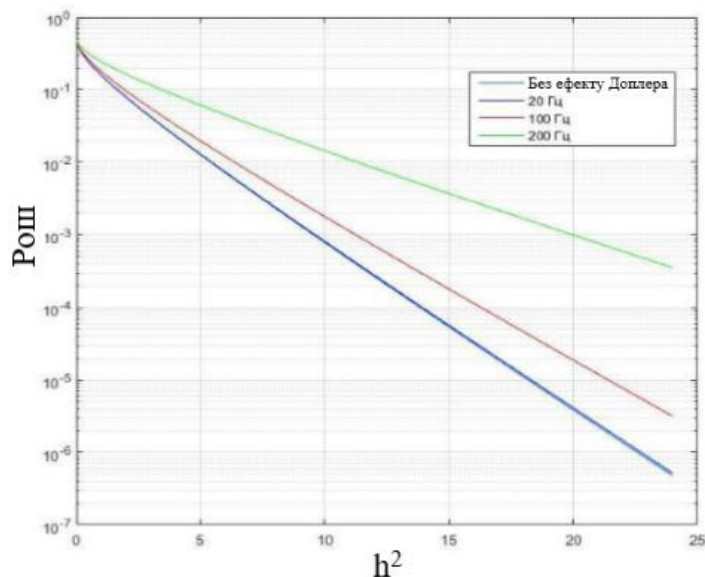


Рисунок 2.19 – Залежність вірогідності помилки від величини відношення сигнал/шум ШШСКК, отримані з використанням ФМ модуляції при $F_d= 20, 100$ і 200 Гц

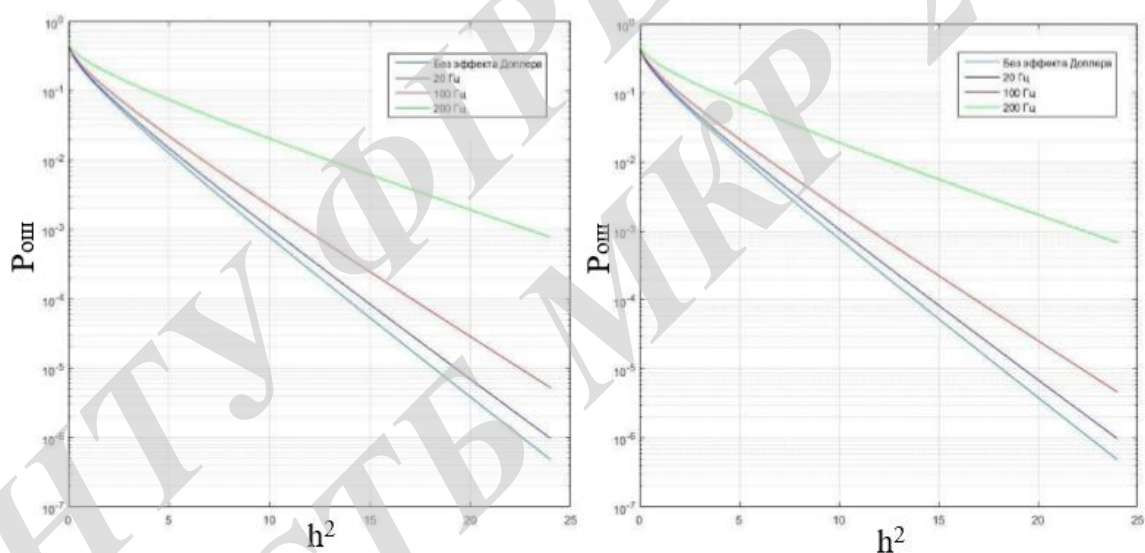


Рисунок 2.20 – Залежність вірогідності помилки від величини відношення сигнал/шум ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Шеннона і власних векторів субсмугових матриць $L = 1024$ при $F_d= 20, 100$ і 200 Гц

2.5 Висновки до розділу

1. Показано, що найбільш перспективним підходом, використовуваним для підвищення завадостійкості інформаційного обміну з використанням супутникових телекомунікацій, є застосування в якості передавачів інформації в зазначених системах сигнально-кодових конструкцій, створених на основі спеціальних кодів і нових методів розширення спектру.
2. Показано, що для підвищення завадостійкості інформаційного обміну з використанням низькоорбітальних супутникових телекомунікацій в якості переносників інформації доцільно використовувати сигнально-кодові конструкції з великою базою.
3. Розроблено метод і алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць. Цей клас сигнально-кодових конструкцій володіє великими, в порівнянні з існуючими класами ШШСКК, базою і обсягом ансамблю слабокоррелірованих форм, що дозволяє підвищити стійкість інформаційного обміну з використанням низькоорбітальних супутникових телекомунікацій з кодовим поділом адрес.
4. На основі обчислювальних експериментів проведені детальні дослідження впливу величини бази ШШСКК на стійкість супутникових інформаційних комунікацій.
5. На основі обчислювальних експериментів було показано, що навіть при невеликих значеннях доплерівського неузгодженості по частоті стійкість супутникових інформаційних комунікацій при використанні розробленого класу ШШСКК істотно знижується.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛЬНО-КODOВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ ВИСОКООРБІТАЛЬНИХ СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

3.1 Аналіз частотно-часових характеристик основних класів сигнально-кодових конструкцій, що застосовуються для підвищення завадостійкості високо орбітальних супутникових телекомунікаційних систем

Наведені дані про характеристики найбільш широко застосовуваних класів ШШСКК, описаних у другому розділі, дозволяють зробити висновок, що вони володіють великою базою, так як мають широку смугу частот, а також значний обсяг ансамблю слабо корельованих форм.

Ці властивості розглянутих ШШСКК дозволяють в залежності від вимог до рівня завадостійкості низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем, використовувати той чи інший клас в якості переносника інформації в зазначених системах.

Однак, як показали результати досліджень функцій невизначеності розглянутих класів ШШСКК [4] вони не володіють властивістю інваріантності до доплерівської неузгодженості по частоті, що не дозволяє ефективно їх використовувати в якості передавача інформації для підвищення завадостійкості високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем.

Разом з тим відомий клас сигнально-кодових конструкцій з лінійно-частотним базисом [2,4,6] володіють властивістю інваріантності до доплерівського зсуву частоти, а отже, на їх основі досить просто може бути вирішена задача побудови за частотою високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем.

Однак даний клас сигнально-кодових конструкцій має малий ансамбль слабо корельованих форм, що не дозволяє їх використовувати в якості передавача інформації в високо орбітальних супутникових телекомунікаційних системах при функціонуванні цих систем в режимі кодового поділу адрес.

Останнім часом, в ряді статей [4-9], розглянуті властивості деяких класів ШШСКК з лінійно-частотним базисом, які володіють значно більшим ансамблем слабо коррелірованих форм, в порівнянні з ЛЧМ базисами. Крім цього, зазначені класи ШШСКК зберігають властивість інваріантності до доплерівському неузгодженості по частоті в більшій мірі, ніж ШШСКК на основі власних векторів субсмугових матриць, ФМ ПВП і вейвлет-перетворення різного виду, властивості яких були розглянуті у другому розділі.

Зокрема, в [2,5-7] були розглянуті характеристики ШШСКК з лінійно-частотно модульованим базисом, які отримали назву ЛЧМ ФМ і ПВ ЛЧМ сигнально-кодові конструкції.

ЛЧМ ФМ - цей клас широкосмугових шумоподібних сигнально кодових конструкцій з лінійно-частотним базисом отриманий в результаті кодування по фазі зазначеного базису за законом ПВП. У математичному вигляді ШШСКК з елементами ЛЧМ ФМ базису можуть бути представлені таким чином:

$$S(t) = S_0 \cdot \sum_{l=1}^N v_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_e - \frac{T}{2} - \frac{\tau_e}{2}}{\tau_e} \right\} \cdot \exp \left(j\mu \frac{t^2}{2} \right); \quad \text{при } |t| \leq \frac{T}{2}, \quad (3.1)$$

де S_0 - амплітуда обвідної сигнально-кодової конструкції, надалі постійна величина, що дорівнює 1, μ - крутизна модуляційної характеристики ЛЧМ радіоімпульсу (швидкість зміни частоти), пов'язана з девіацією частоти ΔF і тривалістю сигнально-кодової конструкції T співвідношенням $\mu = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta F}{T}$, $\text{rect}(x)$ прямокутна «зрізаюча» функція, що задається виразом $\text{rect}(x) = 1$, при $|x| \leq \frac{1}{2}$; $\text{rect}(x) = 0$, при $|x| > \frac{1}{2}$.

τ_e - тривалість елемента ПВП; N - кількість елементів; v_l - коефіцієнт, що характеризує стан ПВП, приймає значення +1 або -1.

Вид ШШСКК з лінійно-частотно модульованим базисом, отриманим в результаті кодування по фазі зазначеного базису за законом ПВП (ЛЧМ ФМ), представлений на рисунку 3.1.

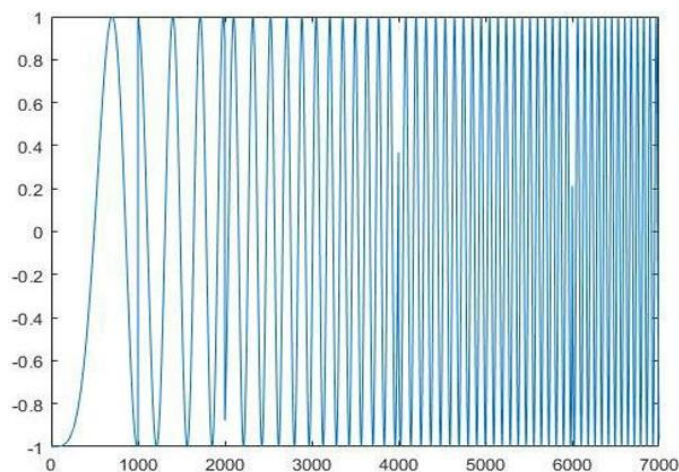


Рисунок 3.1 - Вид ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом, що отриманий в результаті кодування по фазі зазначеного базису по закону ПВП

Для дослідження частотно-часових характеристик сигнально-кодових конструкцій при їх використанні в якості переносників інформації в системах з доплерівською неузгодженістю по частоті, як відомо [6], широко використовується функція невизначеності (ФН), яка в математичному вигляді може бути представлена наступним чином:

$$\chi_i(\tau, F_d) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t) \cdot S_i^*(t-\tau) \cdot \exp(j2\pi F_d t) dt, \quad (3.2)$$

де: τ - часове зрушення між сигнально-кодовими конструкціями, F_d - доплерівське зрушення частоти, E - енергія сигнально-кодової конструкції,

$S_i(t)$ - обвідна прийнятої i -ої сигнально-кодової конструкції,

$S_i(t-\tau)$ - комплексно-сполучена, що огинає i -ї сигнально-кодової конструкції.

Для ЛЧМ ФМ сигнально-кодових конструкцій, огинає яких, згідно [2,3], представимо виразом:

$$S(t) = S_0 \cdot \sum_{l=1}^N v_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-t) \cdot \tau_e - \frac{T}{2} - \frac{\tau_e}{2}}{\tau_e} \right\} \cdot \exp \left(j\mu \frac{t^2}{2} \right); \text{ при } |t| \leq \frac{T}{2}, \quad (3.3)$$

ФН в графічному вигляді для величини бази ШШСКК $B = 1000$, різних значень доплерівського зсуву частоти (F_d від 0 до 50 кГц) і числа елементів ПВП 31 і 127, представлені на рисунку 3.2 і 3.3.

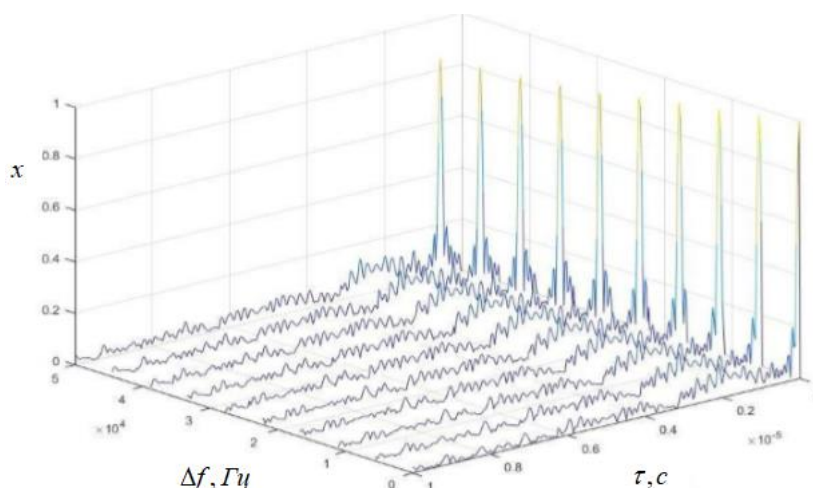


Рисунок 3.2 - Значення ФН для ШШСКК з елементами ЛЧМ ФМ базису при $B = 1000$, $N=31$

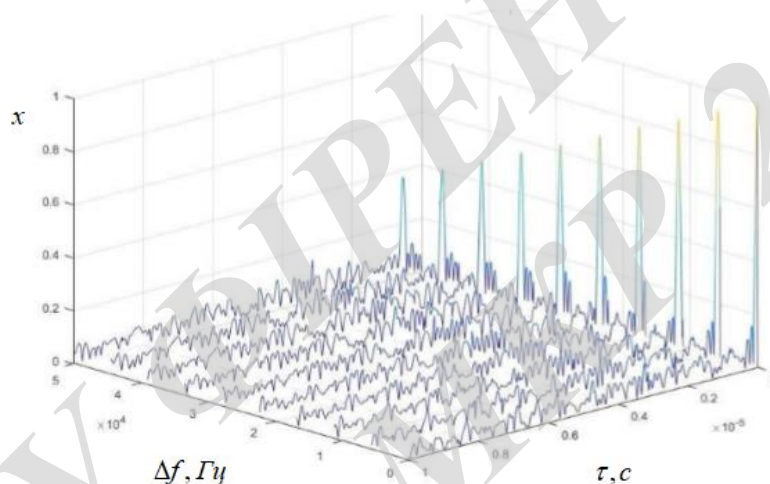


Рисунок 3.3 - Значення ФН для ШШСКК з елементами ЛЧМ ФМ базису при $B = 1000$, $N=127$ ПВ

ЛЧМ - цей клас ширококутових шумоподібних сигнально кодових конструкцій з лінійно-частотним базисом отриманих в результаті кодування по затримці зазначеного базису за законом ПВП.

У графічному вигляді цей клас ШШСКК з лінійно-частотно модульованим сигналом, що отриманий в результаті кодування по затримці вказаного базису по закону ПП.

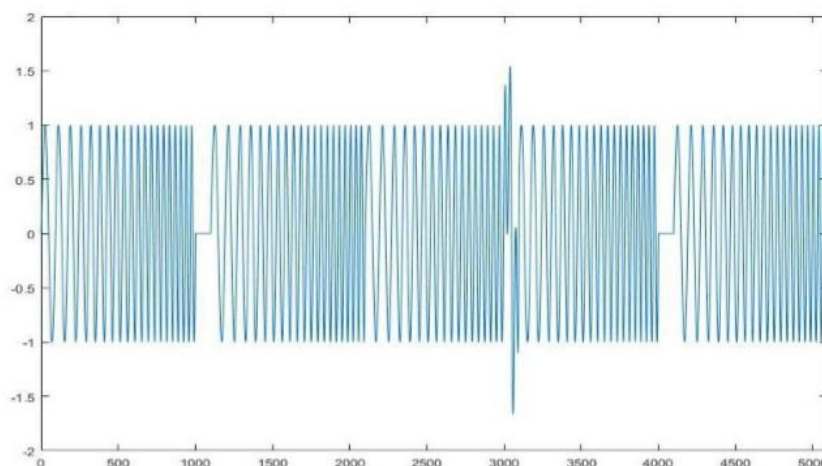


Рисунок 3.4 - Вид ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом

Для ПВ ЛЧМ сигнально-кодкових конструкцій, огинає яких, згідно [2,6], представимо виразом:

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} v_{l+1} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t-l \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left\{ j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t-l \frac{T}{N} \right) + \frac{\mu \left(t-l \frac{T}{N} \right)^2}{2} \right) + \right. \\ \left. + S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} (1-v_{l+1}) \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t-l \frac{T}{N} - \tau_0}{T_0} \right\} \cdot \exp \left\{ j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t-l \frac{T}{N} - \tau_0 \right) + \frac{\mu \left(t-l \frac{T}{N} - \tau_0 \right)^2}{2} \right) \right\} \right\} \quad (3.4) \\ 0, \text{ при } \left[\frac{N-1}{N} \cdot T + T_0 + (1-v_N) \cdot \tau_0 \right] < t < 0 \end{array} \right.$$

де: v_{l+1} - коефіцієнт, що характеризує стан кодувочої послідовності і приймає значення +1 або 0;

ω_0 - середня частота ЛЧМ радіоімпульсу;

T_0 - тривалість ЛЧМ радіоімпульсу;

τ_0 - величина затримки між початком ЛЧМ радіоімпульсу і початком елемента ПВП, відповідного нульових значень коефіцієнтів v_{l+1} ;

ФН в графічному вигляді для величини бази ШШСКК $B = \Delta F \cdot T_0 = 1000$, різних значень доплерівського зсуву частоти (F_d від 0 до 50 кГц) і числа елементів ПВП 31 і 127, представлені на рисунках 3.5 і 3.6.

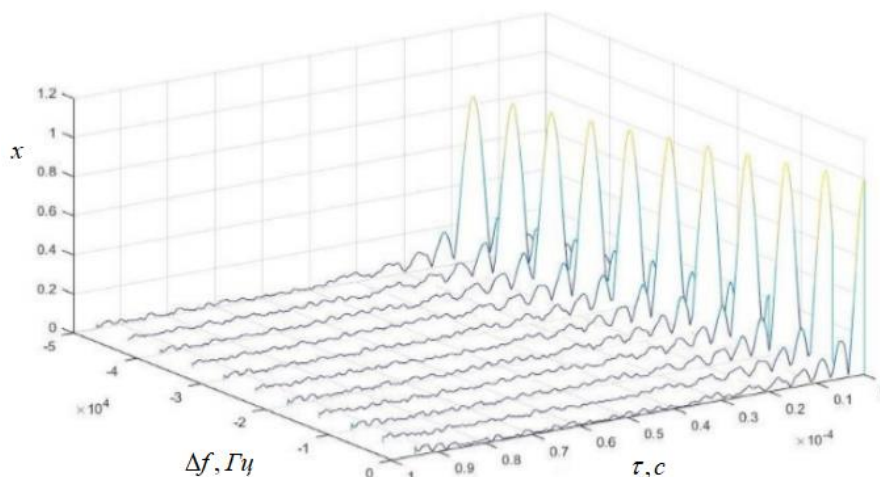


Рисунок 3.5 - Значення ФН для ШШСКК з елементами ПВ ЛЧМ базису при $B = 1000$, $N=31$

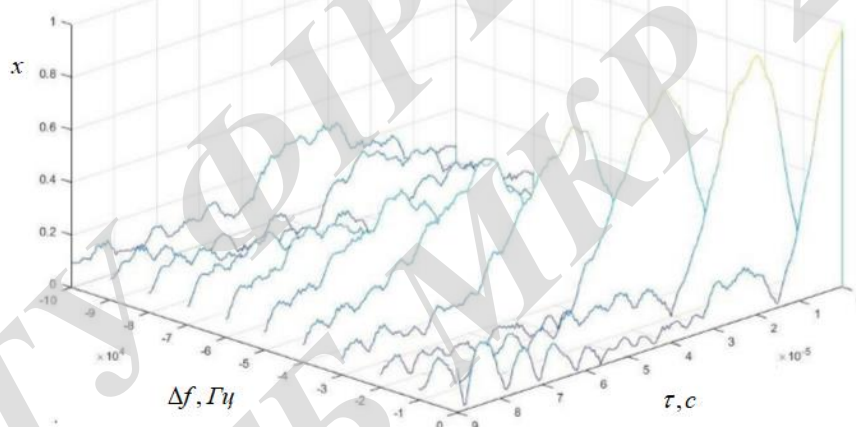


Рисунок 3.6 - Значення ФН для ШШСКК з елементами ПВ ЛЧМ базису при $B = 1000$, $N=127$

Дуже важливою характеристикою сигнально-кодових конструкцій, яку необхідно знати при використанні зазначених конструкцій в якості переносника інформації в супутникових інформаційних телекомунікаціях, що працюють в режимі кодового поділу адрес є функція взаємної невизначеності (ФВН) [9], яка в математичному вигляді, в загальному випадку, може бути представлена наступним чином:

$$\chi_{ij}(\tau, F_\delta) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t) \cdot S_j \cdot (t - \tau) \cdot \exp(j2\pi F_\delta t) dt, \quad (3.5)$$

де: τ - часове зрушення між сигнально-ковими конструкціями,

F_d - доплерівський зсув частоти, E - енергія сигнально-кодової конструкції,
 $S_i(t)$ - обвідна прийнятого i - ой сигнально-кодової конструкції,
 $S_j \cdot (t - \tau)$ - комплексно-сполучена огинає j - ой сигнально-кодової конструкції.

Тому цілком природно при оцінці одночасного впливу неузгодженості по частоті і затримці на якість прийому розглянутих видів ШШСКК з лінійним частотним базисом, використовувати зазначену вище ФВН.

Для ЛЧМ ФМ сигнально-кодових конструкцій ряд характерних прикладів ФВН в графічному вигляді для величини бази сигнально-кодової конструкції $B = \Delta F \cdot T_0 = 1000$, різних значень доплерівського зсуву частоти (F_d від 0 до 50 кГц) і числа елементів ПВП 31 і 127, представлені на рисунках 3.7 і 3.8.

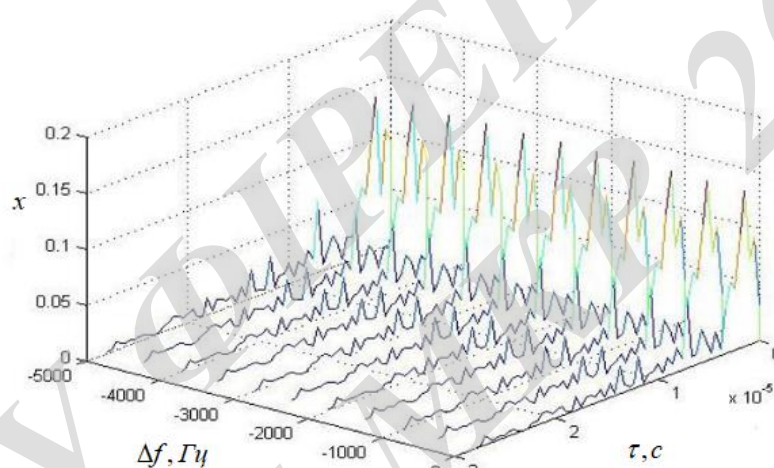


Рисунок 3.7 - Функція взаємної невизначеності ШШСКК з елементами ЛЧМ ФМ базису при числі елементів кодової послідовності $N = 31$

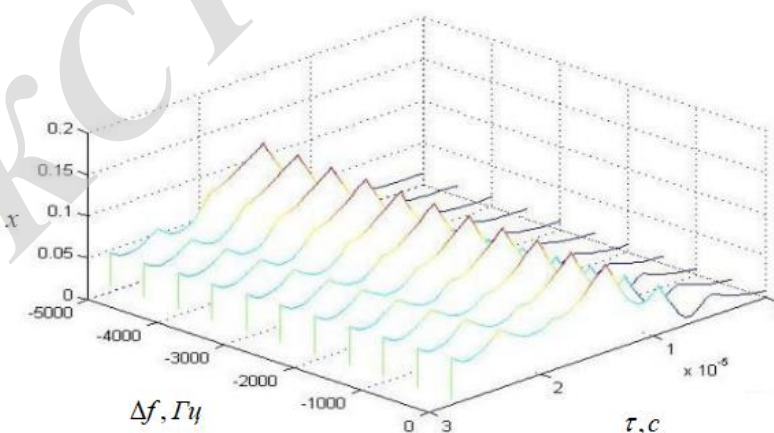


Рисунок 3.8 - Функція взаємної невизначеності ШШСКК з елементами ЛЧМ ФМ базису при числі елементів кодової послідовності $N = 127$

Для ПВ ЛЧМ сигнально-кодових конструкцій ряд характерних прикладів ФВН в графічному вигляді для величини бази ШШСКК $B = \Delta F \cdot T_0 = 1000$, різних значень доплерівського зсуву частоти (F_d від 0 до 50 кГц) і числа елементів ПВП $N = 48$ і $N = 12$, а також при $N = 17$ і $N = 13$ представлені відповідно на рисунках 3.9 і 3.10.

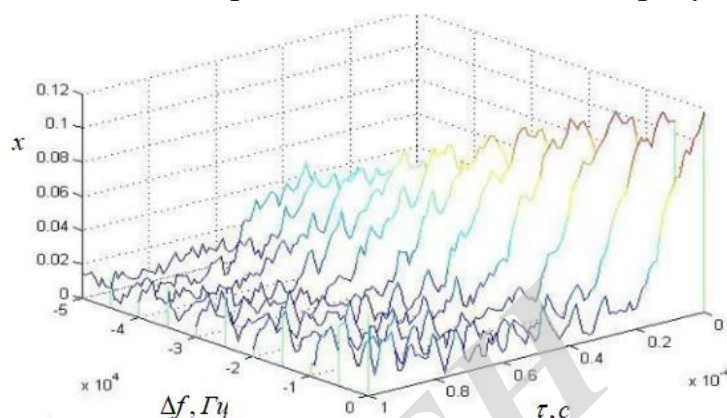


Рисунок 3.9 - Функція взаємної невизначеності ШШСКК з елементами ПВ ЛЧМ базису при значенні бази ЛЧМ радіоімпульсу $\Delta F \cdot T_0 = 500$, $N_i = 48$, $N_j = 12$

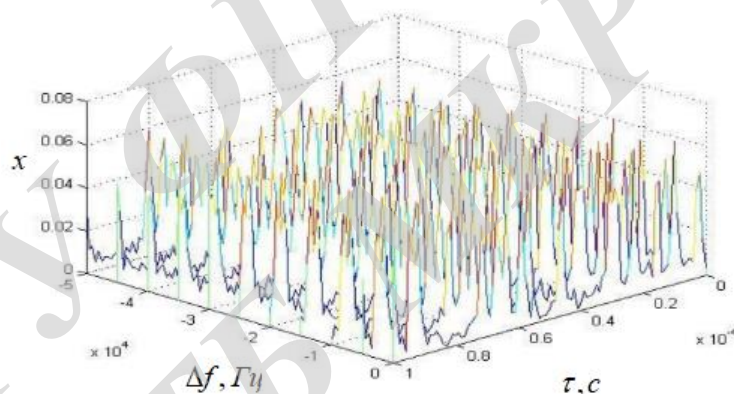


Рисунок 3.10 - Функція взаємної невизначеності ШШСКК з елементами ПВ ЛЧМ базису при значенні бази ЛЧМ радіоімпульсу $\Delta F \cdot T_0 = 100$, $N_i = 17$, $N_j = 13$

Таким чином, аналіз частотно-часових характеристик існуючих класів ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом дозволяє стверджувати, що зміна доплерівського зсуву частоти, в реальних межах його зміни (від 0 до 50 кГц), призводить до незначного зменшення значень їх ФН в порівнянні зі зменшенням ФН ШШСКК ФМ ПВП, при зміні доплерівського зсуву частоти в таких самих межах.

Крім цього, результати експериментальних досліджень перетинів огинають ФВН ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом, дозволили встановити,

що максимальний рівень бічних пелюсток зазначеної функції, що практично не залежить від бази лінійно-частотним модульованого базису ($\Delta F \cdot T$), а в основному визначається довжиною і типом ПВП. Значення максимальних рівнів бічних викидів знаходяться в межах $(1,0-4,0) / \sqrt{N}$, а обсяг ансамблю слабо корелірованих форм порівнюємо з об'ємом ансамблю слабо корелірованих форм, яким володіють ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом.

У висновку, на підставі поданих результатів досліджень властивостей існуючих класів ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом, детально представлених в [10], можна говорити про доцільність їх застосування в якості передавачів інформації в низькоорбітальних супутникових телекомунікаціях з кодовим поділом адрес, так як маючи великий ансамбль слабо кореліованих форм, вони не стійкі до доплерівському неузгодженості по частоті в межах його реального зміни при знаходженні супутника-ретранслятора на високо еліптичній орбіті, що збільшує час обробки інформації, що приймається.

3.2 Розробка методу кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису

У попередньому підзаголовку було представлено результати аналізу властивостей ШШСКК з лінійно-частотним модульованим базисом, які отримані в результаті кодування по фазі (ЛЧМ ФМ) або по затримці (ПВ ЛЧМ) зазначеного базису за законом ПВП. Було показано, що розглянуті класи ШШСКК володіють значно великим ансамблем слабо корелірованих форм, в порівнянні з ЛЧМ базисами. Крім цього, ці класи ШШСКК зберігають властивість інваріантності до доплерівської неузгодженості по частоті в більшій мірі, ніж ШШСКК на основі власних векторів субсмугових матриць, ФМ ПВП і вейвлет перетворення різного виду, властивості яких були розглянуті у другому розділі.

Однак при використанні зазначених ШШСКК як передавачів інформації при реалізації інформаційного обміну в Арктичних широтах із застосуванням високо

орбітальних супутникових телекомунікацій, що працюють в режимі кодового відокремлення записів, не вдається забезпечити повну варіативність до доплерівської неузгодженості по частоті в реальних межах його зміни (від 0 до 50 кГц), а також одночасну роботу великої кількості абонентів. Це пов'язано зі зменшенням рівня ФН до рівня 0,8 від 1 (при значеннях $F_d > 20$ кГц) і відносно високим рівнем бічних викидів ФВН, приблизно рівним $(1,0-4,0) / \sqrt{N}$.

Виходячи з цього, в роботі пропонується для розглянутих високо орбітальних супутникових телекомунікацій, що працюють в режимі кодового поділу адрес, використовувати ПШСКК з лінійно-частотного модульованим базисом, які отримані в результаті співставлення кожному інформаційному символу (0 або 1) набору елементів лінійно-частотного модульованого базису, кількість яких є взаємно простими числами, причому крутість модуляційних характеристик $\left(\mu = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta F}{T} \right)$ зазначеного оазису для передач (0 або 1) інформаційних символів однакові.

У математичному вигляді розроблений клас ПШСКК з елементами лінійно-частотного модульованого базису, кількість яких є взаємно простими числами (N_l і N_0) для передачі відповідно одиничного (рисунок 3.11) і нульового (рисунок 3.12) інформаційних символів ($I_0 = 0$ і $I_l = 1$) може бути записаний як:

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} I_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left(j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t - (l-1) \frac{T}{N_1} \right) + \frac{\mu(t-l \frac{T}{N_1})^2}{2} \right) \right) + \\ + S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} I_0 \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left(j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t - (l-1) \frac{T}{N} \right) + \frac{\mu(t - (l-1) \frac{T}{N} - \tau_0)^2}{2} \right) \right) \end{array} \right\} \quad (3.6)$$

$0, n_{pu} < t < 0$

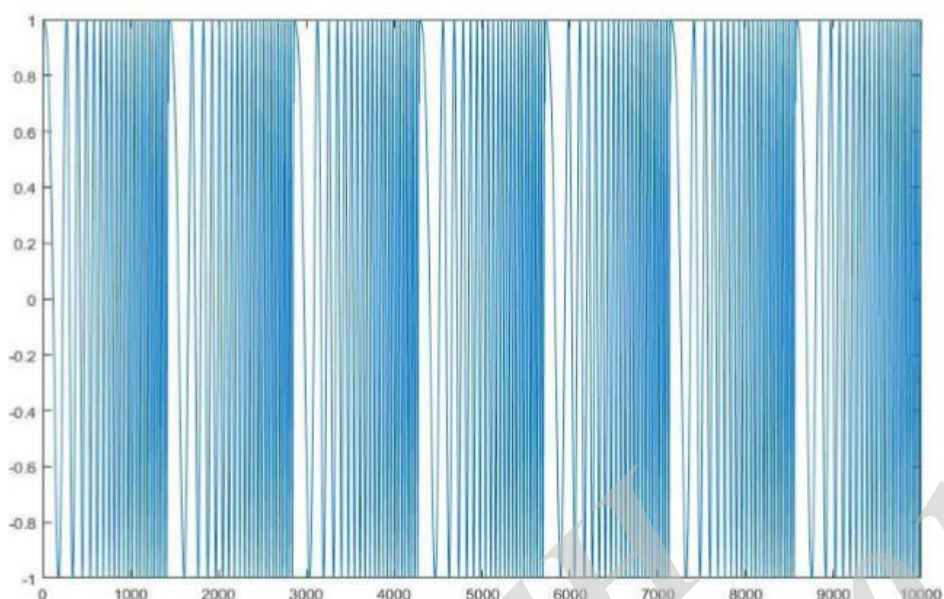


Рисунок 3.11 - ШШСКК з елементами лінійно-частотного модульованого базису, кількість яких є простим числом N_1 для передачі одиничних інформаційних символів $I_1=1$

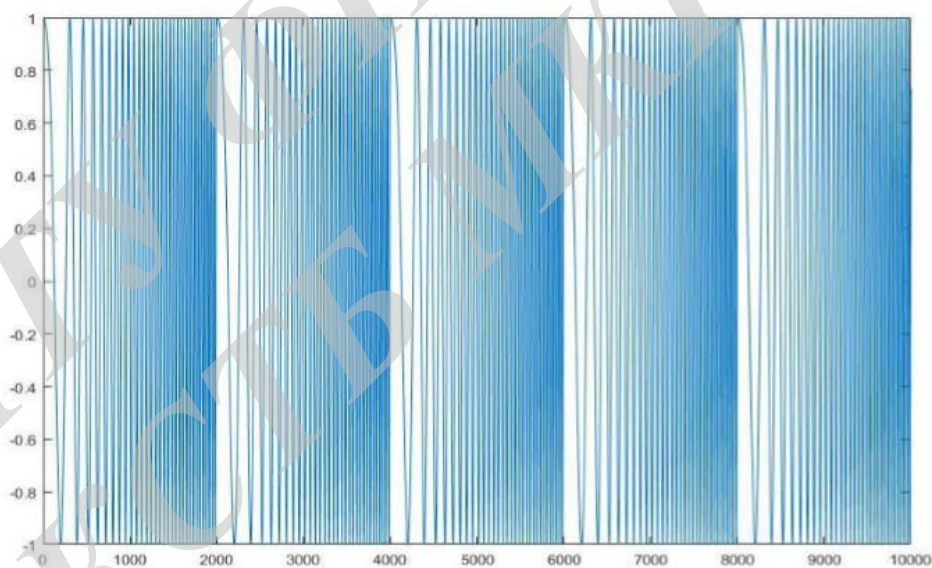


Рисунок 3.12 - ШШСКК з елементами лінійно-частотного модульованого базису, кількість яких є простим числом N для передачі нульових інформаційних символів $I_0=0$

3.3 Розробка алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису

3.3.1 Алгоритм кодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису

Алгоритм кодування даних полягає в тому, що кожен елемент, в якому закодована інформація, що передається («1» і «0»), представляється у вигляді набору елементів лінійно-частотного модульованого базису, кількість яких є взаємно простими числами (N_1 і N_2), причому крутість модуляційних характеристик ($\mu = \frac{\Delta f}{T}$) зазначеного базису однакова.

Нижче представлено докладний опис алгоритму:

1. Введення вихідних даних:

g - послідовність, в якій закодовані дані, що передаються;

V - швидкість передачі;

F_{max} - миттєва частота базису для моменту часу T_s ;

F_{min} - миттєва частота базису в нульовий момент часу t ;

u - код абонента.

2. Розрахувати час передачі T одного елемента послідовності g :

$$T = 1/V,$$

3. Провести вибірку числа елементів ПВП для інформаційної «1» і «0» з масиву x , що містить пару взаємно простих чисел, згідно заданому коду абонента u .

4. Сформувані відповідні ПВП:

$$\bar{v}_m \in \{0, 1\}, m = 1, \dots, n_1,$$

$$\bar{v}_k \in \{0, 1\}, k = 1, \dots, n_2,$$

де n_1 - число елементів ПВП, яка кодує інформаційну «1», n_2 - число елементів ПВП, яка кодує інформаційну «0»;

5. Визначити тривалість кодує імпульсу для інформаційної «1»:

$$t_1 = T / n_1,$$

для інформаційного «0»:

$$t = T / n,$$

6. Задати умову і;

7. Якщо $g_i = 0$, то сформувати кодову послідовність, відповідно до наступного виразу:

$$S_i(t) = S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} I_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left(j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t - (l-1) \frac{T}{N_1} \right) \right) + \frac{\mu \left(t - (l-1) \frac{T}{N_1} \right)^2}{2} \right), \quad (3.7)$$

0 при $T < t < 0$

інакше перейти до пункту 8.

8. Сформувати кодову послідовність, відповідно до наступного виразу:

$$S_i(t_1) = S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} I_l \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t_1 - (l-1) \frac{T}{N_1}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left(j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t_1 - (l-1) \frac{T}{N_1} \right) \right) + \frac{\mu \left(t_1 - (l-1) \frac{T}{N_1} \right)^2}{2} \right), \quad (3.8)$$

0 при $T < t_1 < 0$

9. Перевірити умову $i < N$, де N - число елементів інформаційної послідовності, якщо умова виконується перейти до пункту 10, в іншому випадку завершити процес кодування;

10. Збільшити значення i для кодування наступного елемента інформаційної послідовності:

$$i = i + 1,$$

i перейти до виконання пункту 7.

3.3.2 Алгоритм декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису

Декодування даних полягає у виконанні процедур формування ШШСКК на

основі лінійно-частотного модульованого базису, ідентичного тому, що була отримана в процесі кодування даних, з наступним перемножуванням закодованої ШШСКК. З огляду на той факт, що ЛЧМ базиси в пристрої кодування і декодування повинні бути однакові, в момент організації інформаційного обміну, разом з закодованими даними, здійснюється передача інформації про код абонента. Детальний опис алгоритму представлено нижче.

1. Сформувати кодову послідовність для інформаційної «1», згідно з наступного виразу:

$$Z_1(t_1) = S_0 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} I_1 \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t_1 - (l-1) \frac{T}{N_1}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left(j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t_1 - (l-1) \frac{T}{N_1} \right) \right) + \frac{\mu \left(t_1 - (l-1) \frac{T}{N_1} \right)^2}{2} \right), \quad (3.9)$$

0 при $T < t_1 < 0$

і для інформаційного «0»:

$$Z_0(t) = S_0 \cdot \sum_{l=1}^{N-1} I_0 \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t_1 - (l-1) \frac{T}{N}}{T_0} \right\} \cdot \exp \left(j \cdot \left(\omega_0 \cdot \left(t - (l-1) \frac{T}{N} \right) \right) + \frac{\mu \left(t - (l-1) \frac{T}{N} \right)^2}{2} \right), \quad (3.10)$$

0 при $T < t < 0$

2. Задати умову і;
3. Перевірити виконання умови:

$$\vec{S}_i = \vec{Z}_1,$$

якщо умова виконується перейти до пункту 4, інакше до пункту 5;

4. Провести декодування наступним шляхом:

$$\vec{v}_i = \vec{S}_i \cdot \vec{Z}_1,$$

5. Провести декодування наступним шляхом:

$$\vec{v}_i = \vec{S}_i \cdot \vec{Z}_0,$$

6. Перевірити виконання умови

$$\vec{v}_i = \vec{v}_m,$$

якщо умова виконується, то приймається рішення, що прийнята інформаційна «1», інакше прийнятий інформаційний «0»;

7. Збільшити значення i для декодування наступного елемента інформаційної послідовності:

$$i = i + 1,$$

і перейти до виконання пункту 3.

3.4. Обчислювальні експерименти по оцінці рівня завадостійкості алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодкових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису

При проведенні обчислювальних експериментів по оцінці ефективності розробленого алгоритму кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально кодкових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису був проведений порівняльний аналіз значень функції невизначеності при різних значення доплерівського зсуву частоти.

При оцінці завадостійкості передачі даних в системах кодовим поділом адрес, при використанні в якості передавачів інформації розглянутих класів сигнально-кодкових конструкцій скористаємося формулою:

$$P_{ош} = 0,5 [1 - \Phi(h)],$$

де $\Phi(h) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^h e^{-x^2/2} dx$ - інтеграл ймовірностей, $h = \sqrt{\frac{E}{N_0}}$, де E – енергія сигнально-кової конструкції, N_0 - спектральна щільність потужності

Доцільність застосування формули обґрунтована тим, що досліджувані класи сигнально-кодкові конструкції, як показують результати, представлені на рисунках 2.28-2.31, є квазіортогональними, тобто значення функцій взаємної невизначеності зазначених сигнально-кодкових конструкцій близькі до нуля. Для знаходження чисельних значень ймовірності помилки необхідно визначити аргумент інтеграла ймовірності h при всіх значеннях доплерівського зсуву частоти.

Для оцінки впливу доплерівського зсуву по частоті на стійкість супутникових телекомунікацій при використанні в якості переносників інформації розробленого класу ШШСКК і вже існуючих в даний час були проведені наступні дослідження.

1. Відповідно до представленого вище математичного виразу були отримані значення функції невизначеності досліджуваних сигнально-кодових конструкцій, представлені на рисунках 3.5-3.6 і рисунках 3.8-3.9.

2. На наступному етапі були визначені максимуми і занесені в Таблицю 3.1 значення ФН для кожного з розглянутих класів сигнально кодових конструкцій при всіх величинах доплерівського зсуву частоти.

3. Отримані значення максимумів перемножуємо з вибраними значеннями відносини енергії сигнально-кової конструкції до спектральної щільності потужності шуму (при $F_d = 0$).

4. З використанням виразу були розраховані значення ймовірності помилок, з урахуванням різних значень доплерівського зсуву частоти, в реальних межах його зміни, при обраних відносинах енергії ШШСКК до спектральної щільності потужності шуму.

5. Результати експериментів представлені в Таблиці 3.2, а також на рисунках 2.34-2.35.

Таблиця 3.1 - Максимальні значення функцій невизначеності для ЛЧМ, ПВ ЛЧМ, ЛЧМ ФМ, ФМ ПВП і ШШСКК на основі ЛЧМ базису при різних значеннях доплерівських зрушень частоти

Значення доплерівського зсуву частоти (кГц)	Значення ФН для ЛЧМ базису	Значення ФН для ПВ ЛЧМ N=31	Значення ФН для ФМ N=31	Значення ФН для ШШСКК на основі ЛЧМ базису при N=31	Значення ФМ ПВП при N=31
1	2	3	4	5	6

Продовження таблиці 3.

1	2	3	4	5	6
5	0.9995	0.9889	0.9715	0.9995	0.05
10	0.999	0.9651	0.9513	0.999	0.031
15	0.9985	0.9471	0.9466	0.9985	0.061
20	0.998	0.9394	0.9354	0.998	0.0297
25	0.9975	0.9242	0.91	0.9975	0.0294
30	0.997	0.9016	0.8962	0.997	0.027
35	0.9965	0.883	0.8816	0.9965	0.013
40	0.996	0.874	0.8681	0.996	0.024
45	0.9955	0.8592	0.8413	0.9955	0.004
50	0.995	0.8374	0.8358	0.995	0.02

Таблиця 3.2 - Співвідношення енергії ШШСКК на основі ЛЧМ базису, ПВ ЛЧМ і ЛЧМ ФМ, до спектральної щільності потужності шуму

Знач. $E N$ при $Fd = 0$	ШШСКК на основі ЛЧМ базису $N=31$ Значення $E N_0$ при $Fd = 10, 30, 50$ кГц			ЛЧМ, $N=31$ Значення $E N_0$ при $Fd = 10, 30,$ 50 кГц			ЛЧМФМ, $N=31$ Значення $E N_0$ при $Fd = 10, 30, 50$ кГц		
	10кГц	30кГц	50кГц	10кГц	30кГц	50кГц	10кГц	30кГц	50кГц
1	0,999	0,997	0,995	0,965	0,901	0,837	0,951	0,896	0,835
2	1,998	1,994	1,99	1,930	1,803	1,674	1,902	1,792	1,671
3	2,997	2,991	2,985	2,895	2,704	2,512	2,853	2,688	2,507
4	3,996	3,988	3,980	3,860	3,606	3,349	3,805	3,584	3,343
5	4,995	4,985	4,975	4,825	4,508	4,187	4,756	4,481	4,179
6	5,994	5,982	5,970	5,790	5,409	5,024	5,707	5,377	5,014
7	6,993	6,979	6,965	6,755	6,311	5,861	6,659	6,273	5,850
8	7,992	7,976	7,960	7,720	7,212	6,699	7,610	7,169	6,686
9	8,991	8,973	8,955	8,685	8,114	7,536	8,561	8,065	7,522
10	9,990	9,970	9,950	9,651	9,016	8,374	9,513	8,962	8,358
11	10,989	10,967	10,945	10,616	9,9176	9,211	10,464	9,858	9,193
12	11,988	11,964	11,940	11,581	10,819	10,048	11,415	10,754	10,029
13	12,987	12,961	12,935	12,546	11,720	10,886	12,366	11,650	10,865
14	13,986	13,958	13,930	13,511	12,622	11,723	13,318	12,546	11,701
15	14,985	14,955	14,925	14,476	13,524	12,561	14,269	13,443	12,537
16	15,984	15,952	15,920	15,441	14,425	13,398	15,220	14,339	13,372
17	16,983	16,949	16,915	16,406	15,327	14,235	16,172	15,235	14,208
18	17,982	17,997	17,910	17,371	16,228	15,073	17,123	16,131	15,044
19	18,981	18,943	18,905	18,336	17,130	15,910	18,074	17,027	15,880
20	19,980	19,94	19,801	19,302	18,032	16,748	19,026	17,924	16,716

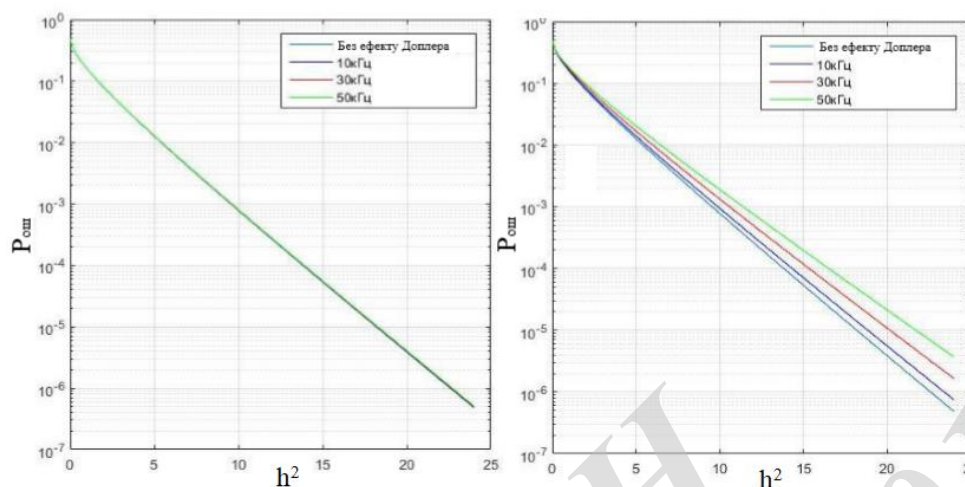


Рисунок 3.13 - Залежність вірогідності помилки від величини відношення сигнал/шум для ЛЧМ і ПВ ЛЧМ сигнально-кодових конструкцій при доплерівських зсувах частоти 10,30 і 50 кГц h^2

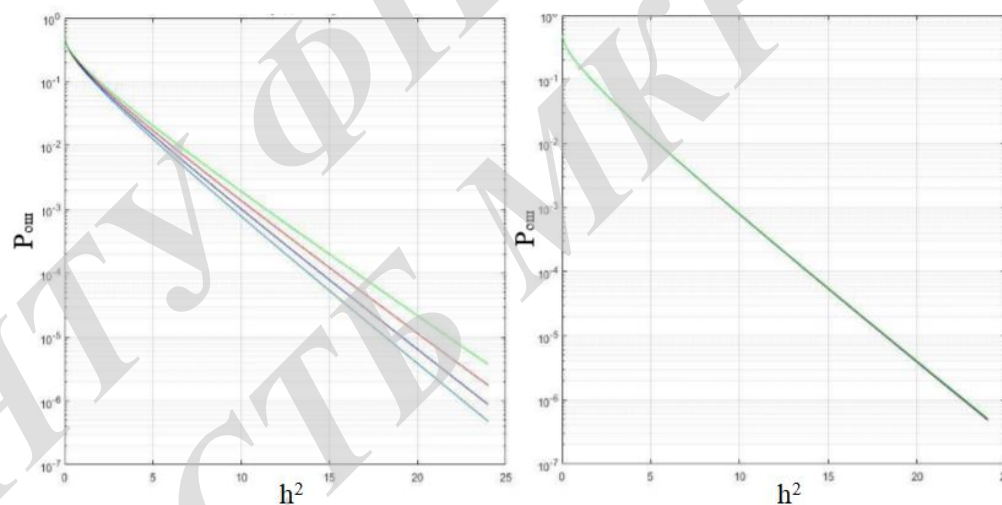


Рисунок 3.14 – Залежність вірогідності помилки від величини відношення сигнал/шум для ШШСКК на основі ЛЧМ ФМ і лінійно-частотного модульованого базису при доплерівських зсувах частоти 10,30 і 50 кГц

На підставі отриманих результатів було складено Таблиці 3.3-3.5 зміни P_{om} для ШШСКК на основі ПВ ЛЧМ, ЛЧМ ФМ і лінійно-частотного модульованого базису.

Таблиця 3.3 - Зміни $P_{\text{ош}}$ для ШШСКК на основі ЛЧМ базису

	Зміна $P_{\text{ош}}$ для ШШСКК на основі ЛЧМ базису, $N=31$ при доплерівських зсувах частоти на:		
Значення h^2 , дБ	$F_d = 0$	10кГц	30кГц
10	$7.827 \cdot 10^{-4}$	$7.871 \cdot 10^{-4}$	$7.965 \cdot 10^{-4}$
20	$3.872 \cdot 10^{-6}$	$3.913 \cdot 10^{-6}$	$3.996 \cdot 10^{-6}$

Таблиця 3.4 - Зміни $P_{\text{ош}}$ для ШШСКК на основі для ПВ ЛЧМ базису

	Зміна $P_{\text{ош}}$ для ШШСКК на основі ПВ ЛЧМ базису, $N=31$ при доплерівських зсувах частоти на:		
Значення h^2 , дБ	$F_d = 0$	10кГц	30кГц
10	$7.827 \cdot 10^{-4}$	$9.462 \cdot 10^{-4}$	$1.338 \cdot 10^{-3}$
20	$3.872 \cdot 10^{-6}$	$5.55 \cdot 10^{-6}$	$1.077 \cdot 10^{-5}$

Таблиця 3.5 - Зміни $P_{\text{ош}}$ для ШШСКК на основі ЛЧМ ФМ базису

	Зміна $P_{\text{ош}}$ для ШШСКК на основі ЛЧМ ФМ базису, $N=31$ при доплерівських зсувах частоти на:		
Значення h^2 , дБ	$F_d = 0$	10кГц	30кГц
10	$7.827 \cdot 10^{-4}$	$1.02 \cdot 10^{-3}$	$1.378 \cdot 10^{-3}$
20	$3.872 \cdot 10^{-6}$	$6.447 \cdot 10^{-6}$	$1.15 \cdot 10^{-5}$

З представлених в Таблицях 3.3-3.5 даних видно, що зміна доплерівського зсуву частоти, в реальних межах його зміни (від 0 до 50 кГц), призводить до зменшення завадостійкості ШШСКК на основі ЛЧМ ФМ і ПВ ЛЧМ базисів при їх використанні в якості переносників інформації в високо орбітальних супутникових інформаційних комунікаціях. У той час, як розроблений клас ШШСКК на основі лінійно-частотного модульованого базису, повністю інваріантний до доплерівської неузгодженості по частоті, в реальних межах його зміни, що говорить про доцільність застосування цього класу сигнально-кодових конструкцій в якості переносників інформації в високо орбітальних супутникових телекомунікаціях з кодовим поділом адрес.

3.5 Висновки до розділу

1. Показано, що для підвищення завадостійкості інформаційного обміну в Арктичних широтах з використанням високо орбітальних супутникових інформаційних комунікацій необхідно забезпечити інваріантність сигнально-кодових конструкцій, які використовуються в якості переносника інформації в зазначених системах, до доплерівську неузгодженості по частоті.
2. Розроблено метод і алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису.
3. На основі обчислювальних експериментів було доведено, що розроблений клас ШШСКК на основі лінійно-частотного модульованого базису має властивість інваріантності до доплерівську неузгодженості по частоті в реальних межах його зміни і великим об'ємом слабо корелірованих форм.
4. На основі обчислювальних експериментів було показано, що застосування розробленого класу ШШСКК на основі лінійно-частотного модульованого базису дозволяє істотно збільшити стійкість супутникових інформаційних комунікацій при наявності доплерівського зсуву по частоті в порівнянні з вже існуючими класами ШШСКК, створених на основі застосування лінійно частотно-модульованих базисів.
5. Таким чином, розроблений клас ШШСКК на основі застосування в якості базисних, лінійно-частотного модульованих функцій, доцільно використовувати в якості переносника інформації для підвищення завадостійкості інформаційного обміну в Арктичних широтах з використанням високо орбітальних супутникових інформаційних комунікацій з кодовим поділом адрес.

4 ПРОГРАМНО-АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ АЛГОРИТМІВ КОДУВАННЯ І ДЕКОДУВАННЯ ДАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ ШИРОКОСМУГОВИХ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

4.1 Програмно-апаратна реалізація алгоритму кодування даних на основі власних векторів субсмугових матриць

Ідея розробленого алгоритму кодування даних на основі власних векторів субсмугових матриць, полягає в тому, що кожен елемент, в якому закодована, передана інформація («1» і «0») замінюється відповідної псевдовипадковою послідовністю, так, що тривалість ПВП відповідає тривалості інформаційного елемента. Потім відбувається виконання процедури подання елементів («1» і «-1») сформованих ПВП, протилежними власними векторами субсмугової матриці.

Даний алгоритм кодування з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць, реалізується в кілька етапів.

На першому етапі відбувається формування несучого колювання, послідовності, в якій закодована інформація, що передається і набору ПВП, призначених для передачі елементів зазначеної послідовності. Даний етап виконується один раз на час всього сеансу інформаційного обміну, тому отримані результати зберігаються в буфері пам'яті.

Другий етап алгоритму кодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць, полягає в реалізації процедури подання елементів («1» і «-1») сформованих ПВП, протилежними власними векторами субсмугової матриці.

Для цього, попередньо, необхідно сформувати матрицю виду $A = \{a_{ij}\}$, $i, j = 1, \dots, L$, з якої буде здійснюватися вибірка вектора q , власне число якого з набору власних функцій $Q = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_j)$.

Математичний вираз матриці $A = \{a_{ij}\}$, $i, j = 1, \dots, L$, з елементами виду:

$$a_{i,j} = \begin{cases} \frac{\sin(v(i-j))}{\pi(i-j)}, i \neq j \\ v/\pi, i = j \end{cases},$$

де індекси $i, j = 0, 1, \dots, L$; $j = 0, 1, \dots, L$;

v - коефіцієнт, який задає ширину каналу передачі інформації, рівний $\pi / 6$;

L - значення числа відліків в сигнальному векторі від 64 до 1024;

Програмно-апаратна реалізація представленого алгоритму кодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугової матриці, крім реалізації в програмі MatLAB, реалізована за допомогою програмного забезпечення LabView 2016, розробленого компанією National Instruments. Даний продукт, на основі графічного мови програмування, дозволяє проводити тестування, управління і програмування вбудованих систем.

Крім програмного забезпечення, компанія займається виробництвом досить великого набору технічних засобів, таких як платформа PXI, контролери і програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС), які здійснюють підтримку програм і моделей, розроблених в середовищі LabView. Отже, створена програмна модель в середовищі LabView, цілком може бути реалізована вигляді пристрою або окремого блоку ПЛІС. Згідно з поданими в попередніх розділах методами і алгоритмами була представлена наступна реалізація кодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць в середовищі LabView.

Кодування інформації з використанням ШШСКК, на основі застосування власних векторів субсмугової матриці, включає в себе наступні блоки:

- блок генерації ПВП;
- блок розрахунку субсмугової матриці;
- блок вибірки, які відповідають певним параметрам, власних векторів матриці;
- блок відповідає, за кодування інформаційних символів;
- блок формування несучого колювання.

Схематичне виконання даних блоків представлено на рисунках 4.1 - 4.3.

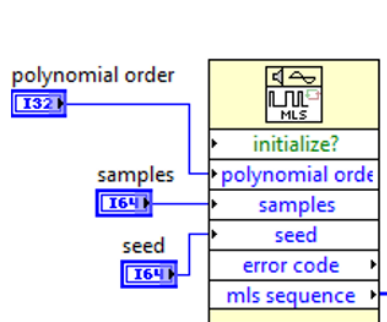


Рисунок 4.1 - Блок генерації, кодуючого ПВП

У загальній схемі представлено 2 блоку генерації ПВП (рисунок 4.4), кожен з яких відповідає, за кодування інформаційної «1» і інформаційного «0».

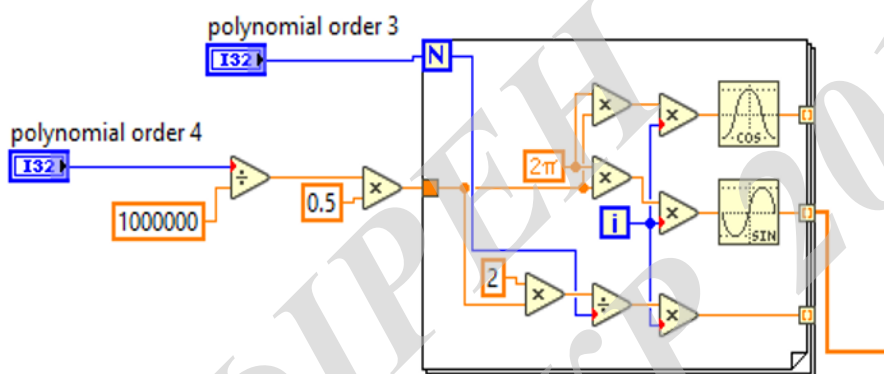


Рисунок 4.2 - Блок генерації несучого коливання

Блок генерування несучого коливання (рисунок 4.2) формує гармонійне коливання високої частоти, для перенесення закодованої сигнально-кової конструкції, на несучу частоту.

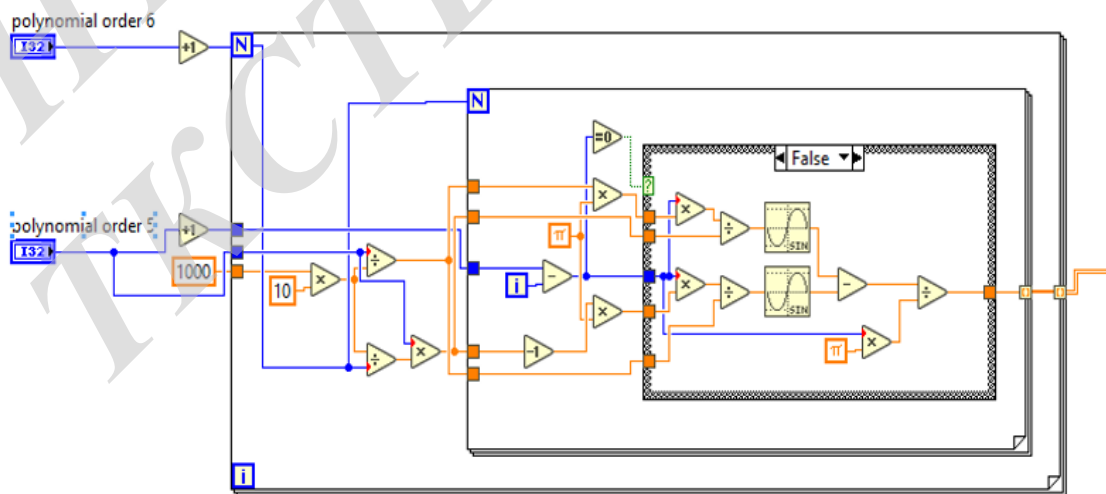


Рисунок 4.3 - Блок розрахунку субсмгової матриці

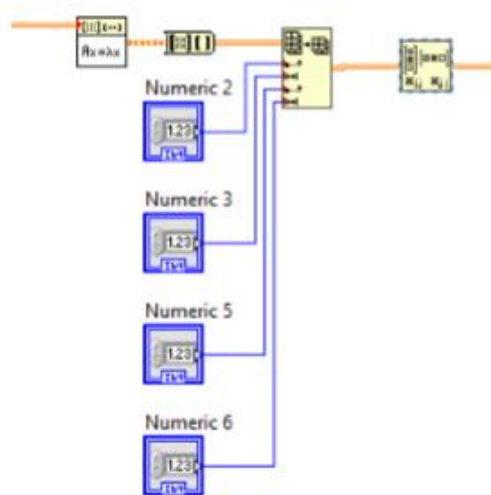


Рисунок 4.4 - Блок вибірки власних векторів субсмугової матриці

Блоки, представлені на рисунках 4.3 і 4.4 формують і здійснюють вибірку векторів, відповідно до виразу 18.

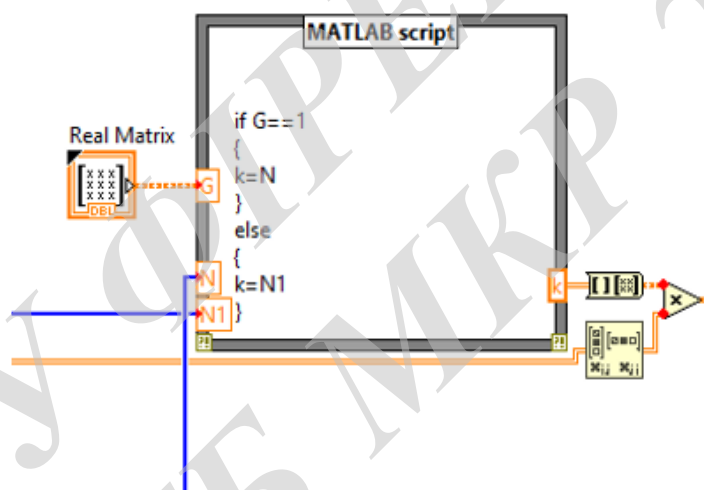


Рисунок 4.5 - Блок кодування інформаційних символів

Блок, який відповідає за кодування елементів послідовності, переданих даних (рисунок 4.4), присвоює інформаційній «1» кодову послідовність N , а інформаційному «0» послідовність $N1$. На наступному кроці здійснюється множення символів з власними векторами. Потім відбувається підсумовування перемноження елементів. Результат підсумовування, як раз і є, закодовану послідовність, призначену для передачі даних, при організації інформаційного обміну.

4.2 Програмно-апаратна реалізація алгоритму декодування даних на основі власних векторів субсмугових матриць

Алгоритм декодування даних здійснюється в кілька етапів. На першому етапі проводиться розрахунок субсмугової матриці і власних векторів, ідентичний, тому, який здійснювався в процесі кодування даних (рисунок 4.5).

З огляду на той факт, що вибірка векторів в пристрої кодування і декодування повинна бути однаковою, в момент організації інформаційного обміну, разом з закодованими даними, здійснюється передача інформації про порядковий номер вектора і інтервалу частот.

На другому етапі здійснюється, безпосередньо, процес декодування прийнятих даних. Процес декодування даних, полягає в, перемноженні ШШСКК з високочастотним гармонійним коливанням, проходження її через низькочастотний фільтр і перемноження на транспоновану ШШСКК, аналогічну до тієї, яка була сформована в процесі кодування даних. Фактично всі блоки необхідні для виконання даної процедури, аналогічні блокам, що застосовуються при кодуванні даних на основі власних векторів субсмугових матриць, за винятком блоків, що визначають, яка з N послідовностей прийшла на приймальню бік (рисунок 4.6), і блоку рішення прийому інформаційного символу (рисунок 4.7).

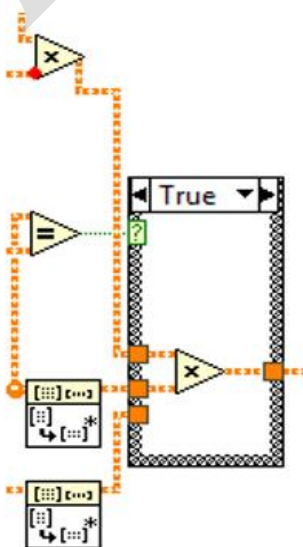


Рисунок 4.6 – Блок порівняння прийнятої ШШСКК з вибіркою з регістру

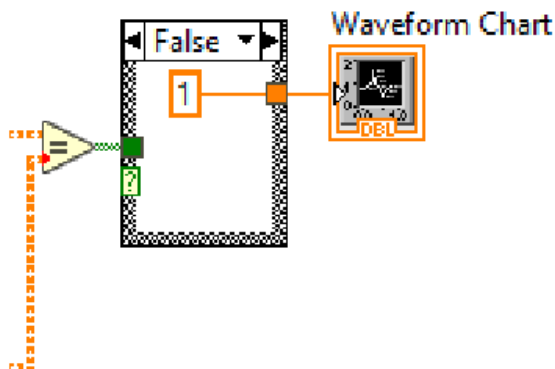


Рисунок 4.7 - Блок рішення прийому інформаційного символу

4.3 Програмно-апаратна реалізація алгоритму кодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису

Сутність алгоритму кодування даних з використанням ШШСКК, на основі лінійно-частотного модульованого базису, полягає в наступному.

Кожен елемент символу переданого інформаційного повідомлення, в якому закодована інформація, що передається («1» і «0»), представляється у вигляді набору лінійно-частотного модульованого базису, кількість яких є взаємно простими числами (N_1 і N_2). Причому крутизна модуляційних характеристик ($\mu = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta F}{T}$) зазначеного базису однакова як для елемента символу переданого інформаційного повідомлення, в якому закодована «1», так і для елемента символу переданого інформаційного повідомлення, в якому закодований «0», а час одного інформаційного елемента дорівнює тривалості, що кодує ПВП, для «1»:

$$T_{inf 1} = N_1 \cdot t_1,$$

де t_1 - тривалість елемента першої ПВП

і відповідно для «0»:

$$T_{inf 0} = N_2 \cdot t,$$

де t - тривалість елемента другий ПВП.

Відповідно до представленого алгоритму кодування даних з використанням

ШШСКК, на основі лінійно-частотного модульованого базису, була реалізована програма в середовищі LabView, яка складається з наступних блоків:

- блок вибірки коду абонента;
- блок генерації, що кодує ПВП;
- блок генерації лінійно-частотного модульованого базису;
- блок відповідає, за кодування даних.

Схематичне виконання даних блоків представлено на рисунках 4.8-4.11

Блок вибірки коду абонента (рисунок 4.8), являє собою вибірку кількості кодують елементів ПВП, для інформаційної «1» і «0» з матриці X. Блок генерації ПВП представлений на рисунку 4.9.

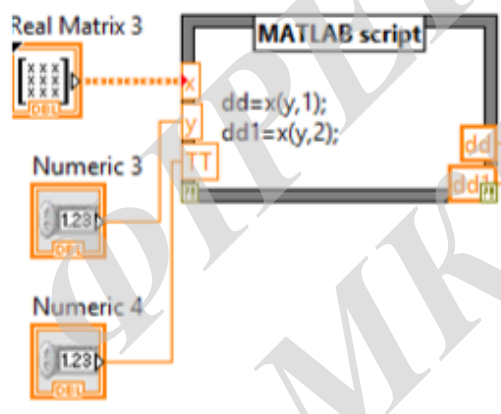


Рисунок 4.8 - Блок вибірки коду абонента

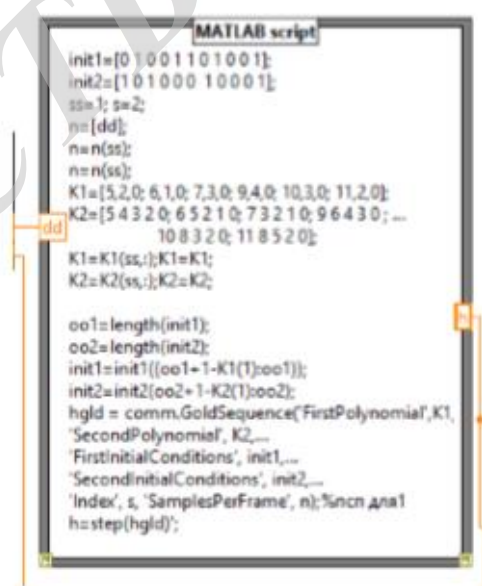


Рисунок 4.9 - Блок генерації, кодуючої ПВП

Після присвоєння інформаційної «1» і «0», відповідних кодувань ПВП, відбувається розрахунок тривалості імпульсу (рисунок 4.10), необхідного для формування лінійно-частотного модульованого базису, блок генерації якого, представлений на рисунку 4.11.

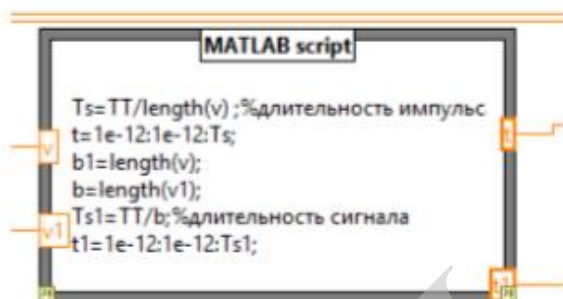


Рисунок 4.10 - Блок визначення довжини імпульсу

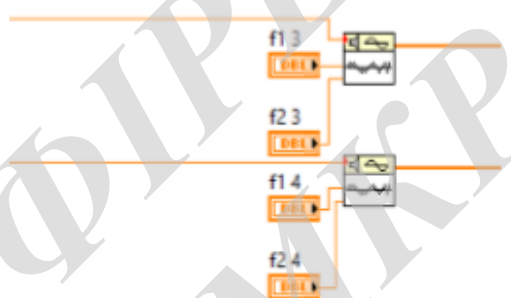


Рисунок 4.11 - Блок генерації лінійно-частотного модульованого базису

Блок кодування даних, представлений на рисунку 4.12, привласнює кожному елементу, що кодується ПВП, лінійно-частотного модульований базис, що відповідає тривалості.

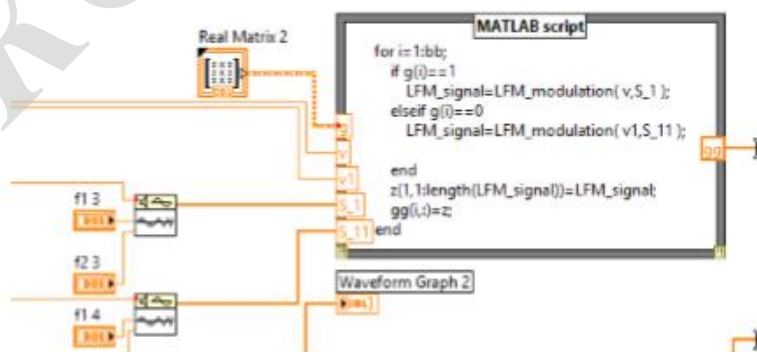


Рисунок 4.12 - Блок кодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису

4.4 Програмно-апаратна реалізація алгоритму декодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису

Декодування даних полягає у виконанні процедур формування ШШСКК на основі лінійно-частотного модульованого базису, ідентичною тій, яка була отримана в процесі кодування даних, з наступним перемножуванням закодованої ШШСКК і відповідної їй транспонованою. З огляду на той факт, що ЛЧМ базиси в пристрої кодування і декодування повинні бути однакові, в момент організації інформаційного обміну, разом з закодованими даними, здійснюється передача інформації про код абонента.

Фактично всі блоки необхідні для виконання процедури, декодування даних аналогічні блокам, що застосовуються при кодуванні даних з використанням ШШСКК, на основі лінійно-частотного модульованого базису, за винятком блоків, що визначають, яка з N послідовностей прийшла на приймальню бік (рисунок 4.13), і блоку рішення прийому інформаційного символу (рисунок 4.14).

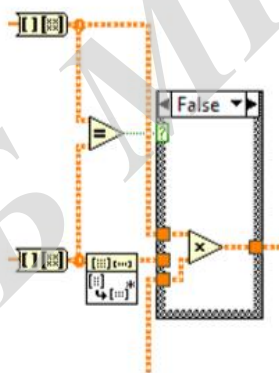


Рисунок 4.13 - Блок порівняння прийнятої ШШСКК з вибіркою з регістру

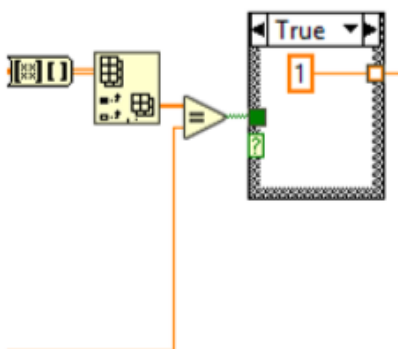
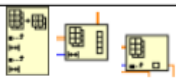



Рисунок 4.14 - Блок рішення прийому інформаційного символу

Умовні позначення функціональних блоків, використаних при створенні пристроїв кодування та декодування з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій забезпечують підвищення завадостійкості супутникових інформаційних комунікацій, в середовищі LabVIEW 2016 надані в таблиці 8.

Таблиця 4.1 - Умовні позначення функціональних блоків в середовищі LabVIEW 2016.

Умовне позначення	Найменування та коментарі
	Блоки алгебричних операцій
	Генератори гармонічних коливань
	Блоки роботи з масивами
	Блок рішення
	Блок транспортування елементів масиву
	Блок генерації ПВП
	Блоки роботи з матрицями
	Блок, що забезпечує умови відбору власних векторів матриці

4.5 Висновки до розділу

1. Запропоновано пристрій, що дозволяє реалізувати алгоритм кодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі застосування власних векторів субсмугової матриці, які забезпечують підвищену стійкість переданих даних.

2. Запропоновано пристрій, що дозволяє реалізувати алгоритм декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі застосування власних векторів субсмугової матриці, які забезпечують підвищену стійкість переданих даних.

3. Запропоновано пристрій, що дозволяє реалізувати алгоритм кодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису, які забезпечують підвищену стійкість переданих даних.

4. Запропоновано пристрій, що дозволяє реалізувати алгоритм декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотного модульованого базису, які забезпечують підвищену стійкість переданих даних.

5. Розробка пристроїв, що дозволяють реалізувати алгоритми кодування і декодування даних, здійснювалася з використанням середовища програмного забезпечення для системного проектування LabVIEW.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем будемо здійснювати по 12-ом критеріям згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем заносимо до таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 - Результати оцінювання комерційного успіху дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем

Критерії	Експерти		
	Кононов С.П., к.т.н., доцент	Городецька О.С., к.т.н., доцент	Стальченко О.В., к.т.н., доцент
	Бали, виставлені експертами		
1	2	2	2
2	3	1	3
3	2	2	3

Продовження таблиці 5.1

4	3	1	2
5	3	2	3
6	2	2	2
7	3	2	3
8	2	2	2
9	3	2	1
10	3	3	3
11	2	2	3
12	3	3	2
Сума балів	31	24	29
Середньоарифметична сума балів, СБ	28		

За даними таблиці 5.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 50	Високий

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем.

5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи

5.2.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників) Z_0 , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.

У 2019 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць; T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p = (21...23)$ дні; t – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 5.1.

Таблиця 5.3 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	10000	476	5	2380
Інженер-програміст	8000	381	5	1905
Всього:				4285

Основна заробітна плата робітників Z_p , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (5.2)$$

де t_i – норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин; n – число робіт по видах та розрядах; C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу. C_i визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (5.3)$$

де M_m – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2019 році мінімальна заробітна плата становить – 4173 грн., K_i – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду, T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p = 21 \dots 23$ дні; T_{zm} – тривалість зміни, зазвичай $T_{zm} = 8$ годин.

Таблиця 5.4 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Налагоджувальні	3	7	38	1,54	114
Програмувальні	2	4	31,5	1,27	63
Всього					177

Додаткова заробітна плата Z_d всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Z_d = 0,1 \cdot (Z_p + Z_o) = 0,1 \cdot (4285 + 177) = 446,2 \text{ грн.} \quad (5.4)$$

Нарахування на заробітну плату N_{zp} розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

де Z_o – основна заробітна плата розробників, грн.; Z_p – основна заробітна плата робітників, грн.; Z_d – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.; β – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$N_{zp} = 0,22 \cdot (Z_p + Z_o + Z_d) = 0,22 \cdot (4285 + 177 + 446,2) = 1080 \text{ грн.} \quad (5.5)$$

Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень А, які використовувались під час (чи для) виконання даного етапу роботи.

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування А в цілому бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot На}{100} \cdot \frac{T}{12},$$

де Ц – загальна балансова вартість всього обладнання, комп'ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.; На – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що На = (10...25)%; Т – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Таблиця 5.5 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПК	10000	20	4	667
Всього			667	

Витрати на силову електроенергію $В_e$, якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$В_e = В \cdot П \cdot \Phi \cdot K_p, \text{ грн}$$

В – вартість 1 кВт/год. електроенергії, в 2019 р. $В \approx 8,45$ грн./кВт; П – установлена потужність обладнання, кВт; Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин, K_p – коефіцієнт використання потужності; $K_p < 1$.

- потужність обладнання складає – 0,5 кВт;
- кількість годин роботи складає – 700 годин;
- коефіцієнт використання потужності - 0,9;
- $В_e = 2662$ грн.

Інші витрати $V_{ін}$ охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати I_v можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто:

$$I_v = 2 \cdot (Z_o + Z_p) = 2 \cdot (4285 + 177) = 8924 \text{ грн.} \quad (5.6)$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати на виконання даної частини (розділу, етапу) роботи – V .

$$V = 18241 \text{ грн.}$$

5.2.2 Розрахунок собівартості дослідження підвищення завадостійкості широкопasmових супутникових телекомунікаційних систем

Витрати на силову електроенергію V_e , якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$V_e = V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{п}, \text{ грн}$$

V – вартість 1 кВт/год. електроенергії, в 2019 р. $V \approx 8,45$ грн./кВт; Π – установлена потужність обладнання, кВт; Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин, $K_{п}$ – коефіцієнт використання потужності; $K_{п} < 1$.

- потужність обладнання складає – 0,5 кВт;
- кількість годин роботи складає – 700 годин;
- коефіцієнт викор. потужності - 0,9;
- $V_e = 2662$ грн.

Основна заробітна плата робітників Z_p , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (5.7)$$

де t_i – норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин; n – число робіт по видах та розрядах; C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу. C_i визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_r \cdot T_{zm}}, \quad (5.8)$$

де M_m – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2019 році мінімальна заробітна плата становить – 4173 грн., K_i – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду, T_r – число робочих днів в місяці; приблизно $T_r = 21 \dots 23$ дні; T_{zm} – тривалість зміни, зазвичай $T_{zm} = 8$ годин.

Таблиця 5.6 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Налагоджувальні	3	7	38	1,54	114
Програмувальні	2	4	31,5	1,27	63
Всього					177

Додаткова заробітна плата Z_d всіх робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як $(10 \dots 12)\%$ від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Z_d = 0,1 \cdot (Z_o) = 0,1 \cdot (177) = 17,7 \text{ грн.} \quad (5.9)$$

Нарахування на заробітну плату N_{zp} розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

де Z_o – основна заробітна плата розробників, грн.; Z_r – основна заробітна плата робітників, грн.; Z_d – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.; β – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$N_{zp} = 0,22 \cdot (Z_o + Z_d) = 0,22 \cdot (177 + 17,7) = 42,8 \text{ грн} \quad (5.10)$$

«Загальновиробничі витрати» належать витрати: пов'язані з управлінням виробництвом (утримання працівників апарату управління виробництвом, оплата службових відряджень персоналу цехів, витрати на інформаційне забезпечення управління тощо); на повне відновлення та капітальний ремонт основних фондів загальновиробничого призначення; витрати некапітального характеру, пов'язані з удосконаленням технологій та організацією виробництва, поліпшенням якості

продукції; на утримання, обслуговування, поточний ремонт виробничих приміщень; на контроль за виробничими процесами та якістю продукції.

Крім того, загальновиробничі витрати з розрахунку на одиницю продукції можна розрахувати за нормативами відносно до основної заробітної плати основних робітників, які виготовляють продукцію:

$$ЗВВ = Нв \cdot З_0, \quad (5.11)$$

Норматив загальновиробничих витрат становить 230-270%.

$$ЗВВ = 2,3 \cdot 177 = 407,1 \text{ грн,}$$

Сума попередніх витрат утворює виробничу собівартість розробки:

$$S_B = 3307 \text{ грн.}$$

5.3 Розрахунок мінімальної ціни та чистого прибутку від реалізації дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем

Ціна – це грошовий вираз вартості товару (продукції, послуги). Вона завжди коливається навколо ціни виробництва (перетвореної форми вартості одиниці товару, що дорівнює сумі витрат виробництва й середнього прибутку) та відображає рівень суспільне необхідних витрат праці.

Виходячи з того, що розробки, як правило, приймаються та впроваджуються за завданням замовника, або коли результатом розробки є продукція, що підлягає державному регулюванню, то нижню межу ціни реалізації розробки можна розрахувати за формулою:

$$Ц = S_B \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{\omega}{100}\right), \quad (5.12)$$

де S_B – виробнича собівартість інноваційного рішення, грн.; P – норматив рентабельності узгоджений із замовником або встановлений державою, ($P=30\dots60\%$); w – ставка податку на додану вартість, % (в 2019 році $w=20\%$).

$$Ц = 3307 \cdot \left(1 + \frac{30}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{20}{100}\right) = 5159 \text{ грн.}$$

Чистий прибуток від реалізації розробки можна розрахувати за формулою:

$$П = \left(Ц - \frac{(Ц-MP) \cdot f}{100} - S_B - \frac{q \cdot S_B}{100}\right) \cdot \left(1 - \frac{h}{100}\right) \cdot РП, \quad (5.13)$$

де $Ц$ – ціна розробки, грн.; MP – вартість матеріальних та інших ресурсів, що були придбані виробником для виготовлення розробки ($MP=(0,1\dots0,2) Ц_p$), грн.; f – зустрічна ставка податку на додану вартість, %; S_B – виробнича собівартість розробки, грн.; q – норматив, який визначає величину адміністративних витрат, витрат на збут та інші операційні витрати, % (рекомендовано $q=5\dots10\%$); h – ставка податку на прибуток, %, $РП$ – прогнозований попит продажів:

$$П = 14815 \text{ грн.}$$

5.4 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в науковідслідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій $T_{ок}$ можна розрахувати за формулою:

$$T_{ок} = \frac{B}{П} = \frac{18241}{14815} = 1,23 \text{ роки.} \quad (5.14)$$

Оскільки $T_{ок} < 3\dots5$ років, то фінансування даного наукового дослідження підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем є доцільним.

ВИСНОВКИ

1. Найбільш перспективним підходом, використовуваним для підвищення завадостійкості та надійності інформаційного обміну з використанням супутникових телекомунікаційних систем, є застосування в якості передавачів інформації в зазначених системах сигнально-кодових конструкцій, створених на основі спеціальних кодів і нових методів розширення спектру;

2. Розроблені в роботі метод та алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць дозволяють підвищити стійкість перед перешкодами низькоорбітальних і геостаціонарних супутникових інформаційних комунікацій з кодовим поділом адрес більш ніж на два порядки ($4,175 \cdot 10^{-8}$) в порівнянні з застосуванням в якості переносників інформації в зазначених системах існуючих в даний час ШШСКК ($7,46 \cdot 10^{-5}$) через значно більшу ширину смуги частот, в якій розподілені енергетичні складові розробленого класу ШШСКК;

3. Розроблені в роботі метод і алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі лінійно-частотно модульованих базисів дозволяють підвищити стійкість і надійність обробки інформації високоорбітальних супутникових інформаційних комунікацій з кодовим поділом адрес в більш ніж на порядок ($2,081 \cdot 10^{-6}$) в порівнянні з застосуванням в якості переносників інформації в зазначених системах існуючих в даний час ШШСКК ($2,121 \cdot 10^{-5}$) порівняно з застосуванням в якості переносників інформації в зазначених системах існуючих в даний час ШШСКК через повну інваріантності до доплерівської неузгодженості по частоті розробленого класу ШШСКК;

4. Розроблені алгоритми досить просто і ефективно можуть бути реалізовані за допомогою засобів сучасної цифрової обчислювальної техніки, створеної на принципах програмно апаратної реалізації.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Белов С.П. Методы и алгоритмы повышения эффективности информационно-телекоммуникационных систем при хранении и передаче речевых данных: дис. д-ра. тех. наук: 05.13.01 - Белгород, 2012. - 438с.
2. Белов С.П. О применении сигнальных методов помехозащищенности в спутниковых системах связи [Текст] / С.П. Белов, А.С. Белов, А.С. Белов, А.В. Коськин, С.И. Маторин, С.А. Рачинский // Информационные системы и технологии. - 2018. - №6(110).- С.95-105
3. Белов С.П. О сравнительной оценке частотных характеристик различных классов широкополосных канальных сигналов [Текст] / С.П. Белов, И.И. Олейник, С.А. Рачинский // Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика. - 2018. - №2. - Т. 45 - С.394-403
4. Белов С.П. О влиянии доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем со сложными сигналами [Текст] / С.П. Белов, Е.Г. Жилияков, С.А. Рачинский, А.С. Белов, А.С. Белов, Н.О. Ефимов // Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика. - 2017. - №9 (258). Вып. 42- С.179-186
5. Белов С.П. Об одном способе цикловой синхронизации широкополосных сигналов. [Текст] / С.П. Белов, Е.Г. Жилияков, А.С.Белов, С.А. Рачинский // Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика - 2015. - №19 (216). Вып. 36/1 - С.187-190
6. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович // - М.: Техносфера, 2015 - 592 с.
7. Волков, Л.Н., Немировский, М.С., Шинаков, Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: Учеб. Пособие. — М.: Эко- Трендз, 2014. - 392.С. ил.
8. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь [Текст]. Учебное пособие для вузов. - М.: Горячая линия-Телеком, 2017. - 432 с.

9. Гантмахер В. Е., Быстров, Н. Е., Чеботарев, Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка [Текст]. - СПб.: Наука и техника, 2016 - 400 с.
Гаранин, М. В. Системы и сети передачи информации [Текст]/ М. В. Гаранин, В. И. Журавлев, С. В. Кунегин. - М.: Радио и связь, 2011. - 336 с
10. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев // М.: Эко -Трендз, 2015 - 384 с. Гольденберг.
11. Гордиенко, В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для вузов [Текст] / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. - М: Горячая линия-Телеком, 2013. - 416 с.: ил.
12. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев // М.: Эко-Трендз, 2015 - 384 с.: ил.
13. Деев, В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи [Текст] / СПб.: Наука - 2017. - 267 с.
14. Дженкинс, Г., Ватте, Д. Спектральный анализ и его приложения Душин, В.К. Теоретические основы информационных процессов и систем [Текст] - М.: Издательско-торговая корпорация Дашков и К, 2013. - 348 с.
15. Дьяконов, В.П. Вейвлеты. От теории к практике [Текст]. Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: СОЛОН-Пресс, 2014. - 400 с.
16. Жиликов Е.Г., Белов С.П., Туяков С.В., Урсол Д.В., О наилучшем ортогональном базисе для субполосного анализа и синтеза сигналов. Информационные системы и технологии. 2012. 2(64): 26-33 С.
17. Черноусов А.В., Кузовников А.В., Сомов В.Г., Принципы организации адаптивной системы широкополосной связи с использованием вейвлет-модулирующих функций. Электросвязь. 2014, № 12:14-17 С.
18. Умняшкин, С.В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов [Текст] / М.: ИД «ФОРУМ»: ИНФРА-М – 2015 - 304 с.

ДОДАТКИ

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри ТКСТБ ВНТУ
канд. техн. наук, професор
Г.Г.Бортник
“ ” _____ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ШИРОКОСМУГОВИХ
СУПУТНИКОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ
08-34.МКР.013.00.000 ТЗ

Керівник роботи
к.т.н., доц. кафедри ТКСТБ ВНТУ
Кононов С.П.

Виконавець: ст. гр. ТТК-18мі
Якімцев О.О.

Вінниця-2019

1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету від “02” 10 2019 року № 254 та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 02.09.2019 р.

Дата закінчення: 09.12.2019 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення завадостійкості ширококутових супутникових телекомунікаційних систем.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- розробка технічного завдання;
- аналіз завадостійкості КНШС системи;
- дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем;
- дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем;
- програмно-апаратна реалізація алгоритмів кодування і декодування даних з використанням ширококутових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій, що забезпечують підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій;

Об'єкт дослідження є шляхи збільшення завадостійкості ширококутових супутникових телекомунікаційних систем.

Предмет дослідження є методи підвищення завадостійкості завадостійкості ширококутових супутникових телекомунікаційних систем.

Основними завданнями роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;

- дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем;
- дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем;
- програмно-апаратна реалізація алгоритмів кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій, що забезпечують підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Розроблені в роботі метод та алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій на основі власних векторів субсмугових матриць дозволяють підвищити стійкість перед перешкодами низькоорбітальних і геостаціонарних супутникових інформаційних комунікацій з кодовим поділом адрес більш ніж на два порядки в порівнянні з застосуванням в якості переносників інформації в зазначених системах існуючих в даний час широкосмуговц шумоподібнц сигнально-кодовц конструкції через значно більшу ширину смуги частот, в якій розподілені енергетичні складові розробленого класу ШШСМКК.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Робота базується на результатах бакалаврської дипломної роботи “Дослідження завадостійкості надширокосмугових систем радіозв'язку”, яка виконувалась у ВНТУ у 2017/2018 н.р. Під час підготовки магістерської кваліфікаційної роботи будуть використані матеріали цієї БДР.

Список використаних джерел розробки:

1. Белов С.П. Методы и алгоритмы повышения эффективности информационно-телекоммуникационных систем при хранении и передаче речевых данных: дис. д-ра. тех. наук: 05.13.01 - Белгород, 2012. - 438с.
2. Белов С.П. О применении сигнальных методов помехозащищенности в спутниковых системах связи [Текст] / С.П. Белов, А.С. Белов, А.С. Белов, А.В. Коськин, С.И. Маторин, С.А. Рачинский // Информационные системы и технологии. - 2018. - №6(110).- С.95-105
3. Белов С.П. О сравнительной оценке частотных характеристик различных классов широкополосных канальных сигналов [Текст] / С.П. Белов, И.И. Олейник, С.А. Рачинский // Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика. - 2018. - №2. - Т. 45 - С.394-403
4. Белов С.П. О влиянии доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем со сложными сигналами [Текст] / С.П. Белов, Е.Г. Жиляков, , С.А. Рачинский, А.С. Белов, А.С. Белов, Н.О. Ефимов // Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика. - 2017. - №9 (258). Вып. 42- С.179-186
5. Белов С.П. Об одном способе цикловой синхронизации широкополосных сигналов. [Текст] / С.П. Белов, Е.Г. Жиляков, А.С.Белов, С.А. Рачинский // Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика - 2015. - №19 (216). Вып. 36/1 - С.187-190
6. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович // - М.: Техносфера, 2015 - 592 с.
7. Волков, Л.Н., Немировский, М.С., Шинаков, Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: Учеб. Пособие. — М.: Эко-Трендз, 2014. - 392.С. ил.
8. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь [Текст]. Учебное пособие для вузов. - М.: Горячая линия-Телеком, 2017. - 432 с.

9. Гантмахер В. Е., Быстров, Н. Е., Чеботарев, Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка [Текст]. - СПб.: Наука и техника, 2016 - 400 с. Гаранин, М. В. Системы и сети передачи информации [Текст]/ М. В. Гаранин, В. И. Журавлев, С. В. Кунегин. - М.: Радио и связь, 2011. - 336 с
10. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев // М.: Эко -Трендз, 2015 - 384 с. Гольденберг.
11. Гордиенко, В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для вузов [Текст] / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. - М.: Горячая линия-Телеком, 2013. - 416 с.: ил.
12. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев // М.: Эко-Трендз, 2015 - 384 с.: ил.
13. Деев, В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи [Текст] / СПб.: Наука - 2017. - 267 с.
14. Дженкинс, Г., Ватте, Д. Спектральный анализ и его приложения Душин, В.К. Теоретические основы информационных процессов и систем [Текст] - М.: Издательско-торговая корпорация Дашков и К, 2013. - 348 с.
15. Дьяконов, В.П. Вейвлеты. От теории к практике [Текст]. Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: СОЛОН-Пресс, 2014. - 400 с.
16. Жилияков Е.Г., Белов С.П., Туяков С.В., Урсол Д.В., О наилучшем ортогональном базисе для субполосного анализа и синтеза сигналов. Информационные системы и технологии. 2012. 2(64): 26-33 С.
17. Черноусов А.В., Кузовников А.В., Сомов В.Г., Принципы организации адаптивной системы широкополосной связи с использованием вейвлет-модулирующих функций. Электросвязь. 2014, № 12:14-17 С.

18. Умняшкин, С.В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов [Текст] / М.: ИД «ФОРУМ»: ИНФРА-М – 2015 - 304 с.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи ТТК-18мі Якімцев О.О.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати дослідження методу підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових телекомунікаційних систем

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

- швидкість передавання інформації – 9,6 Мбіт/с;
- частота дискретизації – 6 ГГц;
- носійна частота – 1,646 ГГц;
- тривалість інформаційної послідовності – 0,1 мс;
- довжина псевдовипадкової послідовності – 2047 біт;
- ширина смуги ФМ ПВП – 19,2 МГц;
- ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Морлета – 1344 МГц;
- ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням вейвлет Шеннона – 1559 МГц;
- ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням комплексного вейвлет Морлета – 1792 МГц;
- ширина смуги ШШСКК, отримані з використанням власних векторів субсмугових матриць – 3200 МГц.

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	02.09.2019р.	06.09.2019р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки (ТЕО)	09.09.2019р.	13.09.2019р.	Розроблене ТЕО	Вступ. Розділ 1.
3.	Дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем	16.09.2019р.	04.10.2019р.	Проведено дослідження	Розділ 2
4.	Дослідження завадостійкості сигнально-кодових конструкцій для високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем	07.10.2019р.	25.10.2019р.	Проведено дослідження	Розділ 3
5.	Програмно-апаратна реалізація алгоритмів кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій, що забезпечують підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій	28.10.2019р.	08.11.2019р.	Реалізовані алгоритми кодування	Розділ 4
6.	Аналіз економічної ефективності	11.11.2019р.	15.11.2019р.	Економічна частина МКР	Розділ 5

7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	18.11.2019р.	22.11.2019р.	Частина ОП та БНС	Розділ 6
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	25.11.2019р.	29.11.2019р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Нормоконтроль, попередній захист, рецензування МКР	02.12. 2019р.	06.12.2019р.	Позитивні відзиви	Відзив. рецензія
10.	Захист МКР ЕК		09.12. 2019р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- аналіз завадостійкості КНШС системи;
- сигнально-кодові конструкції для низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем;
- сигнально-кодові конструкції для високоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем;
- алгоритм кодування і декодування даних з використанням широкосмугових шумоподібних сигнально-кодових конструкцій, що забезпечують підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій;
- економічна частина МКР;
- розділ ОП та БНС;

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується підвищення завадостійкості широкосмугових супутникових систем доступу.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відгук і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- блок схема формування несучого коливання і ПВП;
- блок схема розрахунку субсмугової матриці;
- блок схема кодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць;
- блок схема розрахунку і вибірки власних векторів;
- блок схема алгоритму декодування інформації;
- блок схема кодування даних з використанням ШШСКК, на основі лінійно-частотного модульованого базису;
- блок схема декодування даних;
- загальна схема пристрою кодування і декодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць;
- загальна схема пристрою кодування і декодування даних на основі лінійно-частотного модульованого базису;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;

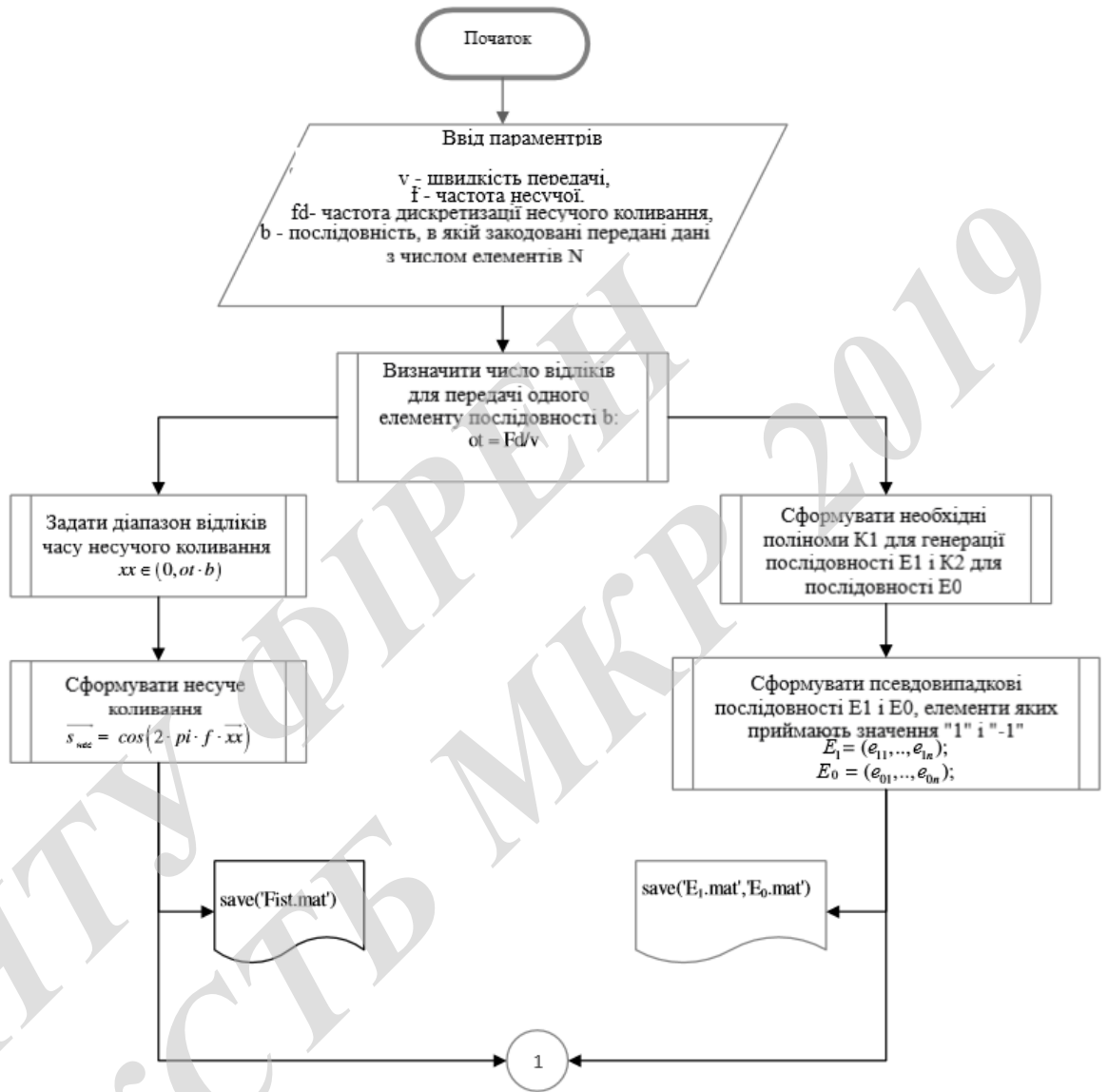
11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(обов'язковий)

Блок схема формування несучого коливання і ПВП

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

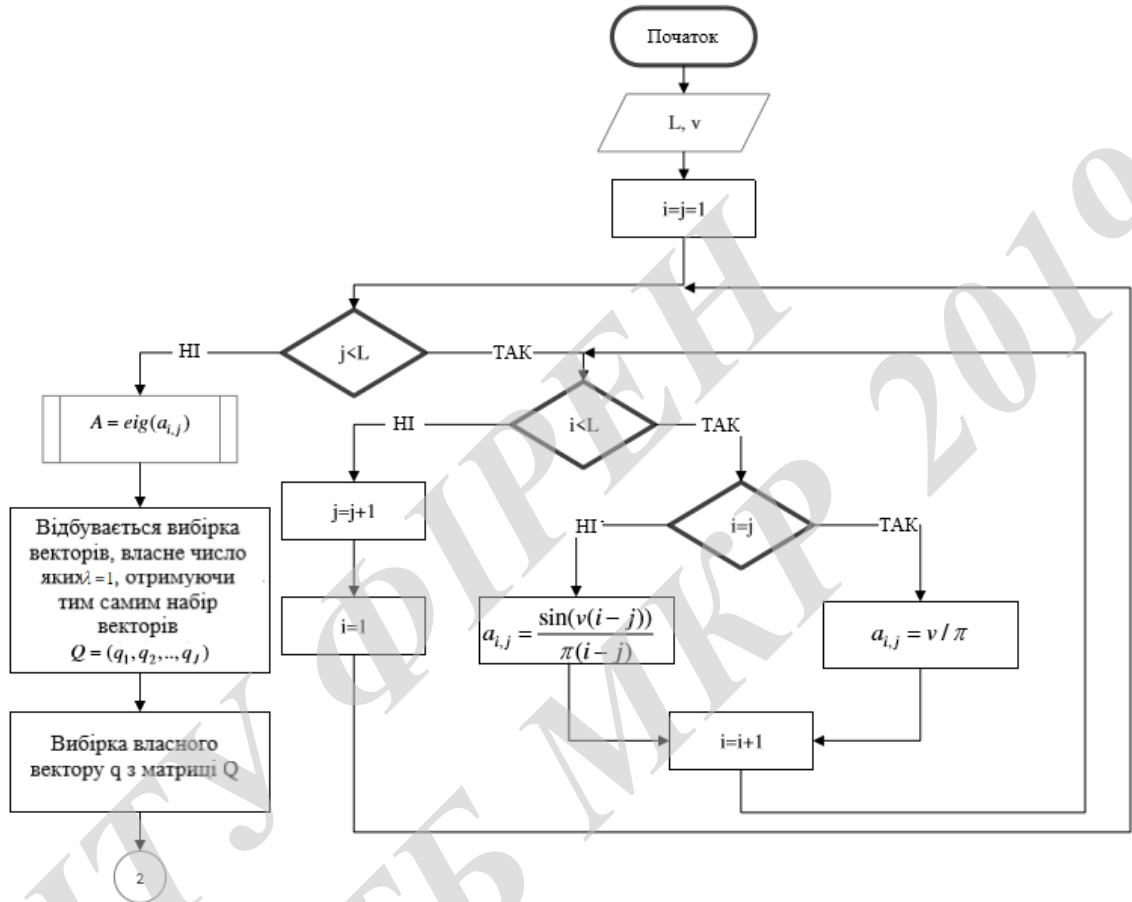


					08-34.МКР.013.00.000 E8		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімиев О.О			Літ.	Арк.	Акрушіє
Перевір.		Кононов С.П.				1	1
Н. Контр.		Кононов С.П.			ВНТУ, зр. ТТК – 18м		
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Додаток В
(обов'язковий)

Блок схема розрахунку субсмугової матриці

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



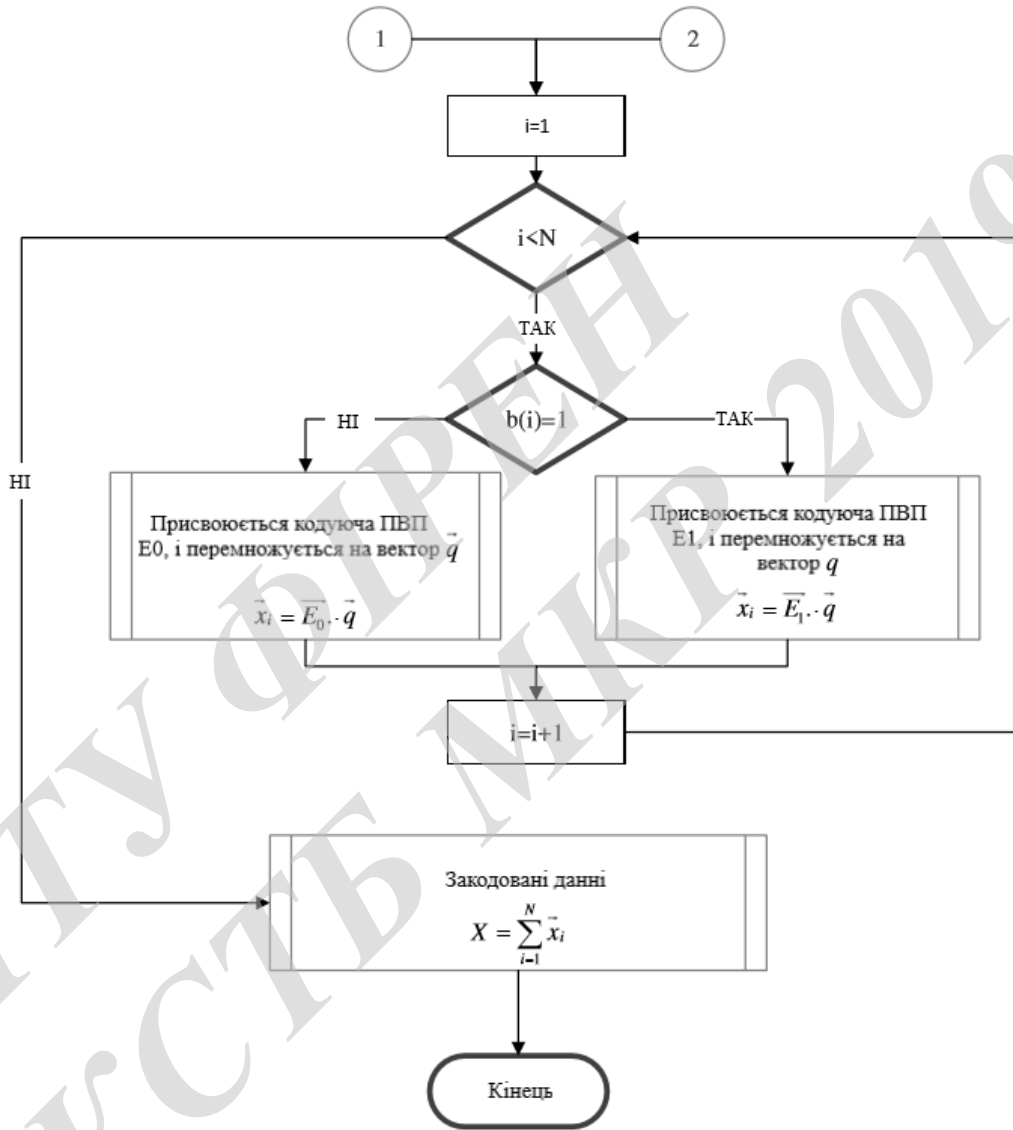
					08-34.МКР.013.00.000 Е8		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімиев О.О			Літ.	Арк.	Акрушіє
Перевір.		Кононов С.П				1	1
Н. Контр.		Кононов С.П			ВНТУ, зр. ТТК – 18м		
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Блок схема розрахунку
субсмугової матриці

Додаток Г
(обов'язковий)

Блок схема кодування даних з використанням ШШСКК, на основі власних
векторів субсмугових матриць

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



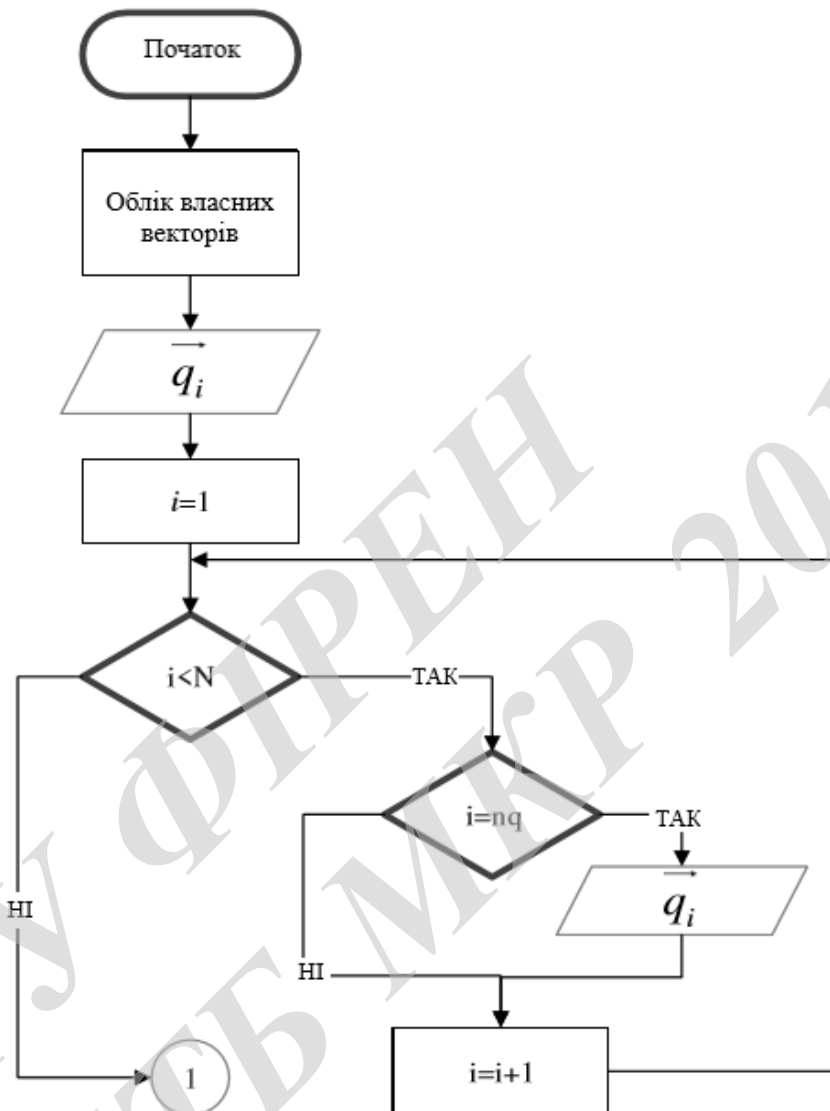
					08-34.МКР.013.00.000 Е8		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімиев О.О			Літ.	Арк.	Акрушіє
Перевір.		Кононов С.П.				1	1
Н. Контр.		Кононов С.П.			2		
Реценз.					ВНТУ, гр. ТТК – 18м		
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Блок схема кодування даних з використанням ІШСКК, на основі власних векторів субматриць

Додаток Д
(обов'язковий)

Блок схема розрахунку і вибірки власних векторів

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



08-34.МКР.013.00.000 Е8

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімиев О.О			Літ.	Арк.	Акрушіє
Перевір.		Кононов С.П.				1	1
Н. Контр.		Кононов С.П.			ВНТУ, зр. ТТК – 18м		
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					

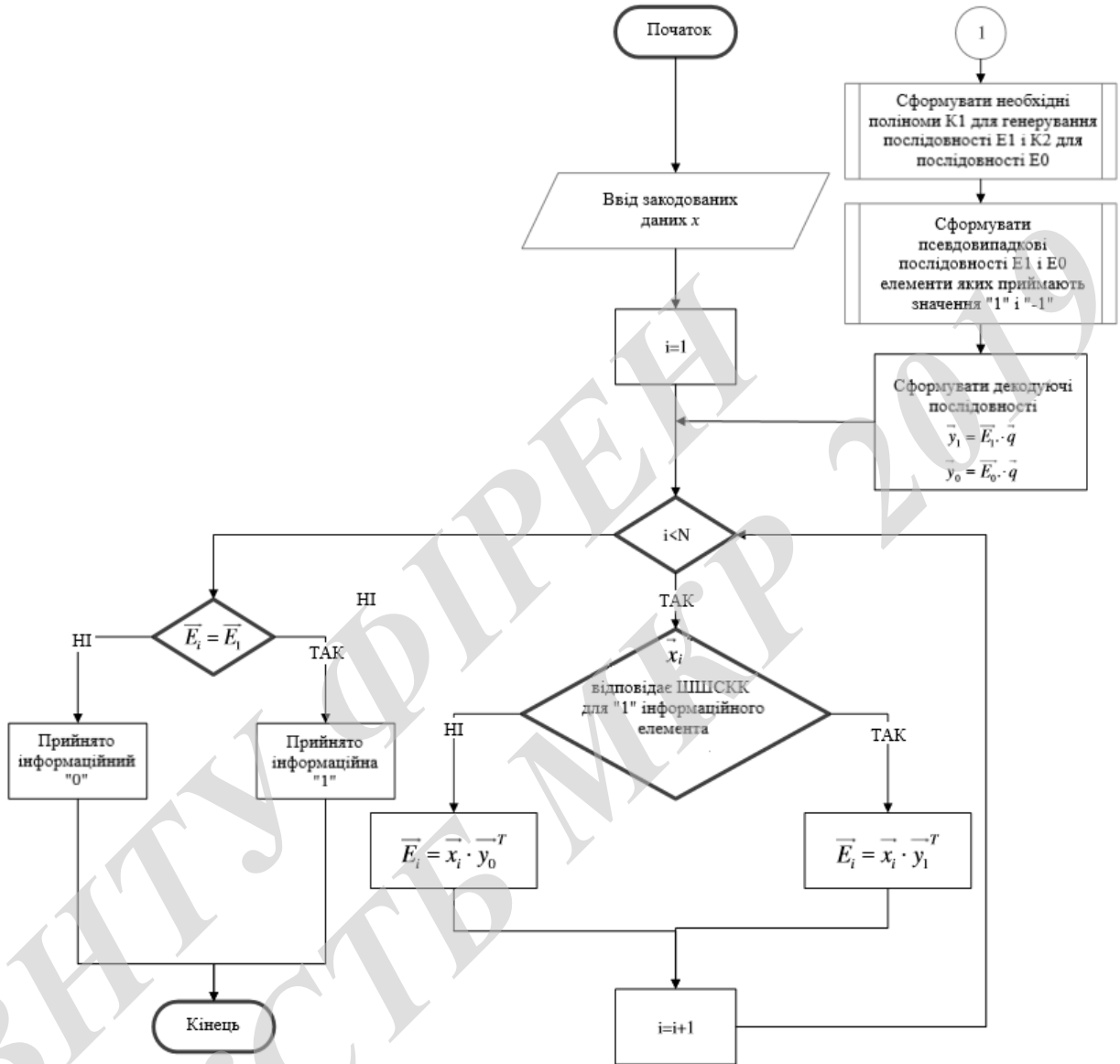
Блок схема розрахунку і
вибірки власних векторів

ВНТУ, зр. ТТК – 18м

Додаток Е
(обов'язковий)

Блок схема алгоритму декодування інформації

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



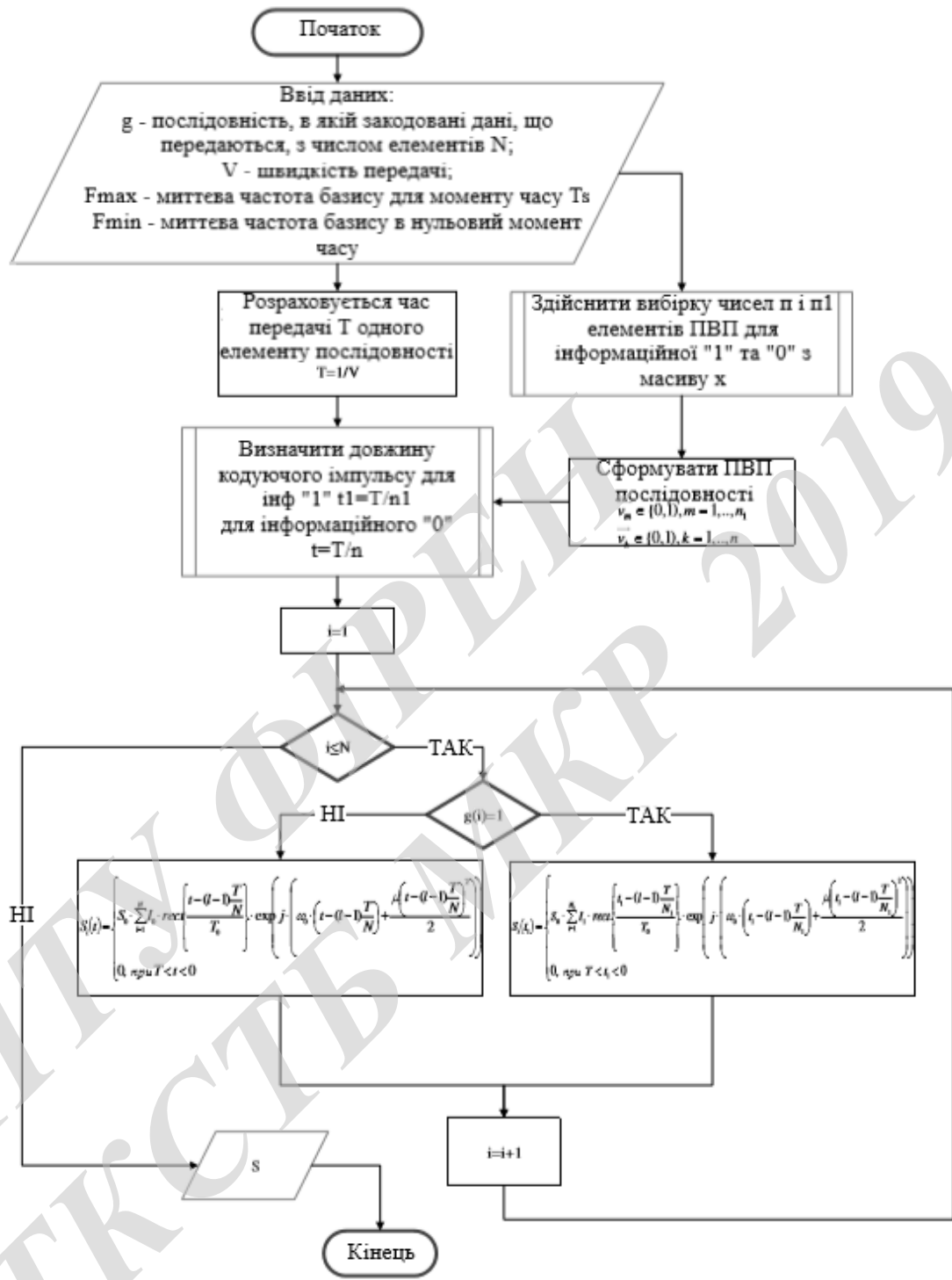
					08-34.МКР.013.00.000 Е8		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімиев О.О			Літ.	Арк.	Акрушів
Перевір.		Кононов С.П.				1	1
Н. Контр.		Кононов С.П.			ВНТУ, гр. ТТК – 18м		
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Блок схема алгоритму декодування інформації

Додаток Є
(обов'язковий)

Блок схема кодування даних з використанням ШШСКК, на основі лінійно-частотного модульованого базису

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



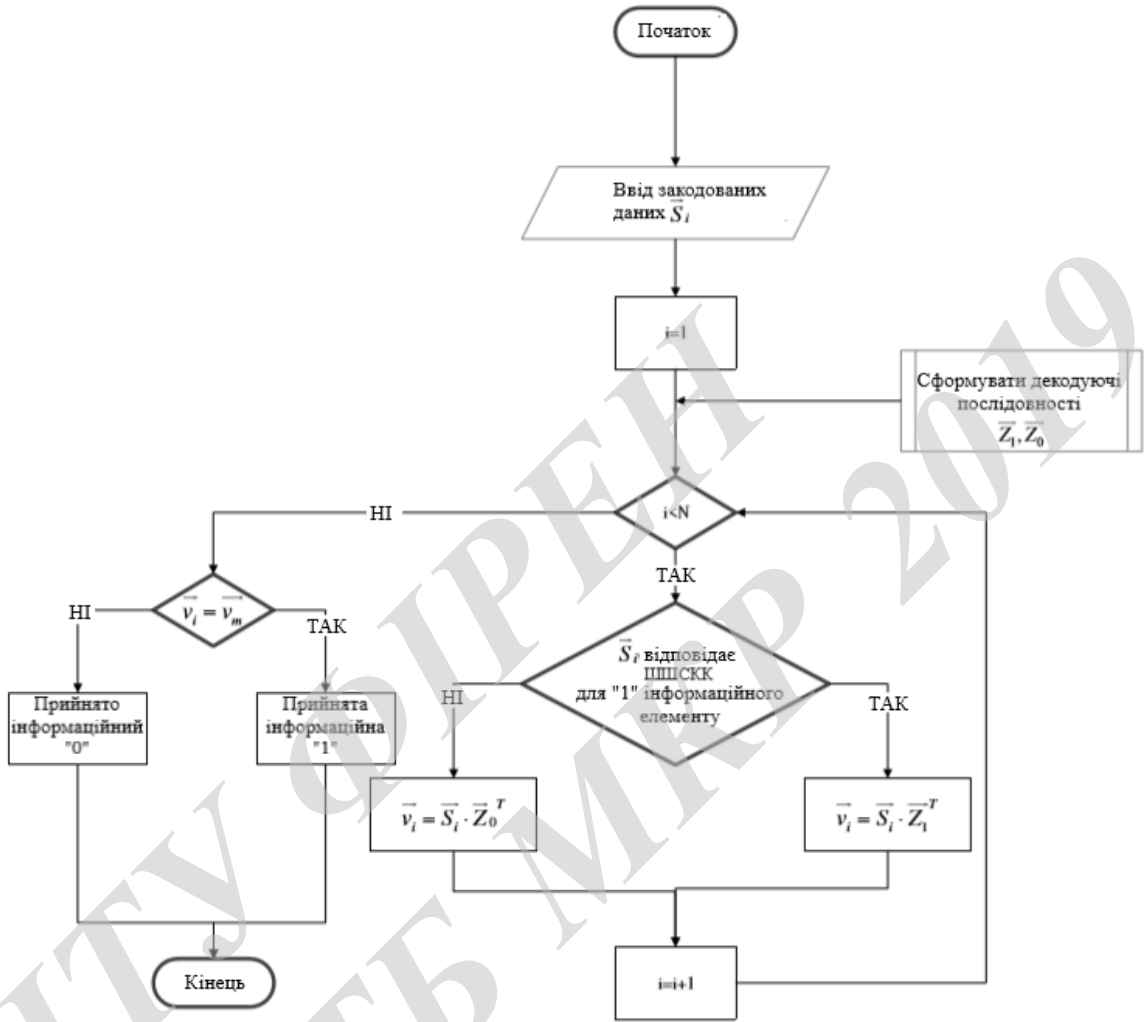
					08-34.МКР.013.00.000 Е8		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімієв О.О			Літ.	Арк.	Акрушіє
Перевір.		Кононов С.П.				1	1
Н. Контр.		Кононов С.П.			ВНТУ, гр. ТТК – 18м		
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Блок схема кодування даних з використанням ІШСКСК, на основі лінійно-частотного модульованого базису

Додаток Ж
(обов'язковий)

Блок схема декодування даних

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



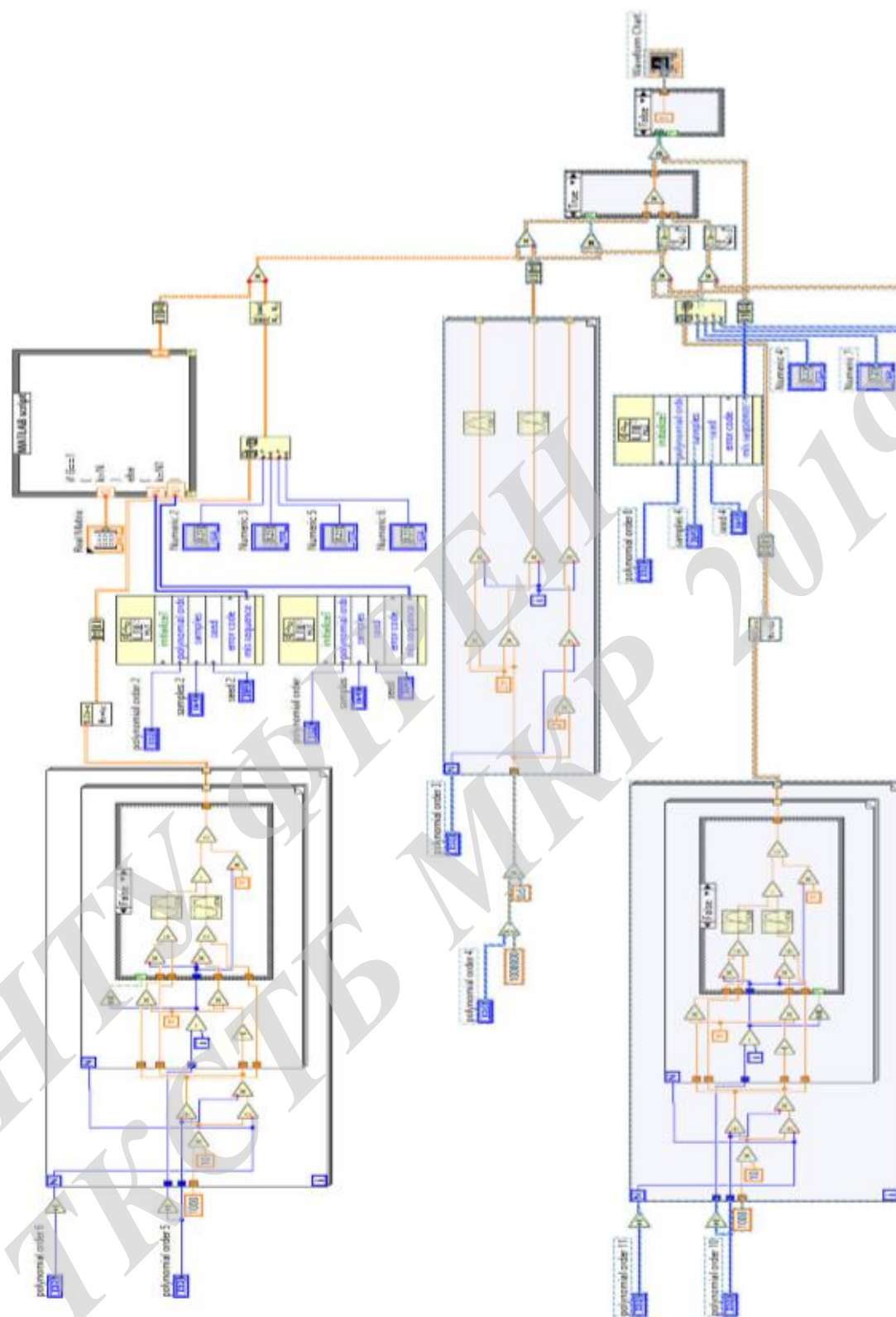
					08-34.МКР.013.00.000 Е8		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Якімієв О.О			Літ.	Арк.	Акрушіє
Перевір.		Кононов С.П.				1	1
Н. Контр		Кононов С.П.			ВНТУ, гр. ТТК – 18м		
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Блок схема декодування даних

Додаток З
(обов'язковий)

Загальна схема пристрою кодування і декодування даних з використанням
ШШСКК, на основі власних векторів субсмугових матриць

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

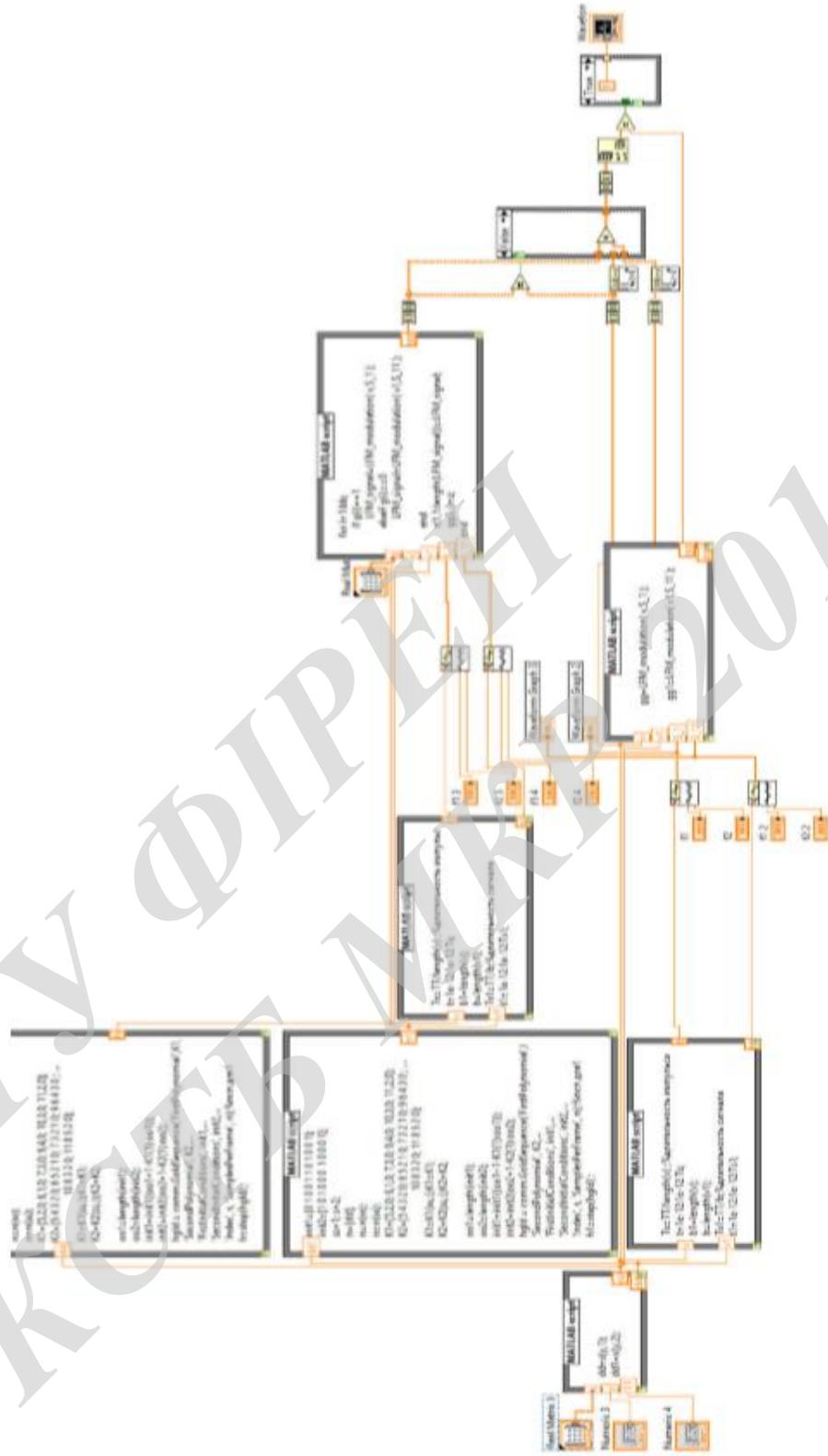


					08-34.МКР.013.00.000 Е8			
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Загальна схема пристрою кодування і декодування даних з використанням ШШССКК, на основі власних векторів субсмугових матриць	Літ.	Арк.	Акрушів
Розроб.		Якімиев О.О					1	1
Перевір.		Кононов С.П.				ВНТУ, гр. ТТК – 18м		
Н. Контр.		Кононов С.П.						
Реценз.								
Затверд.		Бортник Г.Г.						

Додаток І
(обов'язковий)

Загальна схема пристрою кодування і декодування даних на основі
лінійно-частотно модульованого базису

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019



					08-34.МКР.013.00.000 Е8					
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Загальна схема пристрою кодування і декодування даних на основі лінійно-частотно модульованого базису					
Розроб.		Якімиев О.О						Літ.	Арк.	Акрушів
Перевір.		Кононов С.П.							1	1
Н. Контр.		Кононов С.П.						ВНТУ, гр. ТТК – 18м		
Реценз.										
Затверд.		Бортник Г.Г.								