

Пояснювальна записка

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

на тему:

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ОБРОБЛЕННЯ ШУМОПОДІБНИХ
СИГНАЛІВ У СУПУТНИКОВИХ РАДІОНАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ
08-34.МКР.007.00.000 ПЗ

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

_____ Мельник О.О.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ

_____ Михалевський Д.В.

« ____ » _____ 2019 р.

Рецензент: к.т.н., доцент каф. БМІ

_____ Тимчик С.В.

« ____ » _____ 2019 р.

РЕФЕРАТ

УДК 621.391

Мельник Олексій Олександрович. Дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 135 с. На українській мові.

Рисунків 54, таблиць 9, бібліографія 39.

Запропоновано формувати вимірювальні навігаційні сигнали на основі комплексних псевдовипадкових послідовностей. Встановлено, що застосування багатопозиційних ПСП і відповідних підносійних дозволяє більш гнучко управляти формою і розташуванням на частотній осі спектральною щільністю потужності шумоподібного сигналу при виборі фазової структури підносійної, в порівнянні з меандровими сигналами.

В роботі показано, що дійсна частина АКФ сигналів на багатопозиційних підносійних може істотно відрізнитися від модуля АКФ. Тому спільна оцінка частоти і затримки фази вимірювального сигналу за критерієм максимальної правдоподібності при роботі з дійсною частиною АКФ може забезпечити більшу точність оцінки затримки сигналу в порівнянні з традиційним алгоритмом, величина якої залежить від вибору структури застосовуваного сигналу. Величина виграшу може скласти кілька метрів. Крім того, виявлені спектральні характеристики сигналів такі, що в разі використання дзеркальних багатопозиційних підносійних у виділеній смузі частот можна розмістити в 2 рази більше сигналів у порівнянні з ВОС-сигналами при відносно невеликих довжинах застосовуваних ПСП.

Обчислювальна складність розглянутих алгоритмів дозволяє істотно скоротити час виявлення сигналу. Для використовуваних в сучасних навігаційних системах ПСП довжинами до 10230 виграш становить більше двох порядків.

ABSTRACT

UDC 621.391

Melnyk Oleksiy Alexandrovich. Investigation of noise signal processing algorithms in satellite radio navigation systems. Master's qualification work in the specialty "Telecommunications and Radio Engineering" - Vinnitsa: VNTU, 2019. - 135 p. In Ukrainian language.

Figures 54, Tables 9, Bibliography 39.

It is proposed to form measurement navigation signals based on complex pseudorandom sequences. It is established that the use of multiposition PSPs and corresponding subcarriers allows more flexible control of the shape and location on the frequency axis of the spectral power density of the noise-like signal when choosing the phase structure of the subcarrier, compared to meander signals.

It is shown in the paper that the real part of the ACF signals on the multi-position subcarriers can be significantly different from the ACF module. Therefore, the joint estimation of the frequency and delay of the phase of the measuring signal by the criterion of maximum likelihood when working with a real part of the ACF can provide greater accuracy of estimation of the delay of the signal in comparison with the traditional algorithm, the value of which depends on the choice of the structure of the signal used. The payoff can be several meters. In addition, the detected spectral characteristics of the signals are such that in the case of the use of multi-position mirrored subcarriers in the selected bandwidth can be placed 2 times more signals compared to BOS signals at relatively short lengths of the used PSP.

The computational complexity of the considered algorithms can significantly reduce the detection time of the signal. For current UAV navigation systems up to 10230 in length, the payout is more than two orders of magnitude.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	7
1 АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ СУЧАСНИХ СРНС	11
1.1 Огляд базових властивостей сучасних СРНС	11
1.2 Структури шумоподібних сигналів, що застосовуються в СРНС	16
1.3 Структури меандрових сигналів СРНС	20
1.4 Порівняльний аналіз характеристик навігаційних сигналів.....	21
1.5 Висновки до розділу 1	24
2 РОЗРОБКА МЕАНДРОВИХ СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНИМИ ПІДНОСІЙНИМИ І ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЇХ КОРЕЛЯЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ.....	26
2.1 Структурні властивості навігаційних сигналів, що формуються на основі багатопозиційних ПСП.....	26
2.2 Дослідження форми основного піку АКФ сигналів на основі багатопозиційних підносійних	29
2.3 Дослідження характеристик бічних піків АКФ і кореляційних властивостей сигналів на основі багатопозиційних підносійних	35
2.4 Висновки до розділу 2	46
3 СПЕКТРАЛЬНІ ВЛАСТИВОСТІ НАВІГАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ НА БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ ПІДНОСІЙНИХ	48
3.1 Висновки до розділу 3	60
4 РОЗРОБКА І АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ КВАЗІОПТИМАЛЬНИХ ПРИСКОРЕНИХ АЛГОРИТМОВ ПОШУКУ І ВИЯВЛЕННЯ НАВІГАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ	62
4.1 Взаємодія елементів структурної схеми пристрою пошуку і синхронізації шумоподібного сигналу	62
4.2 Базовий алгоритм роботи пристрою пошуку шумоподібного сигналу .	63
4.3. Прискорений пошук (виявлення) шумоподібного сигналу.....	66
4.4 Прискорене виявлення меандрових сигналів і сигналів з багатопозиційними підносійними	75
4.5 Зіставлення обчислювальної складності алгоритмів прискореного виявлення навігаційних сигналів	77
4.6 Характеристики прискореного виявлення сигналу в ППС	78
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	82

5.1 Технологічний аудит результатів проведених досліджень алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах	82
5.2 Розрахунок витрат на проведення досліджень	87
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	93
6.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	93
6.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат	93
6.1.2 Виробниче освітлення	94
6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	94
6.1.4 Виробничі випромінювання	97
6.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження	98
6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць	98
6.2.2 Електробезпека.....	98
6.2.3 Пожежна безпека	99
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях	99
6.3.1 Дослідження стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії іонізуючих випромінювань.....	100
6.3.2 Дослідження стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	101
6.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	104
6.4 Висновки до розділу 6	105
ВИСНОВКИ.....	106
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	108
ДОДАТКИ.....	Помилка! Закладку не визначено.
Додаток А (Технічне завдання)	Помилка! Закладку не визначено.
Додаток Б (Схема генератора багатопозиційної МП)	120
Додаток В (Узагальнена структурна схема пристрою пошуку і спостереження за параметрами шумоподібного сигналу).....	122
Додаток Г (Структурна схема пристрою обробки сигналів).....	124
Додаток Д (Структурна схема ППС, сформованого на основі МП).....	126
Додаток Е (Порівняння швидкості роботи і прискореного алгоритму обчислення АКФ)	128
Додаток Є (Залежності обчислювальної складності алгоритму оброблення сигналів для різних ймовірностей пропуску сигналу)	130
Додаток Ж (Допустимі значення виробничих факторів).....	132

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АКФ – авто-кореляційна функція;
АПВ - автоматичне підстроювання часу;
ВКФ – взаємно-кореляційна функція;
ВОС – модульоване двійкове зміщення носійної;
ГЛОНАСС - глобальна навігаційна супутникова система (GLONASS);
ДКФ - двовимірна кореляційна функція;
КА - космічний апарат (супутник) СРНС;
КФ - кореляційна функція;
МВОС - мультиплексований ВОС;
МП - послідовність максимальної довжини (М-послідовність);
МС – меандрові сигнали;
ПСП - псевдовипадкова послідовностей;
СВОС - композитний ВОС;
СЛС - складний сигнал;
СРНС - Супутникова радіонавігаційної системи;
ФМ - фазова модуляція;
ФМн - фазова маніпуляція;
AltВОС – альтернативні сигнали ВОС;
CDMA - мультиплексування з кодовим розподілом;
Galileo - спільний проєкт супутникової системи навігації Європейського союзу і Європейського космічного агентства;
GPS - система глобального позиціонування;
FDMA - мультиплексування з частотним розподілом;
ТМВОС – часово-мультиплексований ВОС.

ВСТУП

Актуальність теми. В даний час активно розробляються і застосовуються супутникові радіонавігаційні системи (СРНС) - це, зокрема, GPS, часткова експлуатація якої почалася в 1973 році, ГЛОНАСС. Остаточний введення в експлуатацію супутникового угруповання європейської багатоцільовий навігаційної системи GALILEO передбачається в 2020 році. Також введені в експлуатацію японська Quasi-Zenith Satellite System (QZSS), а також китайська СРНС COMPASS [1-5].

У цивільному сегменті GPS і ГЛОНАСС застосовуються такі вимірювальні сигнали: L1 C/A на носійній частоті 1575,42 МГц при кодовому поділі сигналів супутників (GPS), а також L1 на середньої частоті 1602,00 МГц при частотному поділі (ГЛОНАСС). У військовому сегменті і для спеціальних споживачів використовують закриті сигнали P (Y) і L2. На їх основі в вищеназваних системах вдається забезпечити поточну точність позиціонування 3-5 метрів по горизонталі і 5-10 метрів по вертикалі при покритті 95% території земної поверхні [4].

Але в даний час в багатьох додатках необхідна точність позиціонування становить менше метра при реалізації єдиних принципів формування застосовуваних сигналів на всіх функціонуючих СРНС. Це повинно привести до якісного стрибка в забезпеченні електромагнітної сумісності великої кількості військових і цивільних СРНС, що працюють в L- діапазоні (L1 (1575,42 МГц) і L5 (1176,45 МГц)), а також можливості використання малогабаритних абонентських терміналів для прийому сигналів декількох супутникових угруповань одночасно. Тому останнім часом поряд з традиційними шумоподібним сигналами в GPS, Galileo, а також в QZSS використовуються нові класи радіосигналів, основу яких складають так звані ВОС (binary offset carrier modulated) - сигнали. Це власне ВОС-сигнали, а також МВОС-сигнали (Multiplexed ВОС), різновидами яких є ТМВОС-сигнали (Time-Multiplexed ВОС) і СВВОС-сигнали (Composite ВОС), а також AltВОС-сигнали (Alternative ВОС)) [1].

Зокрема, сигнали ВОС (10,5) і ВОС (1,1) використовуються у всіх вищевказаних СРНС, а МВОС (6,1,1 / 11) - в модернізованій GPS при формуванні L1С-сигналів і в Galileo стосовно до E1OS-сигналам. Сигнали Alt-ВОС (15,10) застосовуються в Galileo [4].

Аналіз останніх досліджень. Дослідження характеристик нових типів сигналів і розробка механізмів їх обробки для супутникових СРНС вироблялося в роботах Betz J.W., Blanco M. A., Cahn Ch. R., Progrid F., Brumberg M., Michahon W., Wang J., Avila- Rodriguez J.A., Hein G.W., Wallner S. A.,

Ярликова М.С., Харисова В.Н, Перова А.І. [6-10]. Як показав аналіз цих робіт, основною особливістю ВОС-сигналів являється виділення центральної області у основного піку їх автокореляційних функцій (АКФ), а у їх різновидів - ТМВОС- і СВОС-сигналів - «загострення» цього піку, в порівнянні з традиційними шумоподібними сигналами [7]. При цьому відношення сигнал/перешкода, потрібні для вимірювання параметрів навігаційного сигналу з допустимою похибкою, в системах з ВОС-сигналами при їх кодовому поділі досягається при частковому рознесенні спектрів цих сигналів. Але при кодовому розподілі шумоподібних сигналів традиційного типу основним ресурсом, що дозволяє підвищити відношення сигнал/шум, є значення бази вимірювального сигналу, яке забезпечується при збільшенні довжини оброблюваної псевдовипадковою послідовності (ПВП). Точність вимірювання затримки таких сигналів підвищується також при збільшенні ширини їх спектру. Тому ВОС-сигнали дозволяють підвищити точність вимірювання часу і ефективність використання спектра одночасно декількома навігаційними системами, в порівнянні з традиційними шумоподібними сигналами, лише тоді, коли в приймачах користувачів застосовуються відносно прості алгоритми обробки при обчисленні АКФ сигналів з відносно малими довжинами застосовуваних ПВП. Але підвищення ефективності алгоритму їх обробки, в процесі якого відбувається вимір затримки по часу і частоти, при обліку форми основного піку АКФ застосовуваного ВОС-сигналу, є проблематичним, в порівнянні з традиційними шумоподібними сигналами [8]. Доведено лише можливе підвищення точності вимірювання затримки ВОС (1,1) в схемі автоматичного підстроювання часу (АПЧ) квазікогерентного типу [9].

Відповідно до вищесказаного попереду стоїть завдання розробки та дослідження характеристик нових сигналів для СРНС, а також механізмів їх обробки.

Мета та постановка задачі. Метою даної кваліфікаційної роботи є розширення класу сигналів, що застосовуються в СРНС, тобто розгляд можливості їх формування на основі багатопозиційних ПВП, що дозволяють використовувати і багатопозиційні підносійні ПВП, а також дослідження характеристик цих нових модифікацій сигналів і розробка механізмів їх обробки. Передбачається, що вони будуть мати поліпшеними характеристиками кореляційних функцій і енергетичних спектрів, в порівнянні з ВОС-сигналами, що призведе до підвищення електромагнітної сумісності СРНС, збільшення завадостійкості абонентських приймачів і більш високої точності позиціонування.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- аналіз структурних властивостей шумоподібних сигналів на багатопозиційних піднесуть;
- дослідження характеристик кореляційних функцій багатопозиційних ПВП необхідної довжини;
- дослідження кореляційних властивостей шумоподібних сигналів на багатопозиційних піднесуть;
- розробка методу аналізу і дослідження спектральні характеристики шумоподібних сигналів;
- порівняння характеристик сигналів на багатопозиційних піднесуть і ВОС-сигналів;
- розробка алгоритмів і пристроїв прискореного пошуку шумоподібних сигналів, а також аналізу їх показників ефективності.

Об'єкт дослідження є процеси підвищення електромагнітної сумісності СРНС, збільшення завадостійкості абонентських приймачів і більш високої точності позиціонування.

Предмет дослідження є методи підвищення електромагнітної сумісності СРНС, збільшення завадостійкості абонентських приймачів і більш високої точності позиціонування.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії спектрального і кореляційного аналізу сигналів, статистичної радіотехніки, теорій ймовірностей і математичної статистики, а також статистичного моделювання. Застосовувався математичний апарат теорії чисельних методів і лінійної алгебри, функцій комплексного змінного, теорії полів з фінітним числом елементів (полів Галуа).

Наукова новизна одержаних результатів:

1. В роботі пропонується формувати навігаційні сигнали з використанням двох ПВП, перша з яких є бінарної, або багатопозиційної і являє собою основний навігаційний код традиційного типу; вона модулюється другою (підносійною) багатопозиційною ПВП, період якої дорівнює тривалості одного елементарного символу першої ПВП.

2. З використанням методів кореляційного аналізу сигналів показано, що використання бінарних, або багатопозиційних ПВП і багатопозиційних підносійних для формування навігаційних сигналів, як і довічних ПВП з меандровими підносійними, дозволяє виділити центральну область основного піку їх АКФ. Решта значення дійсної частини АКФ у багатопозиційних сигналів в області високої кореляції (основного піку АКФ) дорівнюють нулю, або в 2 ... 4, а в окремих на них випадках і в 5 разів менше, в порівнянні з АКФ

меандрового сигналів. При цьому виділяється центральна частина основного піку АКФ у багатопозиційних сигналів незначно ширше, ніж у меандрових.

3. З використанням методів статистичної радіотехніки і комп'ютерного моделювання встановлено, що застосування послідовностей Цірлера, є багатопозиційними аналогами довічних M - послідовностей, дозволяє зменшити значення дисперсій, а також квадратів максимальних значень бічних піків дійсних частин АКФ шумоподібних сигналів в 2 рази.

4. Розглянуто метод аналізу енергетичних спектрів шумоподібних сигналів, що дозволяє висловити їх через значення АКФ застосовуваних ПВП. Його використання дозволило встановити, що вибір структури підносійної дозволяє управляти формою і розташуванням на частотній осі спектральної щільності потужності сигналу. Зокрема виявляється можливим концентрувати спектр вище або нижче носійної частоти, або розподілити його у відносно широкій смузі частот.

5. Досліджено варіанти алгоритмів прискореного виявлення (пошуку) шумоподібних сигналів з використанням швидких спектральних перетворень в базисі функцій Уолша і Виленкіна-Крестенсона, застосовні при обробці як ВОС-сигналів, так і сигналів на багатопозиційних підносійних. Показано, що обчислювальна складність розроблених алгоритмів на кілька порядків менше, ніж традиційних кореляційних алгоритмів.

Практичне значення. Практичне значення роботи полягає у виборі структури підносійної, яка дозволяє управляти формою і розташуванням на частотній осі спектральною щільністю потужності сигналу. Зокрема виявляється можливим концентрувати спектр вище або нижче носійної частоти, або розподілити його у відносно широкій смузі частот.

Обчислювальна складність розглянутих алгоритмів прискореного виявлення (пошуку) шумоподібних сигналів з використанням швидких спектральних перетворень в базисі функцій Уолша і Виленкіна-Крестенсона, які застосовні при обробці як ВОС-сигналів, так і сигналів на багатопозиційних підносійних на кілька порядків менше, ніж традиційних кореляційних алгоритмів.

Апробація роботи та її основні результати роботи проводилися на Всеукраїнській науково-практичній інтернет-конференції Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи (МН-2020) у 2019 році.

1 АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ СУЧАСНИХ СРНС

1.1 Огляд базових властивостей сучасних СРНС

Системи ГЛОНАСС і GPS розроблялися на замовлення оборонних відомств СРСР і США як системи подвійного застосування. Надалі, при відповідному розвитку елементарної бази для користувача приймачів, GPS стала активно застосовуватися в цивільних цілях. Система ГЛОНАСС в даний час активно розвивається в основному за рахунок широкої державної підтримки. Це друга повнофункціональна навігаційна система в світі, оскільки системи Galileo і COMPASS, в найближчі 5 років не будуть володіти повними орбітальними угрупованнями. Однак в майбутньому використання одночасно сигналів 2-х і більше СРНС може бути критично важливо, що показано нижче [1-3].

СРНС зазвичай включає три сегменти [3]:

- космічний сегмент, який представляє собою орбітальне угруповання низькоорбітальних штучних супутників Землі (кількість повинна бути не менше 24 шт.);
- наземний сегмент управління орбітальною угрупованням супутників;
- призначені для користувача навігаційні приймачі.

Навігаційні приймачі можуть отримувати сигнали точного часу, визначати свої координати, включаючи висоту, швидкість і орієнтацію в просторі при наявності сигналів 4-х і більше супутників. Призначені для користувача приймачі працюють тільки на прийом інформації, однак сучасні пристрої можуть запитувати основну інформацію по бездротових мережах передачі даних. Зокрема, грубі координати можна отримати з урахуванням положень базових станцій стільникових мереж зв'язку. Таким чином, приймач вже заздалегідь "знає" свою прихильність на місцевості, час і здійснює пошук лише певних супутників. При цьому знижується до декількох секунд час "холодного" старту. Швидкість потоку даних у супутників кожної СРНС становить 50 - 100 бод. Передавати великі обсяги інформації немає необхідності, так як основна функція приймача - зафіксувати якомога точніше прихід сигналу супутника, розрахувати затримку і, як наслідок, відстань [9].

В системі ГЛОНАСС використовуються навігаційні супутники, що обертаються по круговій орбіті на висоті приблизно 19000 км. Період обертання супутника навколо Землі становить близько 12 годин. Крім навігаційного передавача до складу апаратури в обов'язковому порядку входить тимчасової синхронізатор на базі цезієвого стандарту частоти [7].

Сегмент наземного комплексу управління СРНС виконує наступні функції:

- ефемеридних і частотно-часове забезпечення;
- моніторинг радіонавігаційного поля;
- радіотелеметричний моніторинг супутників;
- командне і програмне радіоуправління супутниками.

Ефемеридних забезпечення супутників означає, що на землі визначаються параметри руху супутників і прогнозуються значення цих параметрів на заздалегідь визначений проміжок часу. Параметри і їх прогноз закладаються в навігаційне повідомлення, яке передається супутником поряд з передачею навігаційного сигналу. Сюди ж входять частотно-часові поправки бортовий шкали часу супутника щодо системного часу.

Американська система GPS і вітчизняна система ГЛОНАСС аналогічні за своїми функціональними можливостями. Їх основне призначення - високоточне визначення координат споживача, складових вектора швидкості, і прив'язка до системної шкалою часу. Аналогічно вітчизняної, система GPS розроблена для Міністерства Оборони США і знаходиться під його керуванням [11]. Як і система ГЛОНАСС, GPS складається з космічного сегмента, наземного командно-вимірювального комплексу і сегмента споживачів. Орбітальне угруповання GPS складається з 28 навігаційних космічних апаратів. Всі вони знаходяться на кругових орбітах з періодом обертання навколо Землі, рівним 12 годинам. Висота орбіти кожного супутника дорівнює ~ 2000 км. Космічні апарати системи GPS проходили ряд удосконалень, які позначалися на їх характеристиках в цілому. У табл.1.1 наведені порівняльні характеристики систем ГЛОНАСС і GPS [12].

Таблиця 1.1. Порівняльні характеристики систем ГЛОНАСС і GPS

Показник	ГЛОНАСС	GPS
Кількість КА в повному орбітальному групуванні	24	24
Кількість орбітальних площин	3	6
Кількість КА в кожній площині	8	4
Нахил орбіти	64,8°	55°
Висота орбіти, км	19 130	20 180
Період обертання супутника	11 год. 15 хв. 44 с	11 год. 58 хв. 00 с
Метод доступу	FDMA	CDMA
Носійна частота:		
L1	1598,0625-1604,25	1575,42
L2	7/9 L1	60/77 L1
Поляризація	Правостороння	Правостороння
Тип псевдошумової послідовності	m- послідовність	код Голда
Кількість елементів коду:		
C/A	511	1023
P	51 1000	2,35x1014
Швидкість кодування, Мбіт/с:		
C/A	0,511	1,023
P	5,11	10,23
Швидкість передачі, біт/с	50	50
Вид модуляції	BPSK (Манчестер)	BPSK NRZ

Структура і робочі частоти навігаційних радіосигналів ГЛОНАСС

В системі ГЛОНАСС використовується частотне розділення сигналів (FDMA), випромінюваних кожним супутником - двох фазоманіпульованих сигналів. Частота першого сигналу лежить в діапазоні L1 ~ 1600 МГц, а частота другого - в діапазоні L2 ~ 1250 МГц. Номінальні значення робочих частот радіосигналів, що передаються в діапазонах L1 і L2, визначаються виразами [6]:

$$f_{k1}=f_1+k\Delta f_1; f_{k2}=f_2+k\Delta f_2; k=0,1 \dots 24, \quad (1.1)$$

де $k = 0,1, \dots, 24$ - номер літерів (каналів) робочих частот супутників;

$$f_1 = 1602 \text{ МГц}; f_1 = 9/16 = 0,5625 \text{ МГц};$$

$$f_2 = 1246 \text{ МГц}; f_2 = 7/16 = 0,4375 \text{ МГц}.$$

Структура і робочі частоти навігаційних радіосигналів системи GPS

В системі GPS використовується кодове розділення сигналів (CDMA), тому всі супутники випромінюють сигнали з однаковою частотою. Кожен супутник системи GPS випромінює два фазоманіпульованих сигнали. Частота першого сигналу становить $L1 = 1575,42 \text{ МГц}$, а другого - $L2 = 1227,6 \text{ МГц}$. Сигнал несучої частоти $L1$ модулюється двома двійковими послідовностями, кожна з яких утворена шляхом підсумовування по модулю 2 далекомірного коду і переданих системних і навігаційних даних, що формуються зі швидкістю 50 біт / с . На частоті $L1$ передаються дві квадратурні компоненти, біфазно маніпульованими двійковими послідовностями. Перша послідовність є сумою по модулю 2 точного далекомірного коду P - коду або засекреченого коду Y і навігаційних даних. Друга послідовність також є сумою по модулю 2 грубого C / A (відкритого) коду і тій же послідовності навігаційних даних. Кожен супутник використовує властиві тільки йому дальномірні коди C / A і $P (Y)$, що і дозволяє розділяти супутникові сигнали. У процесі формування точного далекомірного $P (Y)$ коду одночасно формуються мітки часу супутникового сигналу [5].

Визначення координат споживача

Для визначення координат споживача необхідно знати координати супутників (не менше 4) і дальність від споживача до кожного видимого супутника. Для того, щоб споживач міг визначити координати супутників, які випромінює ними навігаційні сигнали модулюються повідомленнями про параметри їх руху. В апаратурі споживача відбувається виділення цих повідомлень і визначення координат супутників на потрібний момент часу. Координати і складові вектора швидкості змінюються дуже швидко, тому повідомлення про параметри руху супутників містять відомості не про їх координатах і складових вектора швидкості, а інформацію про параметрах деякої моделі, апроксимуючої траєкторію руху КА на досить великому інтервалі часу (близько 30 хвилин). Параметри апроксимуючої моделі змінюються досить повільно, і їх можна вважати постійними на інтервалі апроксимації.

Як було сказано вище, для визначення координат споживача необхідно знати координати супутників (не менше 4) і дальність від споживача до кожного видимого супутника. Кожен супутник можна уявити у вигляді точкового випромінювача. В цьому випадку фронт електромагнітної хвилі

буде сферичним. Точкою перетину двох сфер буде та, в якій знаходиться споживач. Висота орбіт супутників порядок 20000 км. Отже, другу точку перетину кіл можна відкинути на основі апіорних відомостей, так як вона знаходиться далеко в космосі [5].

Диференціальний режим

Супутникові навігаційні системи дозволяють споживачеві отримати координати з точністю близько 5-10 м. Однак для багатьох завдань, особливо для навігації в містах, потрібна велика точність. Один з основних методів підвищення точності визначення місцезнаходження об'єкта заснований на застосуванні відомого в радіонавігації принципу диференціальних навігаційних вимірювань [5].

Диференціальний режим дозволяє встановити координати з точністю до 3 м в динамічній навігаційній обстановці і до 1 м - в стаціонарних умовах. Диференціальний режим реалізується за допомогою контрольного приймача, званого опорної станцією. Вона розташовується в пункті з відомими координатами, в тому ж районі, що і основний приймач. Порівнюючи відомі координати (отримані в результаті прецизійної геодезичної зйомки) з вимірними, опорна станція обчислює поправки, які передаються споживачам по радіоканалу в заздалегідь обумовленому форматі.

Апаратура споживача приймає від опорної станції диференціальні поправки і враховує їх при визначенні місцезнаходження споживача. Результати, отримані за допомогою диференціального методу, в значній мірі залежать від відстані між об'єктом і опорної станцією. Застосування цього методу найбільш ефективно, коли переважаючими є систематичні помилки, обумовлені зовнішніми (по відношенню до приймача) причинами. За експериментальними даними, опорну станцію рекомендується розташовувати не далі 500 км від об'єкту.

В даний час існує безліч широкозонних, регіональних і локальних диференціальних систем. Як широкозонних варто відзначити такі системи, як американська WAAS, європейська EGNOS і японська MSAS. Ці системи використовують геостаціонарні супутники для передачі поправок всім споживачам, що знаходяться в зоні їх покриття.

Регіональні системи призначені для навігаційного забезпечення окремих ділянок земної поверхні. Зазвичай регіональні системи використовують у великих містах, на транспортних магістралях і судноплавних річках, в портах і по березі морів і океанів. Діаметр робочої зони регіональної системи зазвичай становить від 500 до 2000 км. Вона може мати в своєму складі одну або кілька опорних станцій.

Локальні системи мають максимальний радіус дії від 50 до 220 км. Вони включають зазвичай одну базову станцію. Локальні системи зазвичай поділяють за способом їх застосування: морські, авіаційні та геодезичні локальні диференціальні станції [5,6].

1.2 Структури шумоподібних сигналів, що застосовуються в СРНС

Так як сигнал від супутника до споживача проходить приблизно 20 000 км, необхідно накопичувати його енергію протягом значного часу порядку десятків мікросекунд [7]. В результаті цього приймач виявляє сигнал КА, навіть тоді, коли відношення сигнал / шум на його вході істотно менше одиниці. В даний час застосовуються виконавчі фазоманіпульовані (ФМн) сигнали, для формування яких використовуються ПВП. Це, як правило, бінарні М-последовності (МП) і подібні до них, побудовані за допомогою регістрів зсуву [6].

МП може бути сформована системою, що складається з регістра зсуву, суматорів і контуру зворотного зв'язку (рис.1.1). Довжина МП становить $M = 2^n - 1$ де n - кількість елементів пам'яті в регістрі зсуву, 2 - кількість символів в алфавіті МП. Значок \oplus в схемах позначає суматор по mod 2.

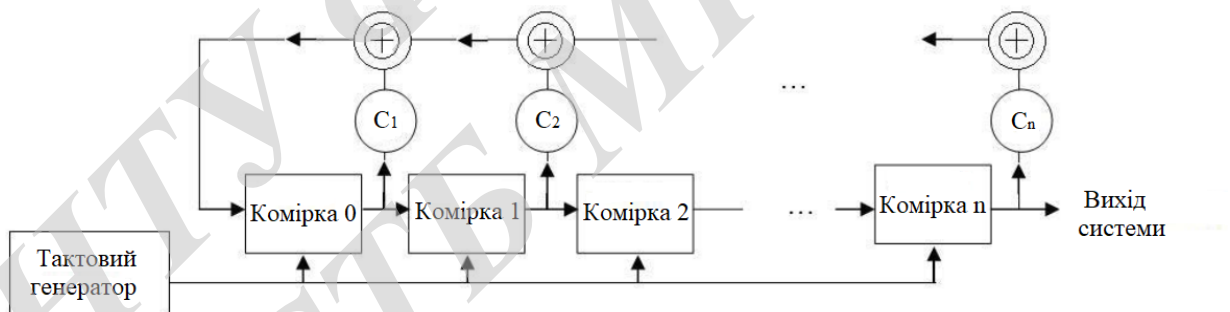


Рисунок 1.1 – Структурна схема генератора МП

Розглянемо генератор МП, що складається з $n = 4$ комірок пам'яті і $k = 1$ суматорів по mod 2 (рис 1.2). Робота генератора здійснюється наступним чином:

- з кожним новим тактом генератора (тактового генератора) вміст регістра зсувається на одну позицію вправо, а вміст комірок 3 і 4 підсумовується по mod 2. Результат підсумовування по зворотного зв'язку подається на осередок 1. Підсумкова послідовність - це те, що формується на виході з осередка 4. Нехай в осередках записана двійкова послідовність 1,0,0,0 в якості початкового блоку.

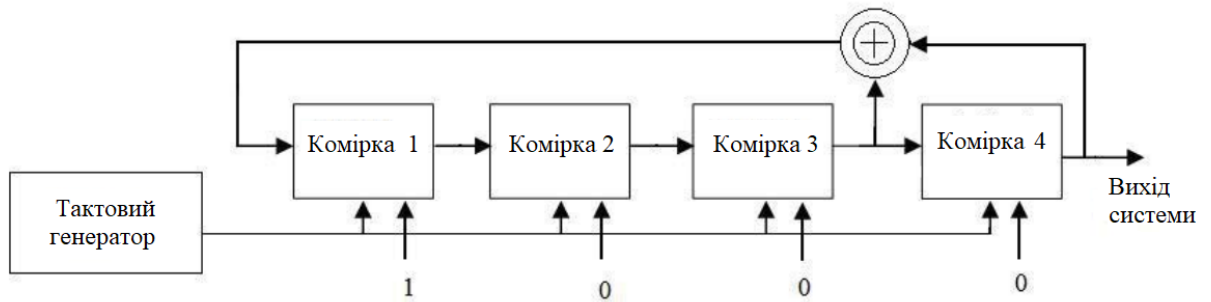


Рисунок 1.2 – Формування М-послідовності за допомогою зсувного регістру з 4 осередками пам'яті

Тоді на виході осередку 4 при кожному новому такті матимемо: 00010011001111. Довжина (період) отриманої послідовності дорівнює 15, що відповідає максимально можливій довжині пам'яті. $2^4 - 1 = 15$ ПВП, що формується регістром зсуву з 4-ма осередками

Періодична АКФ МП практично не має бічних піків. Їх значення рівні -1. Аперіодична АКФ даної МП приведена на рис.1.3.

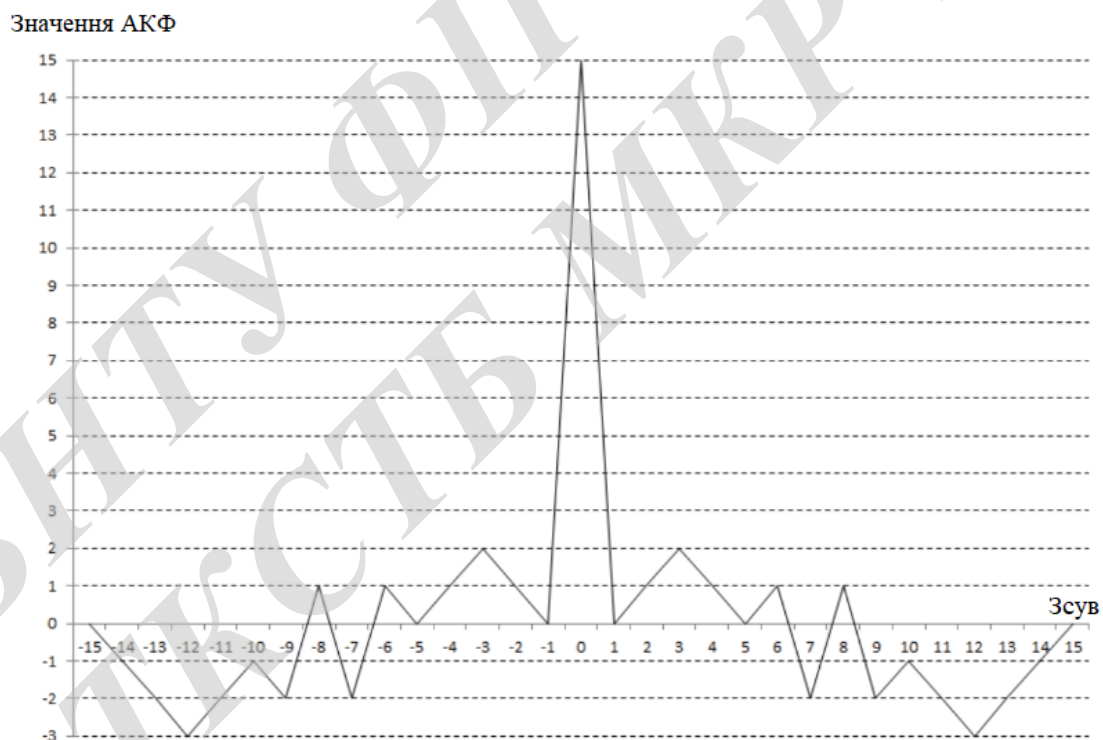


Рисунок 1.3 – Аперіодична АКФ М-послідовності довжини 15

Для формування сигналу цивільного застосування L1 в ГЛОНАСС використовуються МП довжини $2^9 - 1 = 511$. На їх основі формуються виконавчі ФМн сигнали (BPSK). Для передачі застосовується двійкова фазова модуляція. Максимальний бічний пік АКФ (в даному випадку він становить

24) і його відношення до основного піку ($24/511 = 4,7\%$) дозволяють оцінити ймовірність знаходження помилкового відповідності опорного і сигналу при його кореляційної обробці. Зворотне співвідношення характеризує одержуваний виграш при обробці сигналу [5].

Сигнали різних супутників, якщо вони передаються на одній частоті, створюють взаємні перешкоди. Для їх обліку служить функція взаємної кореляції (ВКФ). Ця функція для різних ПВП сигналу L1 ГЛОНАСС не настільки критична, тому що в цій СРНС використовується принцип частотного поділу каналів супутників.

У разі GPS в сигналі L1 використовується ПВП довжини $2^n - 1 = 1023$. Характеристики їх АКФ грають важливу роль, однак тут діє принцип CDMA, або кодового розділення сигналів. З урахуванням необхідності поділу сигналів різних супутників важливі характеристики їх ВКФ. З метою мінімізації бічних піків ВКФ використовується особливий клас ПВП, який називають послідовностями Голда. Послідовності Голда можуть бути згенеровані шляхом підсумовування по модулю 2 циклічних зрушень двох МП однакової довжини. Результуючі коди Голда мають ту ж довжину, що і вихідні МП.

У табл. 1.2 наведені кращі пари МП для генерації кодів Голда; їх число дорівнює $2^n + 1$, де n - довжина зсувного регістру; довжина коду $N = 2n - 1$. ВКФ ПВП Голда приймає одне з трьох значень в залежності від n [7].

Таблиця 1.2 – Пари М-послідовностей для генерації кодів Голда.

n	Довжина коду	Пари М-послідовностей	Значення ВКФ	Рівень бокових піків		
9	511	[9,4][9,6,4,3][9,6,4,3] [9,8,4,1]	31	-1	33	6 %
10	1023	[10,9,8,7,6,5,4,3] [10,9,7,6,4,1] [10,8,7,6,5,4,3,1] [10,9,7,6,4,1] [10,8,5,1] [10,7,6,4,2,1]	63	-1	65	6 %
11	2047	[11,2][11,8,5,2] [11,8,5,2][11,10,3,2]	63	-1	65	3 %

ВКФ ПВП сигналу GPS L1 приймають лише три значення, і не перевищують 6% від значення основного піку АКФ ПВП Голда [5].

Поточна точність ГЛОНАСС і GPS

Споживачів в першу чергу цікавить доступність розглянутих сигналів і точність СРНС. Вважається, що в даний час точність визначення координат

системою ГЛОНАСС дещо відстає від аналогічних показників для GPS. У 2013 р., за даними контролю інформаційно-аналітичного центру Федерального космічного агентства РФ, поточні помилки навігаційних визначень ГЛОНАСС по довготі і широті складали від 3 до 8,5 м (при 7-8 видимих супутниках), а помилки GPS - від 2 до 8,8 м (при 6-11 супутниках). При спільному використанні обох СРНС, які налічують в середньому 14-19 КА, помилки (в залежності від точки прийому) рівні 2-5 м. Проте вживаються заходи щодо збільшення точності систем. До 2013 р точність ГЛОНАСС, завдяки поповненню орбітального угруповання, збільшення точності ефемерид, поліпшенню споживчих пристроїв і поступової заміни супутників більш досконалими, зросла до 3 м.

В цілому точність систем відповідає розрахунковим даними при прийнятному рівні помилок. Однак очевидно, що для якісного переходу на так званий дециметровий рівень необхідно використання нових сигналів підвищеної точності і використання трьох і більше СРНС [6].

Підвищення точності СРНС зі збільшенням довжини ПВП

Важлива характеристика сигналів СРНС - це період повторення ПВП в сигналі. Для L1 він становить 1 мс, а значить, зміни фази відбуваються з частотою 0,511 МГц (ГЛОНАСС) і 1,023 МГц (GPS). Між змінами фази (передача так званого одного чіпа - символу ПВП) проходить не менше 3135 (ГЛОНАСС) і 1540 (GPS) повних періоду електромагнітних коливань. Цю характеристику будемо називати кількістю циклів на чіп. Таким чином, найбільш логічним способом підвищення точності позиціонування представляється використання більш довгих ПВП; необхідно також збільшувати швидкість передачі чіпів. Сигнал при цьому займає ширшу смугу частот. У всіх сигналах СРНС 2-го покоління це використовується в повній мірі. В результаті довжина ПВП зросла на порядок (табл.1.3).

Збільшення довжини ПВП сигналу дозволяє в підсумку довести величину бічних піків ВКФ до 2% від значення основного кореляційного піку АКФ. Дана характеристика поліпшується пропорційно квадратному кореню довжини ПВП. У нових сигналах довжина ПВП перевищує 10 000 двійкових символів, що дає хорошу перешкодозахищеність і гарантоване кодове розділення різних супутників (CDMA). У сигналах для спеціальних споживачів використовуються, як правило, наддовгі послідовності, якщо стоїть завдання передавати навігаційні дані, які практично не піддаються дешифруванню за допомогою підбору ПВП [6].

Таблиця 1.3 – Характеристики ПВП сигналів СРНС

СРНС	Сигнал	Частота, МГц	Довжина	Циклів/чіп
				п

GPS	L1	1575,42	1023	1540
	L2C	1227,6	10230	120
	L5	1176,45	10230	115
Galileo	E1B	1575,42	4092	1540
	E5A	1176,45	10230	115
ГЛОНАСС	L1	1602,00	511	3135,03
	L2	1246,00	511	2438,36
	L2 (високоточний)	1246,00	5110	243,836

1.3 Структури меандрових сигналів СРНС

Друге покоління СРНС в даний час міцно асоціюється з новим типом сигналів. Так, в системі Galileo (на відміну від ГЛОНАСС і GPS 1-го покоління, де використовуються розглянуті вище традиційні сигнали), з'явилися так звані меандрові, або ВОС-сигнали (Binary Offset Carrier modulated signals). Якщо у традиційних сигналів кожен чіп ПВП далекомірного коду є одиночним прямокутний імпульс визначеної тривалості, то у меандрових - кожен розширює спектр символ ПВП має складну форму і являє собою певний відрізок меандрового коливання тієї ж тривалості з однаковим числом меандрових імпульсів (меандровий символ) [1,2]. Меандрове коливання $\mu(t)$ визначається одним з двох виразів:

$$\varphi_{\sin}(t) = \text{sign}[\sin \omega_M t], \quad (1.2)$$

- синусно меандрового коливання;

$$\varphi_{\cos}(t) = \text{sign}[\cos \omega_M t], \quad (1.3)$$

- косинусне меандрове коливання, де функція $\text{sign}(z)$ дорівнює:

$$\text{sign}(z) = \begin{cases} 1, z > 0 \\ 0, z = 0 \\ -1, z < 0 \end{cases}, \quad (1.4)$$

$\omega_M = 2\pi f_M$ - кругова частота меандрового коливання, $f_M = 1/T_M$ - частота меандрового коливання, $T_M = 2\tau_M$ - період меандрового коливання,

τ_M - тривалість імпульсу меандрового коливання (меандрового імпульсу) [1-3].

Видно, що $f_M = 1/2\tau_M$.

1.4 Порівняльний аналіз характеристик навігаційних сигналів

В сучасних СРНС застосовуються я ВОС-сигнали, основний кореляційний пік яких «розщеплюється» на кілька піків, що призводить до розщеплення і зміщення в область більш високих і нижчих частот щодо несучої частоти його енергетичного спектра. З метою ілюстрації цих висновків на рис. 1.3 і 1.4 наводяться основні піки АКФ і енергетичні спектри ВОС-сигналів при співвідношеннях між їх тактовими частотами, відповідними сигналами сучасних СРНС.

Центральний пік ідеалізованої нормованої АКФ $\chi(\tau)$ обвідної шумоподобного сигналу, що складається з елементарних імпульсів прямокутної форми тривалістю $T_e = 1 / f_{ПВП}$, і полярністю, відповідає закону проходження символів застосовуваної бінарної ПВП, показаний на рис.1.3 чорної пунктирною лінією, де $f_{ПВП}$ тактова частота ПВП. Крім того, на цьому малюнку чорної суцільною лінією показана форма основного піку ідеалізованої АКФ ВОС (1,1), у якого тактова частота меандрової підносійної F_M в два рази вище його $f_{ПВП}$ так, що на тривалості елементарного імпульсу основний ПВП укладається $F_M/f_{ПВП} = N_M = 2$ імпульсу меандру. Штрих-пунктирною лінією показана ідеалізована АКФ ВОС (10,5), у якого $N_M = 4$, а тактова частота ПВП $f_{ПВП}' = 5f_{ПВП}$. При виборі співвідношень між тактовою частотою сигналів враховувалась та обставина, що у ВОС (10,5), що використовується в сучасних СРНС, тактова частота становить 5,115МГц, а $F_M = 10,23$ МГц, в той час як у застосовуваних ВОС (1,1) тактова частота ПВП в 5 разів нижче, і становить 1,023МГц. Жирної штрих-пунктирною лінією показаний основний пік ідеалізованої АКФ сигналу на основі бінарної ПВП без піднесе з тактовою частотою $f_{ПВП} = 5f_{ПВП}$ і з тривалістю часу кореляції (шириною основного кореляційного піку) $\tau_K = 2T_e / 5$, який огинає основний пік ВОС (10, 5). При цьому у АКФ ВОС (10,5) виділяється центральна область з шириною $\tau_K = 2T_e / 35$. Очевидно, що для того, щоб забезпечити таку ж ширину основного кореляційного піку у шумоподібного сигналу традиційного типу необхідно, щоб його тактова частота $f_{ПВП} = 35f_{ПВП}$. Це потребує розширення ширини смуги частот, займаної сигналом в 35 разів у порівнянні з вихідним сигналом без меандрової підносійної. Основний пік його АКФ показаний на рис. 1.3 жирною чорною лінією.

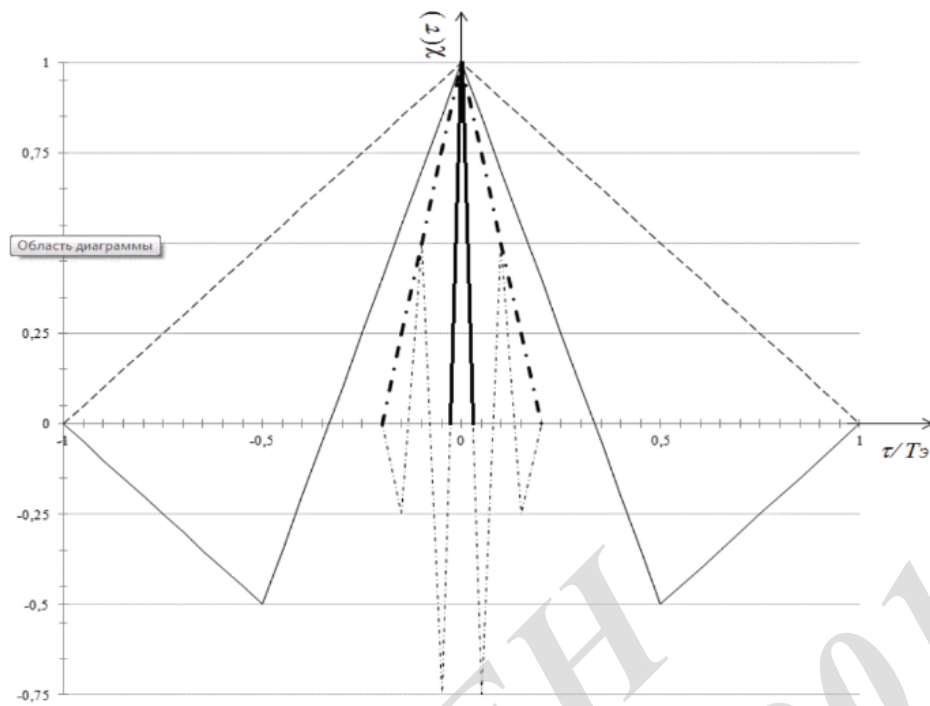


Рисунок 1.3 – Ідеалізовані основні піки нормованих АКФ ВОС-сигналів

З аналізу рис. 1.3 випливає, що найкращими характеристиками АКФ мають традиційні шумоподібні сигнали, але для отримання такої ж ширини їх основного кореляційного піку, що і ширина центральної «загостреної» частини АКФ меандрового сигналу, необхідно істотно розширення їх спектра. Енергетичні спектри огинаючих вищеприказаних сигналів наведені на рис. 1.4.

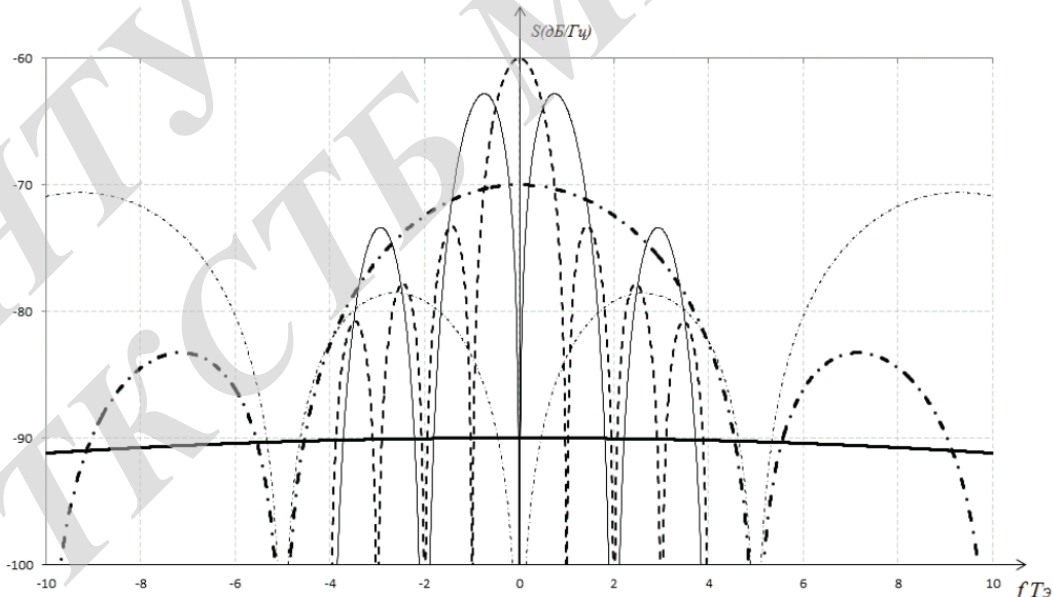


Рисунок. 1.4 – Спектральна щільності потужності огинаючих навігаційних сигналів

З його аналізу випливає, що при парному N_M спектр ВОС-сигналу розщеплюється, і з'являються два його бічних пелюстки, зміщених щодо

несучої частоти на $\pm F_M$, а ступінь «зміщення» пелюсток щодо несучої частоти визначається значенням N_M . Це призводить до можливості «м'якого» частотно-кодowego розділення сигналів різних СРНС, які працюють в загальному частотному діапазоні на одній і тій же частоті, коли їх спектри рознесені, але частково перекриваються, а додатковий поділ сигналів здійснюється за формою.

Таким чином, показано, що відношення сигнал/шум, що вимагається для вимірювання параметрів навігаційного сигналу з допустимою похибкою, в системах з сигналами меандрового типу досягається при частковому їх рознесення по частоті. Але при кодовому поділі сигналів основним ресурсом, що дозволяє підвищити відношення сигнал / перешкода, є значення бази вимірювального сигналу. Будь-яке вимагається значення останньої може бути забезпечено при збільшенні ширини загальної смуги частот ΔF_s , в якій працюють всі користувачі, а також тривалості оброблюваного в приймачу сигналу T_s . Тобто при заданій ΔF_s - тривалості оброблюваного сегмента застосовуваних ПВП N_s [25].

Про відносно невеликому значенні N_s в цивільному сегменті сучасних СРНС побічно свідчать значення довжин застосовуються ПВП N . Так, в ГЛОНАСС дальномірний код стандартної точності представляє собою періодичну двійкову М-послідовність (МП) з періодом $T = 1$ мс і частотою проходження елементарних символів $f_{\text{ПВП}} = 511$ кГц, а в системі GPS дальномірний С/А код є періодичною послідовністю Голда з $T = 1$ мс і $f_{\text{ПВП}} = 1,023$ МГц, тобто значення N в цих випадках становить 511 і 1023 відповідно. Разом з тим, період ПВП, що використовуються як від далемірних кодів, може бути обмежений в основному складністю пристрою їх обробки, яка визначається величиною N_s . Саме значення N_s в значній мірі буде визначати ставлення сигнал/перешкода на вході вирішального пристрою приймача користувача, а, отже, і точність вимірювань. При цьому основна частка перешкоди є системною (взаємної), і формується на вході приймача від сигналів супутників даної СРНС, а також супутників інших СРНС, що знаходяться в зоні видимості в момент позиціонування.

При збільшенні ΔF_s традиційних шумоподібних сигналів зменшується тривалість основного піку їх АКФ, а також збільшується його «гострота», що додатково покращує точність вимірювання часу. У той же час АКФ ВОС-сигналів мають значні бічні піки в області «високої кореляції». В результаті цього підвищення ефективності алгоритму їх оптимального виявлення, в процесі якого відбувається і грубе вимір затримки по часу і частоти, є проблематичним, в порівнянні з сигналом традиційного типу. Доведено лише можливе підвищення точності вимірювання затримки ВОС (1,1) в схемі

автоматичного підстроювання часу (АПЧ) квазікогерентного типу, в порівнянні з традиційним шумоподібним сигналом [7].

Таким чином, бінарні меандровий сигнали дозволяють підвищити точність вимірювання часу і ефективність використання спектра одночасно декількома навігаційними системами, в порівнянні з традиційними шумоподібними сигналами, лише тоді, коли в приймачах користувачів застосовуються відносно прості алгоритми обробки при обчисленні АКФ ПВП щодо коротких довжин. На підставі вищесказаного сформульована основна мета МКР.

1.5 Висновки до розділу 1

1. В результаті огляду базових характеристик сучасних СРНС показано, що точність позиціонування в їх цивільному сегменті по застосовуваних вимірювальним сигналами становить приблизно 3-5 метрів. Для подальшого підвищення точності застосовуються диференціальні методи (DGPS) із залученням наземних систем і мереж, що призводить до територіальних обмежень можливості проведення високоточних навігаційних вимірювань. Тому завдання вдосконалення характеристик вимірювальних сигналів, що застосовуються в СРНС з метою підвищення точності позиціонування, є актуальною.

2. Показано, що на основі традиційних довічних ФНн сигналів, що формуються з використанням М-подібних послідовностей, можна підвищити точність позиціонування при істотному збільшенні їх довжин, оброблюваних в приймачу користувача і розширення використовуваної смуги частот, що призводить до суттєвого ускладнення приймача користувача.

3. Встановлено, що альтернативою шумоподібним сигналам з великими базами в даний час вважаються ВОС-сигнали, що дозволяють забезпечити часткове рознесення спектрів сигналів, що мають одну і ту ж частоту, що несе. Тобто, крім традиційного кодового поділу, вони забезпечують ще й часткове частотне розділення, що призводить до зменшення рівня взаємних перешкод, яке раніше досягалось шляхом збільшення довжини застосовуваних ПВП.

4. Виявлено, що поява у АКФ всіх меандрових сигналів бічних піків в межах тривалості часу «високу кореляцію», значення яких по модулю досягає 50% і більше від центрального піку, призводить до високої ймовірності помилкової синхронізації по боковому піку.

5. Відповідно до вищесказаного метою цієї роботи є розширення класу сигналів, що застосовуються в СРНС, тобто розгляд можливості їх формування на основі багатопозиційних ПВП, що дозволяють

використовувати і багатопозиційні підносійні ПВП, а також дослідження характеристик цих нових модифікацій сигналів і розробка механізмів їх обробки. Передбачається, що ці сигнали будуть мати поліпшеними характеристиками кореляційних функцій і енергетичних спектрів, в порівнянні з ВОС-сигналами, що призведе до підвищення електромагнітної сумісності СРНС, збільшення завадостійкості абонентських приймачів і більш високої точності позиціонування.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

2 РОЗРОБКА МЕАНДРОВИХ СИГНАЛІВ З БАГАТОПОЗИЦІЙНИМИ ПІДНОСІЙНИМИ І ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЇХ КОРЕЛЯЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ

З метою підвищення ефективності кореляційних і спектральних характеристик ВОС-сигналів, в цьому розділі пропонується формувати сигнали на основі багатопозиційних ПСП, що дозволяють використовувати багатопозиційні підносійні. Показано, що у нових сигналів, як і у ВОС-сигналів, виділяється центральна область основного піку дійсної частини АКФ, а решта її значення в області високої кореляції майже однакові по величині, і в кілька разів менше, ніж у меандрового сигналів [7]. Спектрального ні властивості отриманих нових сигналів будуть досліджені в наступному розділі.

2.1 Структурні властивості навігаційних сигналів, що формуються на основі багатопозиційних ПСП

Для формування навігаційних сигналів меандрового типу застосовуються дві ПСП. Одна з них з тактовою частотою $f_{\text{ПСП}}$ модулюється інший (підносійний) ПСП, тактова частота f_m якої зазвичай в кілька разів вище $f_{\text{ПСП}}$. (Надалі модульований ПСП будемо позначати як ПСПм, а модулюючу як ПСПм). В даний час в навігаційних системах застосовуються тільки виконавчі (бінарні) ПСП. Крім того, ПСПм завжди має вигляд меандру. Це дозволяє виділити відносно вузьку область «високу кореляцію» навігаційного сигналу в межах основного піку його АКФ, але з'являються значні за величиною бічні піки.

З метою поліпшення характеристик навігаційних систем розглянемо сигнали на основі багатопозиційних ПСПм, що дозволяють використовувати і багатопозиційні підносійні ПСПм. При цьому сигнал залишається меандровим, оскільки в даному випадку меандр формує загальну його структуру, тобто визначає тимчасові інтервали, через які відбувається або не відбувається зміна фази коливання несучої частоти відповідно до структури ПСП.

Тоді комплексний навігаційний сигнал на тривалості періоду ПСП^М $T = NT_e = NN_M T_M$, фронт якого припадає на умовно нульовий момент часу $t = 0$, буде описуватися виразом:

$$\dot{s}_c(t) = a \sum_{j=0}^{N-1} S_1(t - jT_e) \exp\left(\frac{j2\pi a_j}{p}\right) \sum_{i=0}^{N_j-1} S_2(t - iT_i) \exp\left(\frac{j2\pi b_{ij}}{p}\right) \times$$

$$\times \exp(j2\pi c_k/m) \exp(2\pi f_0 t + \varphi_0), 0 \leq t \leq T, \quad (2.1)$$

де N - довжина ПСПМ; $T_e = 1/f_{\text{ПСП}}$ - тривалість її елементарних імпульсів; N_M - число імпульсів ПСПМ, що укладаються на тривалості одного імпульсу ПСПМ; $T_M = 1/f_M$ - тривалість імпульсів ПСПМ; a - розмірний множник, $j = 0, 1, \dots, (N-1)$ - номер елементарного символу a_j ПСПМ;

$$S_1(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq T_e, \\ 0, t > T_e, \end{cases} \quad S_2(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq T_M, \\ 0, t > T_M, \end{cases}$$

- прямокутні імпульси з тривалістю T_e і T_M відповідно; $i = 0, 1, \dots, (N_M - 1)$ - номер елементарного символу b_{ij} ПСПМ, переданого разом з j -им символом ПСПМ; $a_j, b_{ij} \in \{0, 1, \dots, p-1\}$, p - ціле число; $c_k \in \{0, 1, \dots, m-1\}$ - символ потоку навігаційних даних при m -й їх передачі та упаковці сигнального сузір'я по колу; m - ціле число. Така упаковка забезпечує відсутність амплітудної модуляції навігаційного сигналу, а лише фазову маніпуляцію коливання несучої частоти f_0 з початковою фазою φ_0 [7]. Потрібна швидкість передачі двійкових інформаційних бітів в навігаційних системах, за допомогою яких передаються ефемериди, догляд годин, статус супутника і т.д., становить лише 50-100 біт/с. Тому навіть у разі двійкової їх передачі по каналу зв'язку, коли $c_k \in \{0, 1\}$, $m = 2$, на тривалості одного інформаційного біта укладається кілька десятків періодів ПСПМ при $f_{\text{ПСП}} = 1,023$ МГц і $N = 1023$, що теоретично нейтралізує погіршення кореляційних властивостей кодів. Крім того, це дозволяє в (2.1) описати маніпуляцію коливання несучої частоти інформаційними символами за допомогою випадкового комплексного множника $\exp(j2\pi c_k/m)$, котрий залежить від часу. Надалі цим множником знехтуємо, оскільки АКФ сигналу і його енергетичний спектр від нього не залежать [7].

Очевидно, що дійсний сигнал, відповідний (2.1), має p -фазну маніпуляцію, тобто:

$$s_c(t) = a \sum_{j=0}^{N-1} S_1(t - jT_e) \sum_{i=0}^{N_i-1} S_2(t - iT_i) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{ij}), \quad (2.2)$$

де:

$$\varphi_{ij} = \frac{2\pi \left[a_o (+)_p b_{ij} \right]}{p} + \varphi_0, \quad (2.3)$$

а $(+)_p$ - позначення підсумовування символів a_j і b_{ij} по модулю p . Так, при $p = 2$ і $\varphi_0 = 0$ значення φ_{ij} належать безлічі $\{0, \pi\}$, при $p = 3$ і $\varphi_0 = 0$ безлічі $\{0, 2\pi/3, 4\pi/3\}$, а при $p = 4$ і $\varphi_0 = 0$ - безлічі $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$. Вибираючи значення φ_0 , можна забезпечити будь-який потрібний алфавіт φ_{ij} . Таким чином, комплексна обвідна сигналу (2.2), тобто $S(t)$, формується з використанням багатозначних ПСП. При цьому необхідно, щоб ПСП^М задовольняла відомим вимогам, що пред'являються до далекомірним кодами навігаційних систем. зокрема, з огляду на, що в даний час вивчено лише кілька класів багатозначних ПСП з регулярними алгоритмами їх формування, як ПСП^М можна використовувати добре досліджені лінійні рекурентні послідовності максимально про періоду, тобто M - послідовності (МП), які в загальному випадку є p -ми (іноді багатопозиційні МП називають послідовностями Цірлера [7]).

При виборі ПСП_М будемо враховувати, що вона може мати структуру, в якій виділяється відносно коротка послідовність періодично повторюваних символів, що дозволить уникнути істотного розширення спектра результуючого сигналу, в порівнянні з його шириною у ПСП^М. Разом з тим, доцільно, щоб з елементарним символом ПСП^М сумувались різні символи ПСП_М, що забезпечить відсутність великих за значенням бічних піків у АКФ в межах тривалості основного піку. Тому будемо вважати, що при будь-якому $j = \text{const}$ значення b_{ij} належать безлічі $\{0, 1, 2, \dots, (p-1)\}$, але обсяг алфавіту цих символів може бути менше p і зави сит від значення N_M . Так, при $N_M = 2$ алфавіт b_{ij} може складатися з символів 0,1 або 0,2, або 0, (p-1), або 1, (p-1) і т.д. У разі $N_M = 3$ він може складатися з сім-волів 0,1,2 або 0,1, або 0,2, або 0,1, (p-1) і т.п., тобто символи в структурі ПСП_М можуть повторюватися. Таким чином, будь-яка комбінація символів вихідної множини значень b_{ij} не є забороненою при формуванні підносійну. Причому в її структурі вибрані символи вихідної множини можуть слідувати в прямому, зворотному (дзеркальному) порядку або бути переставленими довільним способом. Придатні для практичного застосування підносійні можуть відбиратися за результатами дослідження кореляційних і спектральних властивостей результуючих сигналів виду (2.1) [7].

На рис. 2.1 наведені приклади ПСП_М при $j = 0$ і $N_M = 2, 3, 4, 6$, символи яких показані всередині нормованих по тривалості до T_M інтервалів часу, протягом яких ці символи модулюють носійну частоту сигналу. У верхній частині рисунка всередині інтервалу часу тривалістю T_e показаний символ ПСП^М a_0 , рівний $p-1$. Причому, як випливає з (1), період ПСП_М становить N_M , тобто наведені комбінації її символів повторюються на тривалості кожного

елементарного символу ПСП_М. В ефір випромінюється дійний сигнал, що описується (2.2) і формується з використанням квадратурного модулятора.

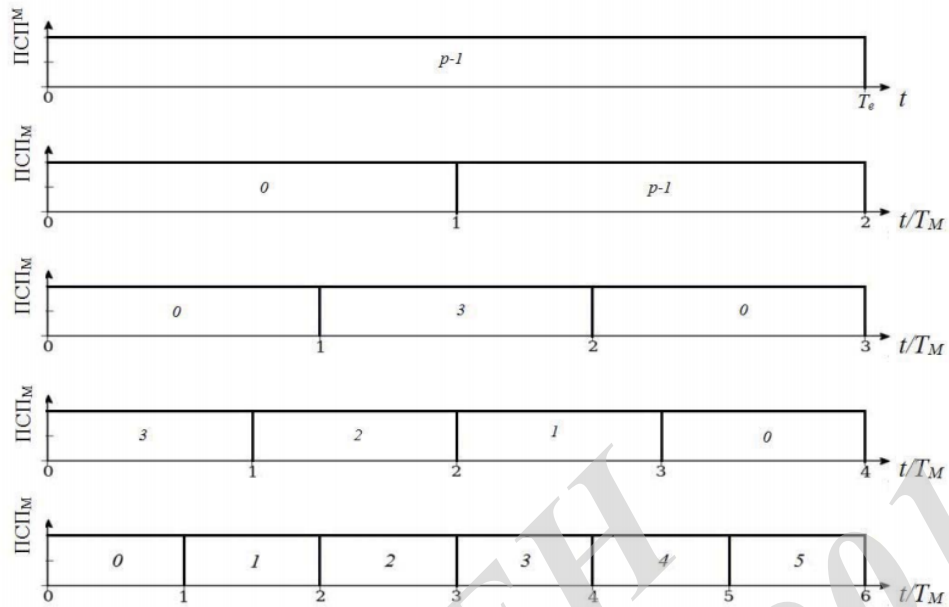


Рисунок 2.1 – Ілюстрація структурних властивостей багатопозиційних ПСП

2.2 Дослідження форми основного піку АКФ сигналів на основі багатопозиційних підносійних

Як відомо, вираз:

$$\chi(\tau) = \frac{1}{E} \int_0^T \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt, \quad (2.4)$$

описує АКФ комплексної обвідної $\dot{S}(t)$ як періодичного сигналу, енергія якого E на періоді T дорівнює a^2T , так і аперіодичного сигналу тривалістю T [7]. Тому, підставляючи комплексну огибающую (2.1) в (2.3), отримуємо АКФ аперіодичного сигналу, в той час як досліджуваний сигнал є періодичним. Але, як показано нижче, якщо АКФ сигналу виду (1) аналізується на тривалості лише її основного піку, спосіб опису сигналу не має принципового значення.

Огибающую $\dot{S}(t)$ $\varphi_0 = 0$, запишемо: (t) навігаційного сигналу отримуємо з (2.1). Вважаючи, що:

$$\dot{S}(t) = a \sum_{j=0}^{N-1} S_1(t - jT_e) \exp\left(\frac{j2\pi a_j}{p}\right) \sum_{i=0}^{N_i-1} S_2(t - iT_i) \exp\left(\frac{j2\pi b_{ij}}{p}\right), \quad (2.5)$$

З метою спрощення подальших викладок перейдемо в (2.5) від подвійної суми до одинарної. Враховуючи що

$$S_1(t - jT_e) \sum_{i=0}^{N_j-1} S_2(t - iT_i) = \sum_{i=0}^{N_M-1} S_2(t - (jN_2 + i)T_M).$$

і ввівши наскрізну нумерацію символів b_{ij} від символу b_{00} до символу $b_{(N-1)(N_M-1)}$, при якій $b_{ij} = b_{jN_M+i}$, отримуємо:

$$\dot{S}(t) = a \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_j-1} S_2(t - (jN_M + i)T_M) \exp(j\varphi_{jN_M+i}), \quad (2.6)$$

де

$$\varphi_{jN_M+i} = \frac{2\pi [a_j(+)_p b_{jN_M+i}]}{p}, b_{jN_M+i} = b_{ij}. \quad (2.7)$$

З метою подальшого спрощення (2.5) введемо позначення $l = jN_M + i$, тоді:

$$\dot{S}(t) = a \sum_{l=0}^{NN_M-1} S_2(t - lT_M) \exp(j\varphi_l), \quad (2.8)$$

Підставляючи (2.8) в (2.4), отримуємо [7]:

$$\dot{\chi}(\tau) = \frac{a^2}{E} \sum_{l=0}^{NN_M-1} \sum_{i=0}^{NN_M-1} \exp(j\varphi_l) \exp(-j\varphi_i) \int_0^T S_2(t - lT_M) S_2^*(t - iT_M - \tau) dt, \quad (2.9)$$

Введення АКФ елементарного імпульсу сигналу (2.8), що має вигляд:

$$\dot{\chi}_y(\tau) = \frac{1}{E_M} \int_0^T S_2(t) \dot{S}_2^*(t - \tau) dt, \quad (2.10)$$

де $E_M = a^2 T_M$ - енергія цього імпульсу, дозволяє переписати (2.9) як:

$$\dot{\chi}(\tau) = \frac{a^2}{E} \sum_{l=0}^{NN_M-1} \left(\frac{1}{NN_M} \sum_{i=0}^{NN_M-1} \exp(j\varphi_l) \exp(-j\varphi_i) \right) \chi_y(\tau - (l - i)T_M). \quad (2.11)$$

Тоді, замінивши індекс підсумовування l на $z = l - i$, отримуємо [7]:

$$\dot{\chi}(\tau) = \sum_{z=0}^{NN_M-1} \chi_l(z) \chi_y(\tau - zT_M), \quad (2.12)$$

де

$$\chi_l(z) = \frac{1}{NN_M} \sum_{i=0}^{NN_M-1} \exp(j\varphi_i) \exp(-j\varphi_{i+z}), \quad (2.13)$$

$\chi_l(z)$ - комплексна кореляційна функція результуючої ПСП. Однак враховуючи, що функція (8) аперіодична, тобто на інтервалі часу тривалістю T , то значення φ_{i+z} існують лише для $i+z \leq NN_M - 1$. Тому остаточний вираз для АКФ аперіодичної ПСП набуде вигляду:

$$\dot{\chi}_l(z) = \frac{1}{NN_M} \sum_{i=0}^{NN_M-z-1} \exp(j\varphi_i) \exp(-j\varphi_{i+z}), \quad (2.14)$$

Надалі будемо розглядати лише основний пік АКФ (2.14), тобто значення АКФ в області «високої кореляції». Він відповідає основному піку ПСП^М, тобто $0 \leq z \leq N_M-1$. Крім того, для спрощення подальших формул використовуємо раніше введене позначення елементарних символів ПСП^М a_j , $j = 1, 2, \dots, N-1$, а для символів ПСП_М використовуємо позначення з одним індексом b_i , $i = 1, \dots, N_M-1$, оскільки вони повторюються на тривалості кожного елементарного імпульсу ПСП^М [7]. Тоді:

$$\begin{aligned} \dot{\chi}_l(z) = & \frac{1}{N_M} \sum_{i=0}^{N_M-z-1} \exp(j \frac{2\pi}{p} b_i) \exp(-j \frac{2\pi}{p} b_{i+z}) + \\ & + \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-2} \exp(j \frac{2\pi}{p} a_j) \exp(-\frac{2\pi}{p} a_{j+1}) \times \\ & \times \left[\frac{1}{N_M} \sum_{i=N_M-z}^{N_M-1} \exp(j \frac{2\pi}{p} b_i) \exp(-\frac{2\pi}{p} b_{i+z-N_M}) \right], 0 \leq z \leq N_M - 1. \end{aligned} \quad (2.15)$$

З метою спрощення (2.15) можна порівняти його складові. Очевидно, що як дійсні, так і уявні частини першого доданка і складовою другого доданка в квадратних дужках за величиною приблизно одного порядку і пропорційні $1/\sqrt{N_M}$, оскільки, як відомо, результат підсумовування випадкової послідовності чисел пропорційний кореню з їх числа [6]. Перший множник другого доданка пропорційний $1/\sqrt{N}$. З огляду на, що $N \gg N_M$, знехтуємо другим доданком (2.15). Тоді отримаємо наближене вираження для основного піку АКФ ПСП [7]:

$$\dot{\chi}_l(z) = \frac{1}{N_M} \sum_{i=0}^{N_M-z-1} \exp(j \frac{2\pi}{p} b_i) \exp(-j \frac{2\pi}{p} b_{i+z}), 0 \leq z \leq N_M.$$

Його дійсна частина описується як:

$$\text{Re}[\dot{\chi}_l(z)] = \frac{1}{N_M} \sum_{i=0}^{N_M-z-1} \cos(\frac{2\pi}{p} (b_i - b_{i+z})), 0 \leq z \leq N_M, \quad (2.16)$$

а модуль – як

$$|\dot{\chi}_l(z)| = \frac{1}{N_M} \left\{ \left[\sum_{i=0}^{N_M-z-1} \cos(\frac{2\pi}{p} (b_i - b_{i+z})) \right]^2 + \left[\sum_{i=0}^{N_M-z-1} \sin(\frac{2\pi}{p} (b_i - b_{i+z})) \right]^2 \right\}^{1/2}, 0 \leq z \leq N_M. \quad (2.17)$$

Відзначимо, що в разі, якби ми визначили сигнал і його комплексну обгинаючу (2.7) як періодичні функції і повторили викладки, аналогічні використаним при виведенні виразів (2.7) - (2.17), то отримавши вираз, аналогічний (2.15), виявили б, що його перший доданок не змінилося, а другий визначається значеннями бічних піків періодичної АКФ [9] підносійної. Його значення пропорційно $1/\sqrt{N}$ і дуже малий, в порівнянні зі значенням першого доданка. Таким чином, вирази (2.16), (2.17) описують форму основного піку АКФ як аперіодичного, так і періодичного сигналів [7].

Вид основного піку АКФ всього сигналу можна уявити, описавши АКФ його ПСП як решіткова функцію [10] і з'єднавши прямими лініями її значення, оскільки кореляційна функція елементарного імпульсу сигналу $\chi_{\&}(t)$ має трикутну форму [14]. Цей висновок справедливий як для ВОС-сигналів, так і для сигналів з багатопозиційними підносійними. Таким чином, решіткова функція для дійсної частини основного піку АКФ має вигляд:

$$\text{Re}[\dot{\chi}(z)] = \frac{1}{N_M} \sum_{i=0}^{N_M-z-1} \cos(\frac{2\pi}{p} (b_i - b_{i+z})), 0 \leq z \leq N_M. \quad (2.18)$$

Графіки функції (2.17) показані на рис. 2а-2и, де значення відповідних гратчастих функцій з'єднані прямими лініями, що складаються з точок. Штрихові лінії відповідають АКФ ВОС-сигналів. Причому АКФ показані тільки для $0 \leq z \leq N_M$; АКФ при негативних z можна отримати, вклавши симетрично її значення щодо осі ординат.

На рис. 2а-2в показані АКФ сигналів при $N_M = 2$, причому на рис. 2 при $p = 4$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$, на рис. 2б - при $p = 6$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$, на рис. 2в при $p = 6$, $b_0 = 0$, $b_1 = 4$. На рис. 2г-2е показані АКФ при $N_M = 4$. На рис. 2г при $p = 4$, $b_0 = 0$, $b_1 = 3$, $b_2 = 1$, $b_3 = 2$, на рис. 2д - при $p = 6$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$, $b_2 = 2$, $b_3 = 3$, на рис. 2е при $p = 6$, $b_0 = 0$, $b_1 = 5$, $b_2 = 2$, $b_3 = 1$. На рис. 2ж-2и наведені АКФ при $N_M = 3$ і 6. На рис. 2ж при $N_M = 3$, $p = 4$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$, $b_2 = 2$, на рис. 2з - при $N_M = 3$, $p = 4$, $b_0 = 0$, $b_1 = 2$, $b_2 = 1$, на рис. 2и при $N_M = 6$, $p = 6$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$, $b_2 = 2$, $b_3 = 3$, $b_4 = 4$, $b_5 = 5$.

З аналізу рис. 2а-2и слід, що у дійсній частині АКФ багатопозиційних сигналів, як і у ВОС-сигналів, виділяється центральна область основного піку, а решта її значення в області «високої кореляції» майже однакові за величиною, але в кілька разів менше. Виділяється центральна частина основного піку АКФ у багатопозиційних сигналів незначно ширше, ніж у ВОС-сигналів. У той же час види функцій, що описують модуль АКФ багатопозиційних сигналів, принципово не відрізняються від АКФ ВОС-сигналів, тому вони не наводяться.

Важливість виду дійсної частини АКФ є наслідком тієї обставини, що при вимірюванні параметрів прийнятого з супутника сигналу можуть використовуватися схеми стеження за його затримкою за часом (система АПВ) і частотою (система фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ)) з перехресними зв'язками. У цьому випадку застосовується АПВ когерентного типу, дискримінаційна характеристика якої формується за принципом «ранній- пізній» з обчисленням дійсної частини АКФ сигналу [7]. У той же час основу роботи блоку початкового грубого пошуку параметрів частоти і затримки сигналу може становити обчислення в ньому модуля АКФ з прийняттям рішення про затримку по кожному виявленому піку, інформація про стан якого може вводиться в пошукову АПВ когерентного типу.

Таким чином, застосування багатопозиційних ПСП для формування навігаційних сигналів може значно знизити ймовірність синхронізації приймача по боковому піку АКФ [9].

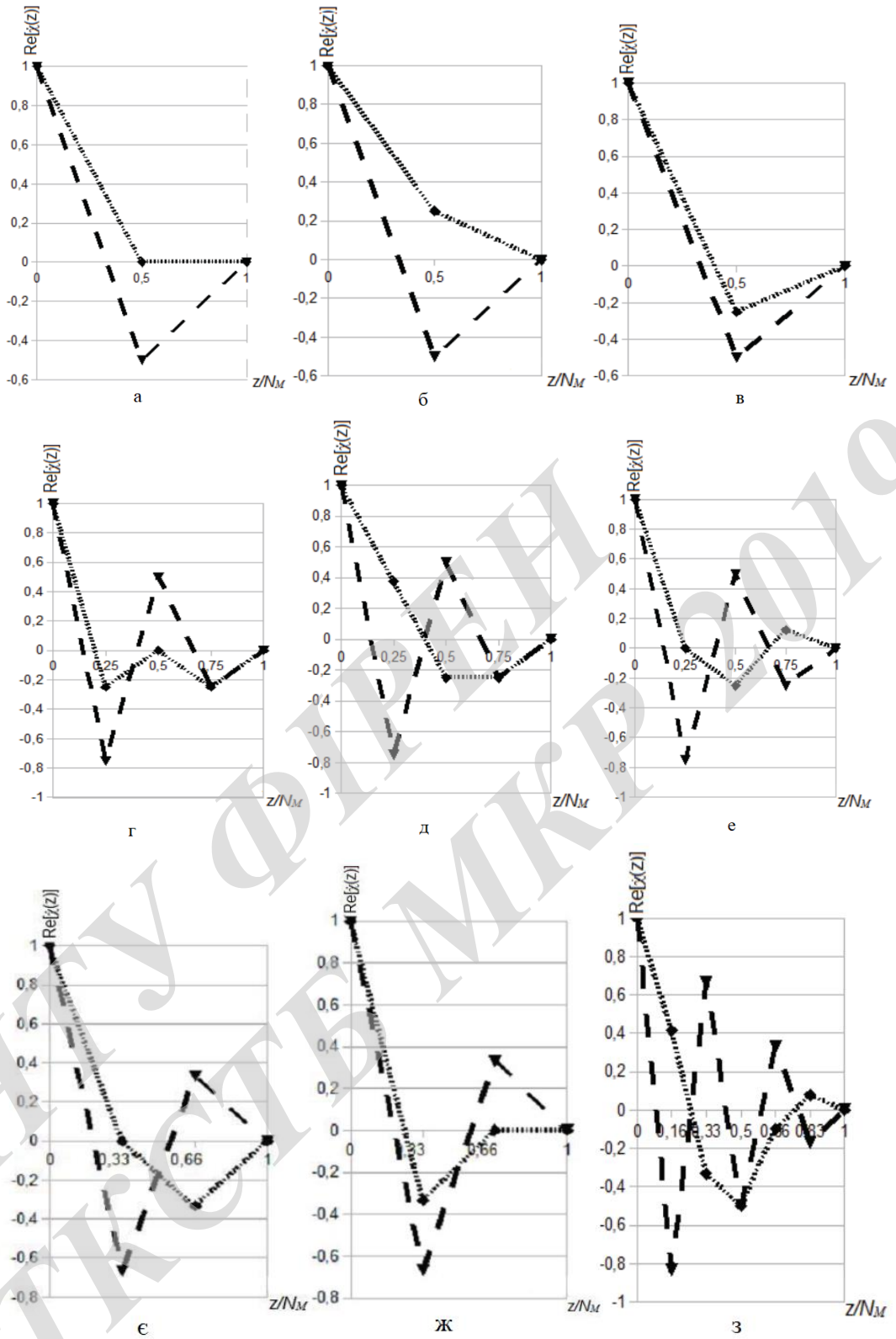


Рисунок 2.2 – АКФ багатопозиційних меандрових сигналів

2.3 Дослідження характеристик бічних піків АКФ і кореляційних властивостей сигналів на основі багатопозиційних підносійних

З аналізу (2.15) випливає, що форма АКФ елемента багатопозиційною меандровою підносійною повторюється в кожному бічному піку результуючої ПСП з коефіцієнтом пропорційності, рівним значенню відповідного бічного піку модульованій ПСП.

Застосування багатопозиційних МП, як уже було показано в попередніх розділах, є перспективним з точки зору поліпшення характеристик існуючих систем на базі двійкових ПСП, використовуваних в радіотехніці і, в тому числі, в системах супутникової навігації. Багатопозиційні МП мають, як правило, кращими, порівняно з двійковими М-последовностями, кореляційними властивостями. Для забезпечення заданого рівня максимального бічного піку АКФ необхідна істотно менша їх довжина в порівнянні з двійковими МП. Далі розглянуто отримання багатопозиційних МП за допомогою регістрів зсуву, наведено алгоритм розрахунку АКФ, а також проаналізовані отримані результати.

Основні принципи розрахунку автокореляційних функцій (АКФ) сигналів з багатопозиційної фазовою модуляцією.

АКФ таких сигналів в загальному випадку комплексна, тому методи розрахунку принципово відрізняються від випадку двійкових сигналів. ПСП модулює носійну частоту f_0 сигналу наступним чином: $S_l(t) = a \cos(2\pi f_0 t + \varphi_l)$, де a - розмірна константа, t - час, $\varphi_l = 2\pi a_l / p + \varphi_0$, причому a_l - символи ПСП і належать множині $0, 1, \dots, (p-1)$, а p дорівнює двом в ступеня n , n - ціле число [38].

Якщо ПСП двійкова, тобто $p = 2$, значення a_l належить множині $0, 1$, початкова фаза $\varphi_0 = 0$ і φ_l приймає два можливих значення - 0 і π . В цьому випадку комплексна обвідна сигналу $G_l(t) = \exp(j\varphi_l)$ може бути дорівнює 1 або -1 . Тобто комплексна обвідна нашого сигналу є дійсною функцією. Кореляційна функція цієї обвідної обчислюється так, як її звикли обчислювати для ПСП, що складається з символів -1 і 1 [39].

Якщо ПСП четвіркова, то $p = 4$, значення a_l належить множині $0, 1, 2, 3$, початкова фаза вибирається $\varphi_0 = 0$; φ_l приймає можливі значення - $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$. Комплексна обгинаюча сигналу є комплексною функцією. Кореляційну функцію комплексної обвідної, тобто для комплексних символів $G_l(t) = \exp(j\varphi_l)$, слід обчислювати звичайним способом, але кінцевим результатом в цьому випадку буде дійсна частина комплексної кореляційної функції, а також модуль комплексної кореляційної функції [10].

Для великих значень p ці міркування необхідно повторити, вибираючи φ_0 так, щоб забезпечити рівномірну розстановку значень фаз сигналу на фазовій площині.

Аперіодичну АКФ слід обчислювати:

$$\chi(k) = \sum_{l=0}^{N-l} G_l (G_{l+k})^*, \quad (2.19)$$

де N - довжина ПСП, $()^*$ - позначення комплексно-сполученої функції; періодичну АКФ визначають:

$$\chi(k) = \sum_{l=0}^N G_l (G_{l+k})^*, \text{ якщо } (l+k \leq N),$$

$$\chi(k) = \sum_{l=0}^N G_l (G_{l+k-N})^*, \text{ якщо } (l+k > N).$$

Тоді з (2.19) випливає, що дійсна частина аперіодичної АКФ [11]

$$\operatorname{Re}[\chi(k)] = \sum_{l=0}^{N-l} \cos(\phi_l - \phi_{l+k}), \quad (2.20)$$

уявна частина АКФ:

$$\operatorname{Im}[\chi(k)] = \sum_{l=0}^{N-l} \sin(\phi_l - \phi_{l+k}), \quad (2.21)$$

а модуль аперіодичної автокореляційної функції:

$$|\chi(k)| = \left[\left(\sum_{l=0}^{N-l} \cos(\phi_l - \phi_{l+k}) \right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{N-l} \sin(\phi_l - \phi_{l+k}) \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (2.22)$$

Так само можна записати модуль і дійсну частину періодичної АКФ. Для багатопозиційних сигналів дійсна частина періодичної АКФ, як і для двійкових, також не має бічних піків, тому їх подальше дослідження не має сенсу. Таким чином, для порівняльного аналізу представляють інтерес в якості базових дійсна частина аперіодичних АКФ [12].

Отримання багатопозиційних МП на базі непервідних поліномів і регістрів зсуву.

Багатопозиційна МП формується аналогічно двійковій МП за допомогою регістра зсуву з n елементів пам'яті, K сумматорів і контуру зворотного зв'язку. Основна відмінність в тому, що операція підсумовування здійснюється за модулем p , де p - кількість символів в алфавіті (в разі двійковій послідовності - 2). Довжина МП становить $N = p^n - 1$, де n - кількість осередків пам'яті. На рис. 2.3 зображено генератор багатопозиційною МП. Позначення \otimes означає суматор за модулем p .

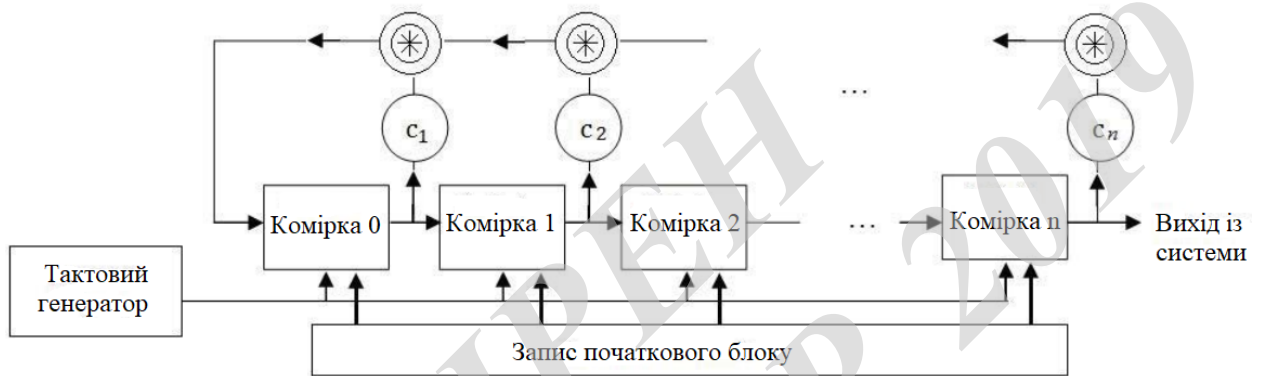


Рисунок 2.3 – Схема генератора багатопозиційної МП

У методі розрахунку АКФ багатопозиційних послідовностей для математичних операцій додавання і множення використовується наведений вище алгоритм роботи з комплексними значеннями фази [11].

Результати розрахунку АКФ багатопозиційних сигналів.

Далі наведено кілька отриманих багатопозиційних МП і їх характеристики. Наводиться або сама МП, або поліном її формує (коефіцієнти при відповідних осередках регістра зсуву). Позначення не приведенного примітивного полінома відповідає [11]. В якості інших позначень вводиться p -символів алфавіту, N -довжина послідовності, T_{\max} - максимальний по модулю значення бокового піку, $T_{\max \text{ норм.}}$ - нормоване значення T_{\max} щодо основного піку. Проведемо на початку порівняння АКФ послідовностей невеликої довжини, щоб переконатися в можливості поліпшення їх характеристик. На рис. 2.4 приведена двійкова МП 000100110101111 з характеристиками $p = 2$, $N = 15$, $T_{\max} = 3$, $T_{\max \text{ норм.}} = 20\%$.

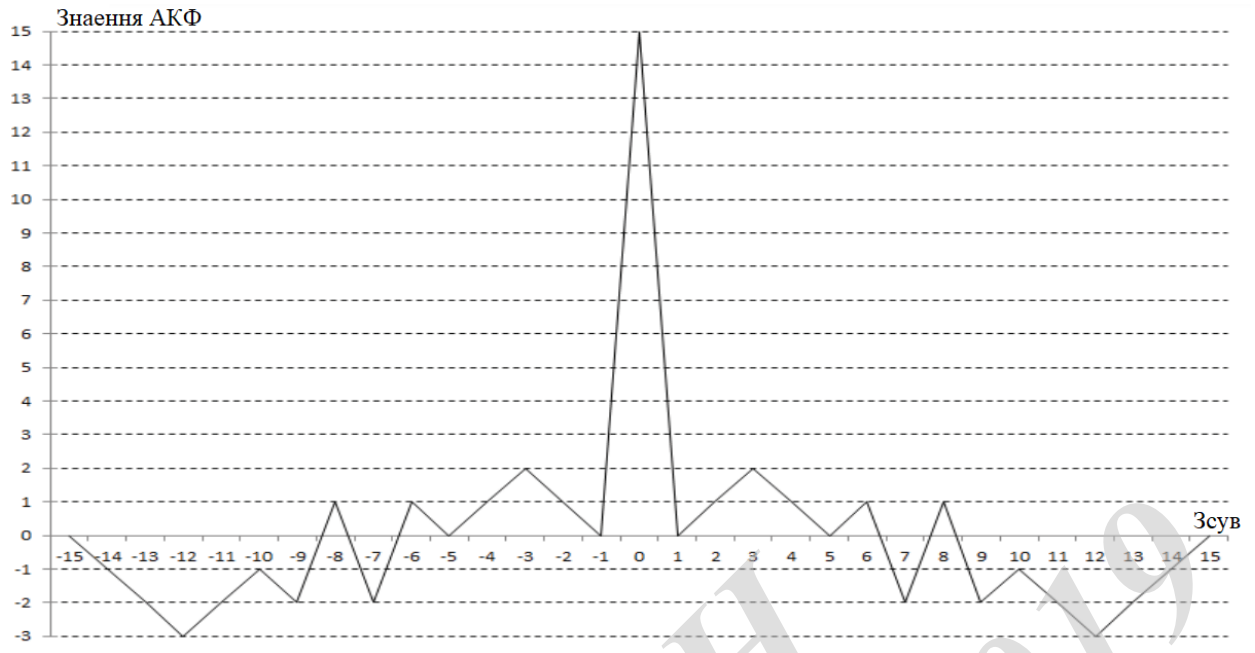


Рисунок 2.4 – АКФ бінарної МП довжини 15

На рис. 2.5 приведена чотирьохпозиційна МП 011310221203323 з характеристиками $p = 4$, $N = 15$, $T_{\max} = 2$, $T_{\max \text{ норм.}} = 13\%$. Для багатопозиційних послідовностей тут і далі будуть наводитися дійсні частини аперіодичної АКФ.

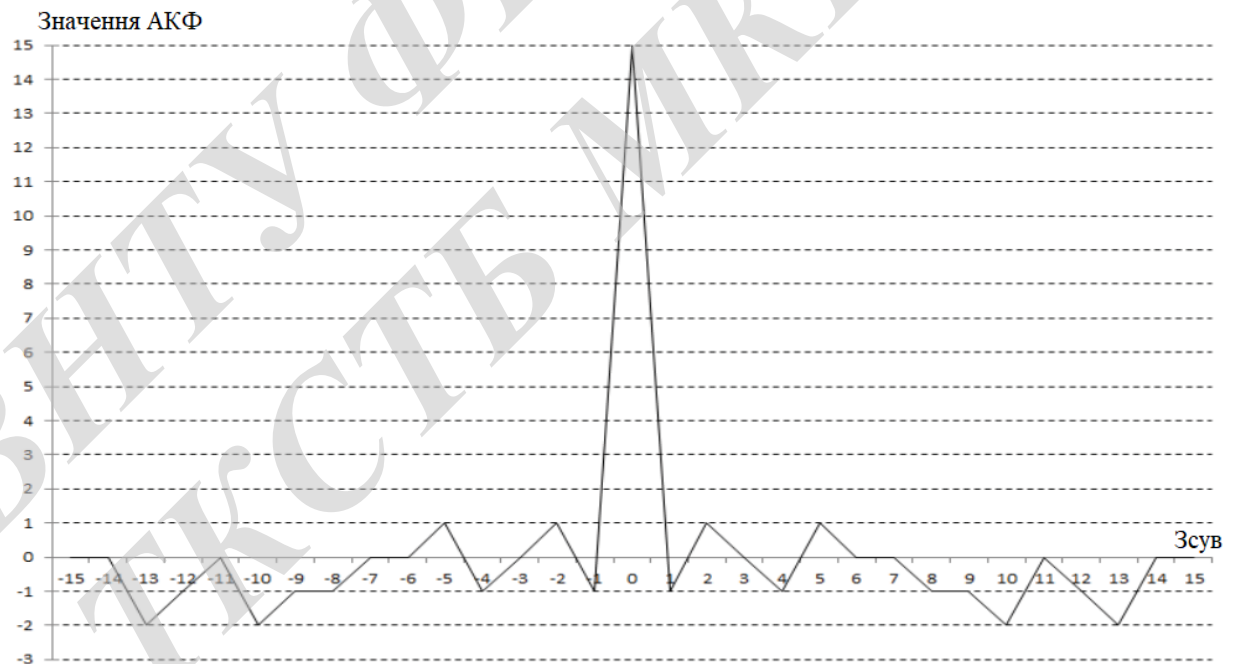


Рисунок 2.5 – Дійсна частина АКФ чотирьохпозиційної МП довжини 15

При порівнянні можна спостерігати, що рівень бічних піків знизився з 3-х до 2-х одиниць. При збільшенні довжини послідовності ймовірно збереження даних властивостей. Нижче досліджені послідовності і їх АКФ з

довжиною до 2400 символів. Основний пік на графіках АКФ не зображений, так як він істотно вище бічних піків.

Поліном: 100110001; $p = 2$, $N = 511$, $T_{\max} = 24$, $T_{\max \text{ норм.}} = 4,7\%$

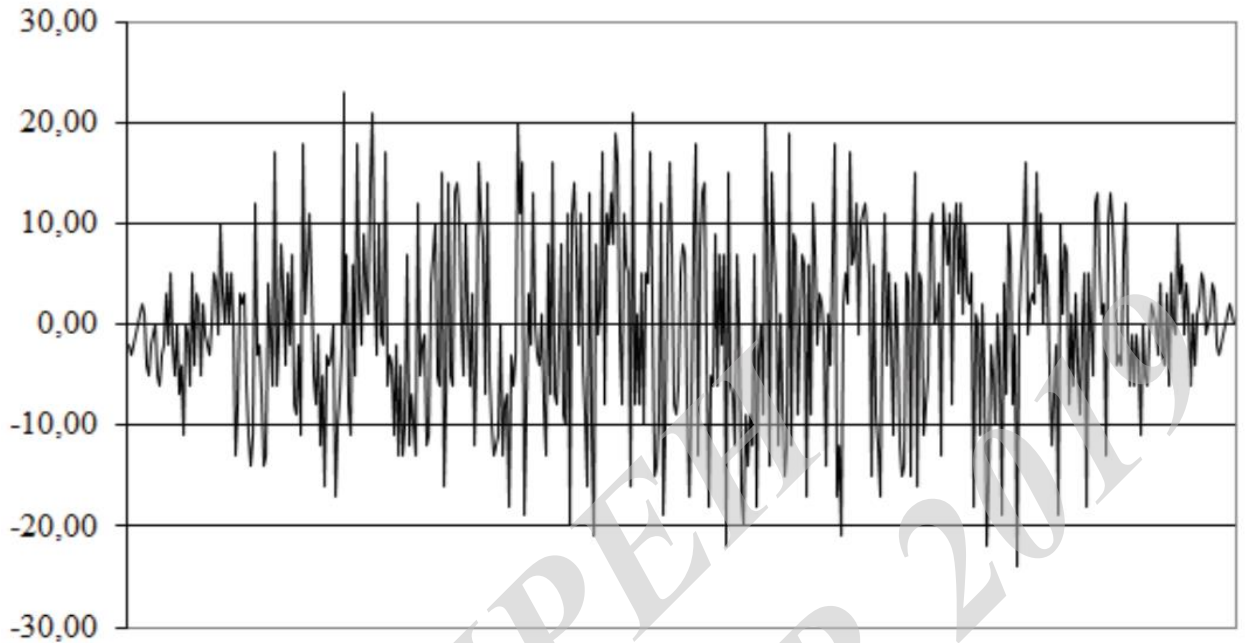


Рисунок 2.6 – АКФ бінарної МП довжини 511

Поліном: 01001011111, $p = 2$, $N = 2047$, $T_{\max} = 50$; $T_{\max \text{ норм.}} = 2,44\%$.

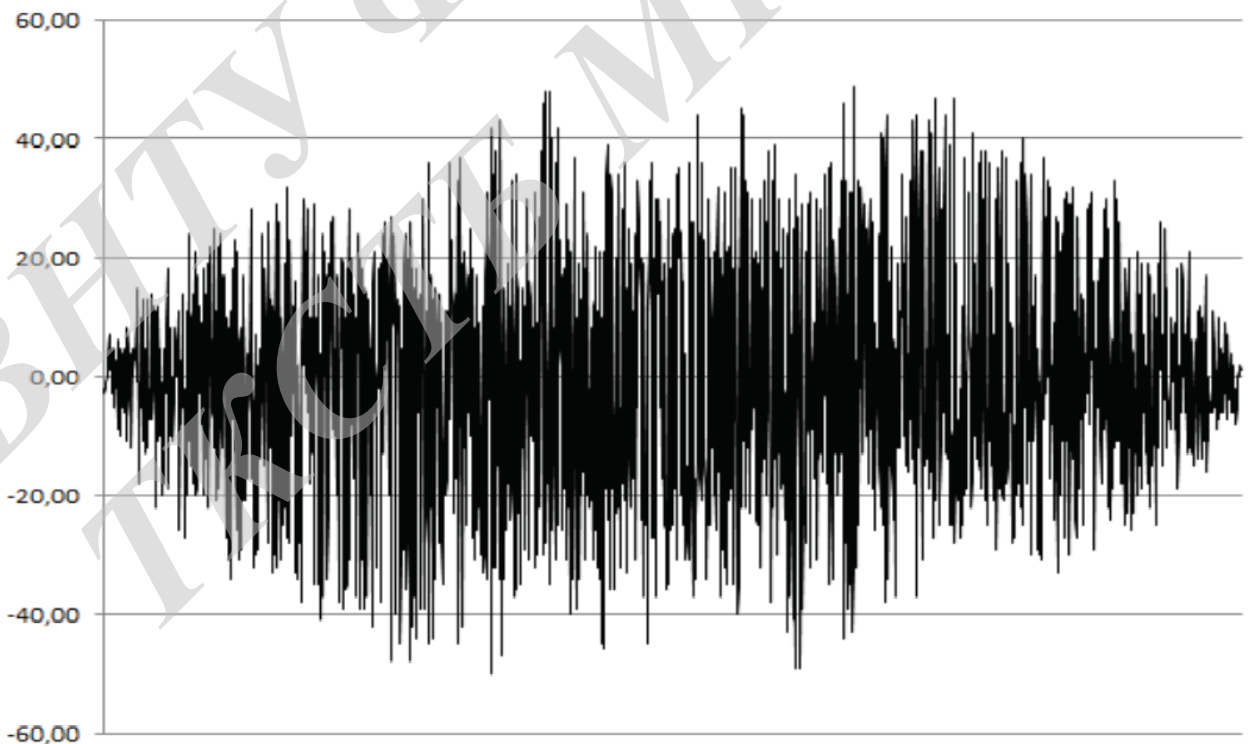


Рисунок 2.7 – Дійсна частина АКФ МП довжини 2047 ($p = 2$)

Поліном: 0000102, $p = 3$, $N = 2186$, $T_{\max} = 27$; $T_{\max \text{ норм.}} = 1,32\%$.

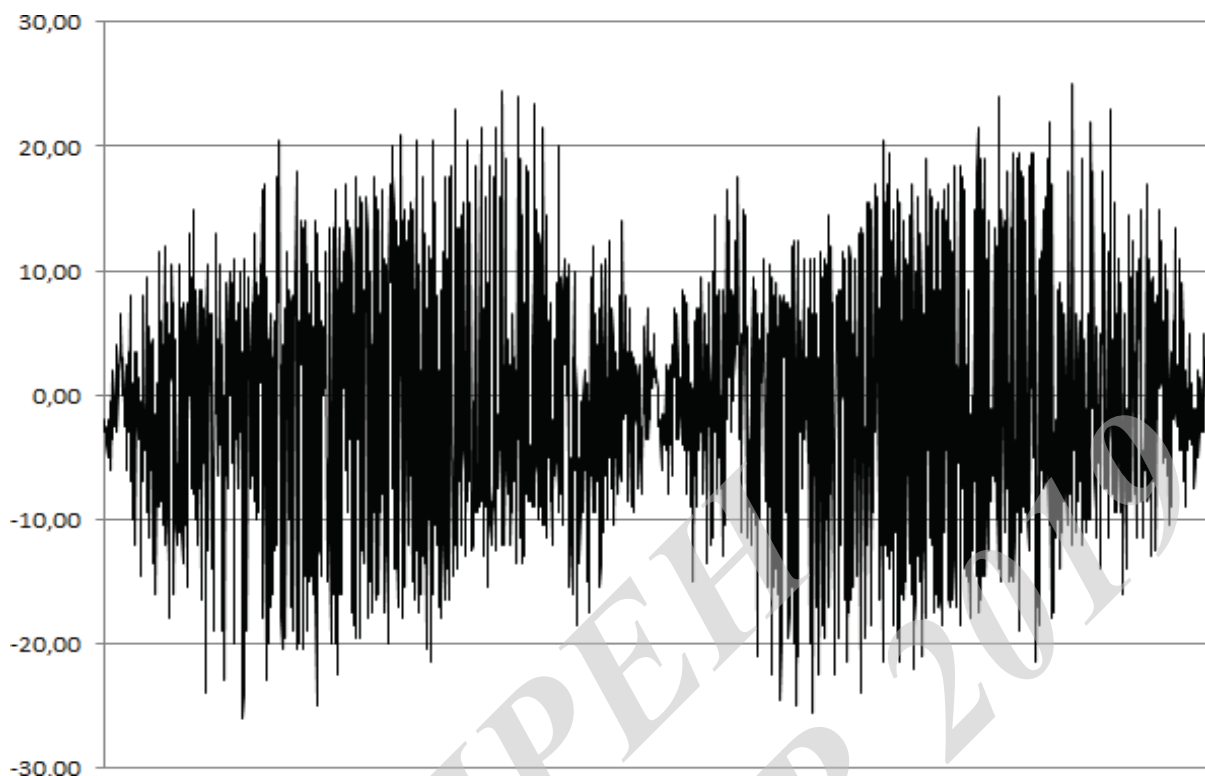


Рисунок 2.8 – Дійсна частина АКФ МП довжини 2186 ($p = 3$)

Поліном: 41212, $p = 5$, $N = 3124$, $T_{\max} = 29,4$; $T_{\max \text{ норм.}} = 0,94\%$.

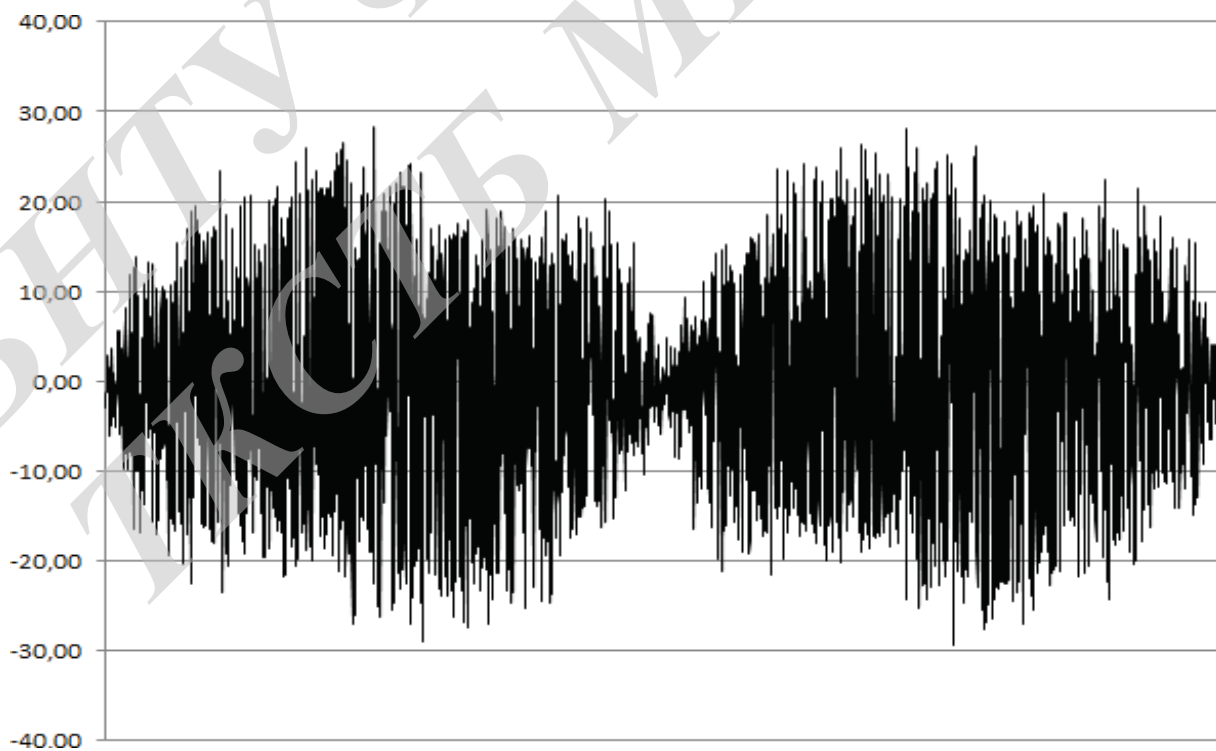


Рисунок 2.9 – Дійсна частина АКФ МП довжини 3124 ($p = 5$)

Поліном: 0424, $p = 7$, $N = 2400$, $T_{\max} = 27,8$; $T_{\max \text{ норм.}} = 1,16\%$;

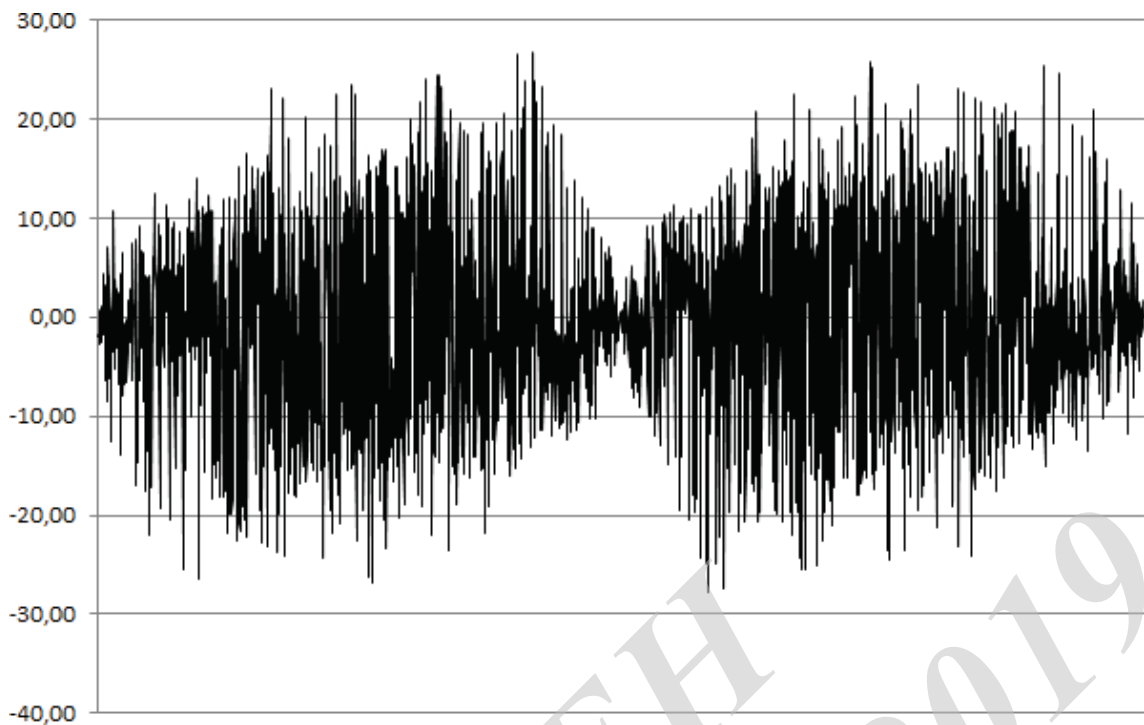


Рисунок 2.10 – Дійсна частина АКФ МП довжини 2400 ($p = 7$)

Для порівняння можна навести характеристики наступної бінарної ПСП $p = 2$, $N = 10\ 240$, $T_{\max \text{ норм.}} = 1\%$.

Розрахунки для $p = 2, 3, 4, 5, 7$ показує, що величина рівня максимального бічного піку (T_{\max}) може становити $T_{\max} = 0,5-0,6 \sqrt{N}$ при $p > 2$. Таким чином, підтверджується, що зі збільшенням кількості рівнів p в сигналі величина максимального бічного піку функції кореляції зменшується [11].

Важливими кореляційними параметрами є максимальний і мінімальний бічні піки АКФ. Також можна відзначити, що графік АКФ є центрально-симетричним, а максимальні відхилення спостерігаються приблизно в районах $1/4$ і $3/4$ довжини (по горизонтальній осі).

Припустимо, що для практичного використання потрібна ПСП з довжиною 2047. Усікання проведемо з краю М-последовності, зображеній на рис. 2.9. Графік АКФ представлений на рис. 2.11.

Отримані кореляційні параметри: максимальний і мінімальний бічні піки дійсної частини АКФ (+29,6 і -28,2 відповідно). Щодо основного піку отримані значення 1,16%. Графік АКФ перестав бути центрально-симетричним. Максимальні відхилення спостерігаються в районі $1/2$ довжини (по горизонтальній осі).

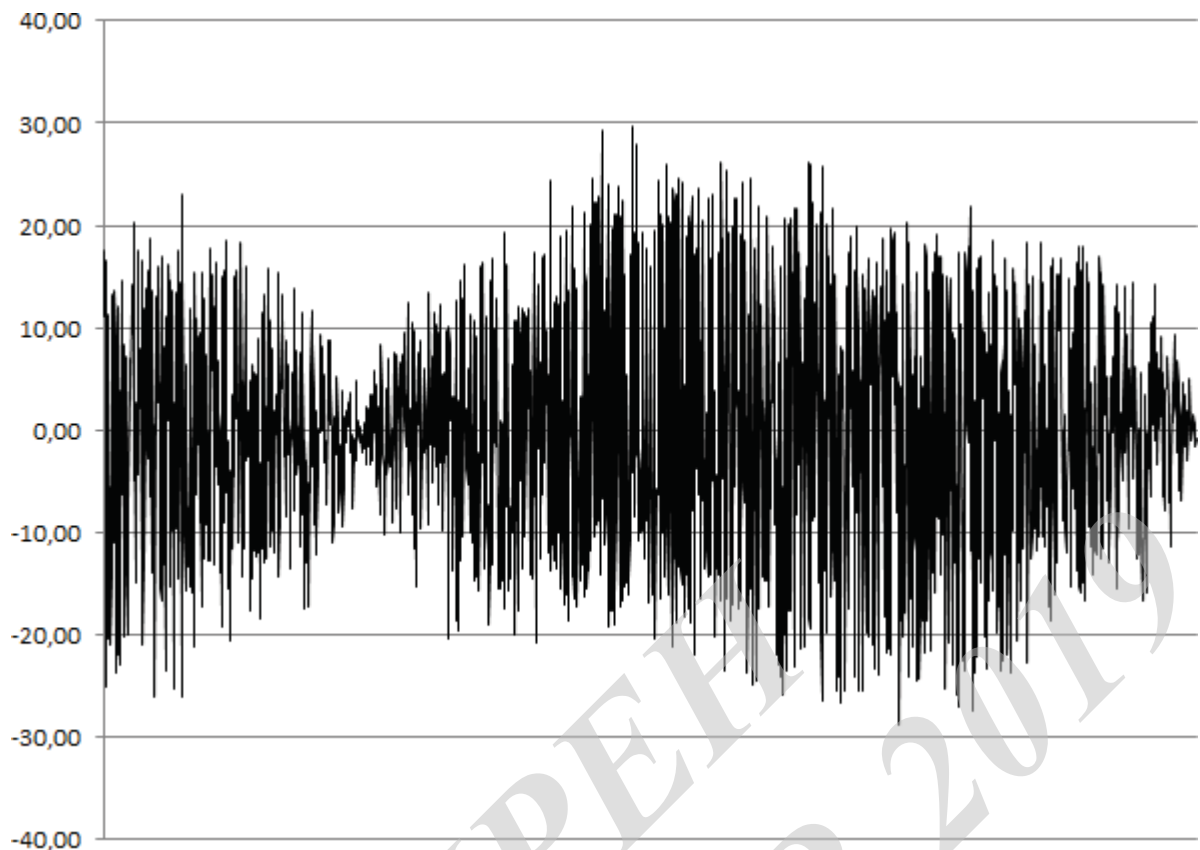


Рисунок 2.11 – Дійсна частина АКФ усіченої до довжини 2047 МП 3124 ($p=5$)

Аналогічні характеристики були отримані і при дослідженні МП різної позиційності і довжини. Таким чином, можна використовувати усічення без погіршення робочих властивостей. Бічні піки лише незначно можуть зменшитися або збільшитися. З іншого боку для кореляційних характеристик важливу роль відіграє ставлення бічних піків до основного піку. Тому переважним є вибір довжини усіченої якомога ближчий до довжини вихідної МП.

Порівняємо характеристики АКФ багатопозиційних МП з бінарними МП при однакових довжинах. За базову довжину візьмемо 2047 символів. Багатопозиційні послідовності при цьому скорочуються до даної довжини. Як характеристик, крім значення максимумів і мінімумів, наводяться також середні значення по модулю бічних пелюсток і середньоквадратичне їх відхилення. Результати також усереднюються по десяти поліномами, так як у різних послідовностей характеристики можуть дещо відрізнятися.

Таблиця 2.1 – Характеристики АКФ послідовностей $p = 2, N = 2047$

Поліноми $2*11-1 = 2047$	макс.	мін	Середнє значення по модулю	Середньоквадратичне значення
11111101001	51,0	52,0	14,4	18,5
01001010101	52,0	53,0	15,4	18,9
10100101101	53,0	54,0	15,1	18,8
00011000111	54,0	55,0	14,5	18,5
10010010111	53,0	54,0	14,9	18,7
11001001011	59,0	60,0	14,3	18,7
10011001101	48,0	49,0	14,9	18,5
00010111111	52,0	53,0	14,8	18,6
01001011111	49,0	50,0	15,3	18,9
10000001011	48,0	49,0	15,1	18,6
Середній результат за сукупністю поліномів	51,9	52,9	14,9	18,7

Таблиця 2.2 – Характеристики АКФ послідовностей $p = 3, N = 2186$

Поліноми $3*7-1 = 2186$	макс	мін	Середнє значення по модулю	Середньоквадратичне значення	макс	мін	Середнє значення по модулю	Середньоквадратичне значення
0000102	25,0	26,0	7,8	9,6	25,0	27,0	7,9	9,7
0000212	29,0	30,0	7,5	9,6	30,0	29,5	7,8	9,7
0001112	25,0	26,0	7,8	9,7	24,0	25,5	8,0	9,8
2220122	26,	27,0	7	9	26,	30	7,6	9,6

	0		, 6	, 4	0	, 5		
1111202	27, 0	28,0	7 , 8	9 , 7	27, 5	28 , 0	8,0	9,8
2100102	27, 5	28,5	8 , 0	9 , 8	27, 0	29 , 0	8,0	9,8
1020212	25, 5	26,5	7 , 9	9 , 7	26, 0	26 , 5	7,9	9,7
2200212	26, 0	27,0	7 , 7	9 , 4	24, 0	26 , 5	7,9	9,7
1210122	24, 5	25,5	7 , 8	9 , 5	24, 5	24 , 0	7,9	9,8
0011012	24, 0	25,0	7 , 7	9 , 5	25, 5	26 , 5	8,1	9,9
Середній результат за сукупністю поліномів	26, 0	27,0	7 , 8	9 , 6	26, 0	27 , 3	7,9	9,8
	Повна довжина				З обрізанням до довжини 2047			

Таблиця 2.3 – Характеристики АКФ послідовностей $p = 5, N = 3124$

Поліноми $5*5-1 = 3124$	макс	мін	Середнє значення по модулю	Середньо квадратич не значення	макс	мін	Середнє значенн я по модулю	Середньо квадратичн е значення
00012	37,7	38,7	8,8	11,2	35,7	37,7	8,9	11,2
20213	30,8	31,8	9,2	11,7	31,2	30,2	8,5	10,8
43232	30,7	31,7	9,3	11,4	29,0	31,7	9,0	11,2
44243	35,4	36,4	8,9	11,4	35,4	37,7	8,8	11,2
03342	31,9	32,9	8,8	11,4	30,9	32,4	8,5	11,1
10112	34,2	35,2	9,2	11,4	32,6	36,5	8,8	11,1
12002	27,7	28,7	9,6	11,6	30,1	29,8	8,9	11,0
42003	27,7	28,7	9,6	11,6	30,1	31,1	8,9	11,1
23323	28,8	29,8	9,2	11,3	29,6	29,7	8,8	11,1
41212	28,4	29,4	9,1	11,3	29,6	28,8	8,8	11,1
Середній результат за сукупністю поліномів	31,3	32,3	9,2	11,4	31,4	32,6	8,8	11,1
Повна довжина					З обрізанням до довжини 2047			

Таблиця 2.4 – Характеристики АКФ послідовностей $p = 7, N = 2400$

Поліноми $7*4-1 =$ 2400	макс	мін	Середн є значен ня по модул ю	Середн ьоквад ратичн є значен ня	макс	мін	Середнє значенн я по модулю	Середньо квадратич не значення
1424	26, 8	27, 8	8,0	10,0	29, 7	30, 3	8,3	10,3
4552	26, 0	27, 0	8,1	10,0	24, 6	25, 8	8,4	10,2
0212	28, 1	29, 1	8,0	10,0	27, 3	29, 9	8,3	10,3
5022	23, 7	24, 7	7,8	9,7	25, 0	26, 5	8,4	10,3
2502	27, 0	28, 0	8,2	10,1	23, 1	27, 0	8,3	10,2
2152	23, 7	24, 7	8,0	10,0	24, 6	24, 6	8,4	10,3
4332	31, 9	32, 9	7,9	9,9	31, 8	34, 5	8,3	10,4
3152	27, 0	28, 0	7,9	9,8	27, 0	27, 0	8,3	10,2
2624	26, 6	27, 6	8,2	10,1	26, 3	26, 5	8,2	10,3

0154	25, 5	26, 5	8,1	10,0	25, 7	28, 5	8,28	10,2
Середній результат за сукупністю поліномів	26, 7	27, 7	8,0	9,9	26, 4	28, 0	8,3	10,3
	Повна довжина				3 обрізанням до довжини 2047			

З аналізу даних, наведених в табл. 2.1 ... 2.4 слід, що при використанні багатопозиційних МП в якості базових навігаційних кодів (модульованих ПСП) для формування вимірювальних навігаційних сигналів характеристики бічних піків дійсних частин АКФ сигналів (максимальні значення бічних піків, середні значення модулів бічних піків, середньоквадратичні відхилення) виявляються приблизно в два рази менше аналогічних показників АКФ сигналів на основі довічних ПСП.

2.4 Висновки до розділу 2

1. Запропоновано формувати вимірювальні навігаційні сигнали на основі комплексних псевдовипадкових послідовностей. Як модульованих ПСП пропонується використовувати p -ні M -послідовності, в якості модульованих - багатопозиційні (комплексні) меандрові ПСП.

2. Встановлено, що використання багатопозиційних псевдовипадкових послідовностей (ПСП) і багатопозиційних піднесуть для формування навігаційних сигналів, як і двійкових послідовностей з меандровими підносійними, дозволяє виділити центральну область основного піку їх автокореляційних функцій (АКФ). Решта значення дійсної частини комплексної АКФ у багатопозиційних сигналів в області високої кореляції (основного піку АКФ) дорівнюють нулю, або в 2 ... 4, а в окремих випадках і в 5 разів менше, в порівнянні з АКФ бінарних меандрових сигналів. При цьому виділяється центральна частина основного піку АКФ у багатопозиційних сигналів незначно ширше, ніж у ВОС-сигналів.

3. Показано, що при використанні багатопозиційних M - послідовностей в якості базових навігаційних кодів (модульованих ПСП) для формування вимірювальних навігаційних сигналів характеристики бічних піків дійсних частин АКФ сигналів (максимальні значення бічних піків, середні значення модулів бічних піків, середньоквадратичні відхилення) виявляються приблизно в два рази менше аналогічних показників АКФ сигналів на основі довічних ПСП.

4. Виявлено, що у навігаційних сигналів класичного типу один і той же рівень максимального бічного піку при заданій займаній смузі частот може бути отриманий або шляхом зміни позиційності ПСП, використовуваної при формуванні сигналу, або шляхом зміни довжини його вибірки в два рази. Кожен з цих способів має свої недоліки: в першому випадку при отриманні в приймачу дійсної АКФ необхідно реалізувати когерентний прийом сигналу, у другому випадку збільшується тривалість часу і ускладнюється алгоритм обробки.

5. При виборі основного навігаційного коду часто необхідно враховувати його довжину. З цією метою, а також для зручності порівняння характеристик ПСП різної позиційності були розглянуті усічені М-последовності. Встановлено, що при вкороченні їх довжини не більш ніж на 20-30% характеристики АКФ практично такі ж, як і у АКФ М-последовностей повних довжин. Довжина усіченої багатопозиційною МП в даному випадку збігається з повною довжиною бінарної МП.

6. При використанні багатопозиційних МП для формування вимірювальних навігаційних сигналів класичного типу збільшення позиційності для отримання необхідного рівня бічного піку АКФ дозволяє зменшити довжину вибірки сигналу, обмежити ефективний спектр сигналу, при цьому значно поліпшивши робочі характеристики (отримати додатковий вигащ в завадостійкості в районі 40 - 50%, що складе приблизно 2,4 дБ).

7. Показано, що істотно збільшувати кількість позицій багатопозиційних ПСП (більше 7-8 символів алфавіту) не має сенсу, так як характеристики АКФ сигналів при цьому не поліпшуються.

3 СПЕКТРАЛЬНІ ВЛАСТИВОСТІ НАВІГАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ НА БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ ПІДНОСІЙНИХ

Навігаційний сигнал розглянемо в аперіодичному режимі на тривалості часу NN_T , на якій задані структури ПСП_M і ПСП^M. По-цьому сигнал на даному етапі дослідження можна вважати детермінованим. Тоді спектр його комплексної обвідної визначимо як [10]:

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (3.1)$$

Підставивши вираз для комплексної обвідної багатопозиційного сигналу з розділу 2 даної МКР в (3.14), отримаємо [11]:

$$F(f) = a \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_M-1} \exp(j\varphi_{jN_M+i}) \exp(-j2\pi f(jN_M+i)T_M) \int_0^{T_M} S_2(x) \exp(-j2\pi fx) dx. \quad (3.2)$$

Спектр прямокутного імпульсу тривалістю T_M позначимо як $F_M(f)$, тобто:

$$F_M(f) = a \int_0^{T_M} S_2(x) \exp(-j2\pi fx) dx. \quad (3.3)$$

Тоді отримаємо [11]:

$$F(f) = F_M(f) \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_M-1} \exp(j\varphi_{jN_M+i}) \exp(-j2\pi f(jN_M+i)T_M). \quad (3.4)$$

Спектральна щільність потужності (СПМ) сигналу (або його енергетичний спектр) визначається як [17]:

$$G(f) = \frac{F(f)F^*(f)}{NN_M T_M}. \quad (3.5)$$

Ввівши позначення для СПМ прямокутного імпульсу $G_M(f)$ підставляючи (3.5) в (3.4), отримаємо [11]:

$$G(f) = D_M(f) \frac{1}{NN_M} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_M-1} \sum_{z=-(jN_M+i)}^{NN_M-(jN_M+i)-2} \exp(j\phi_{jN_M+i}) \times \exp(-j\phi_{jN_M+i+z}) \exp(-j2\pi f T_M z). \quad (3.6)$$

З метою аналізу (3.6) перепишемо його як

$$G(f) = D_M(f) \frac{1}{NN_M} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_M-1} A_l^m, \quad (3.7)$$

З огляду на, що члени A_l^m подвійної суми (3.7) утворюють двовимірний масив, представимо їх сукупність у вигляді двовимірної матриці, де $l = 0, \dots, (NN_M-1)$ - номер рядка матриці, $m = 0, \dots, (NN_M-1)$ - номер стовпчика. Ця матриця представлена у вигляді табл. 3.1. Член матриці A_l^m розташований на перетині l -ої рядка і m -го стовпчика таблиці, тобто в її графі (l, m) . Аналізуючи отриману матрицю, згрупуємо її члени так, щоб їх суми в кожній групі не залежали від символів ПСП^M і ПСП_M, або залежали тільки від символів ПСП^M, або тільки від ПСП_M або від символів двох ПСП. Для цього проведемо аналіз матриці [11].

Таблиця 3.1 – Двовимірна матриця

m	0	1	...			NN_M+1
l						
0	v_0 \mathfrak{g}	v_0		\mathfrak{g}		ξ_{NN_M-1}
1	v_0	v_1 \mathfrak{g}	v_1		ξ_3 \mathfrak{g}	...
...		v_1	... \mathfrak{g}	ξ_1	ξ_2	\mathfrak{g}
	\mathfrak{g}	ξ_2^*	ξ_1^*	\mathfrak{g}		
		ξ_3^* \mathfrak{g}			v_{NN_M-2}	v_{NN_M-2}
					\mathfrak{g}	
NN_M-1	$\xi_{NN_M-1}^*$...	\mathfrak{g}		v_{NN_M-2}	v_{NN_M-1}
						\mathfrak{g}

Введемо позначення: нехай ξ_x ($x = 0, 1, \dots, NN_M - 1$) - номери діагоналей досліджуваної матриці (див. табл. 3.1), відлічувані від її головної діагоналі, що має нульовий номер, а v_y - номер члена ξ_x - ї діагоналі, відлічуваний від її найвищого члена, що має також нульовий номер. Аналіз матриці показує, що на її діагоналях, розташованих симетрично щодо головної діагоналі, знаходяться комплексно зв'язані члени A_l^m , аргументи яких однакові і визначаються за номерами ξ_x діагоналей. Частини аргументів, які залежать від f рівні $\xi_x 2\pi T f_M$ у членів A_l^m , розташованих вище 0-ої діагоналі, і вони рівні $-\xi_x 2\pi T f_M$ у членів, розташованих нижче головної діагоналі. Модулі цих членів A_l^m на кожній діагоналі визначаються за виразами $\exp(j\varphi_l)\exp(-j\varphi_m)$, де l і m визначаються по діагональним координатам члена, тобто $l=v_y$, $m=v_y+\xi_x$. З аналізу останніх виразів випливає, що на діагоналях аналізованої матриці з номерами, кратними N_M , знаходяться члени A_l^m , модулі яких не залежать від значень символів ПСПМ. Ці члени позначені символом Θ табл. 3.1. Кількість діагоналей матриці з номерами ξ_x або ξ_x^* кратними N_M , так само $N-1$, а кількість членів на кожній такій діагоналі одно $NN_M - \xi_x$, з яких групи по N_M членів повторюються. Таким чином, підсумовуючи всі члени матриці, помічені символом Θ табл. 3.1, крім членів, розташованих на ξ_0 - й діагоналі, одержимо вираз для компонента СПМ, котрий залежить від значень символів ПСПМ [18]:

$$G^{(M)}(f) = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-k-1} \cos(2\pi f N_M T_M k + \varphi_i^{(M)} - \varphi_{i+k}^{(M)}). \quad (3.8)$$

При його запису враховувалося нормування на NN_M , введена в (3.7). Крім того, $\varphi_i^{(M)} = (2\pi/p) a_i$, і залежать тільки від символів ПСПМ. Сума членів A_l^m знаходяться на ξ_0 - й діагоналі матриці і нормована щодо NN_M , дорівнює 1, і не залежить від структур ПСП.

Між ξ_0 - ю діагоналлю матриці та ξ_{N_M} - ю діагоналлю знаходяться члени матриці, що залежать тільки від символів ПСПМ. Загальна кількість таких діагоналей одно $N_M - 1$, а кількість членів на кожній з них, що залежать тільки від символів ПСПМ, дорівнює $N(N_M - \xi_x)$, де ξ_x - номер діагоналі. Причому блоки з $N_M - \xi_x$ членів на кожній діагоналі повторюються по N раз. Таким чином, вираз для компонента СПМ (3.6), що залежить тільки від структури ПСПМ, після нормування до NN_M має вигляд:

$$G_{(M)}(f) = \frac{2}{N_M} \sum_{k=1}^{N_M-1} \sum_{i=0}^{N_M-k-1} \cos(2\pi f T_M k + \varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}), \quad (3.9)$$

де $\varphi_{(M)i} = (2\pi/p)b_i$. Решта членів A_i^m , що знаходяться між ξ_0 - ю і ξ_{N_M} - ю діагоналями, залежать від структур двох ПСП, їх загальна кількість така ж, як членів, залежних тільки від ПСПМ, але вони не утворюють повторюваних блоків, так як всі символи відрізняються один від одного. Вважаючи, що їх значення є випадковими величинами, отримуємо, що сума цих членів буде приблизно в \sqrt{N} раз менше $G_{(M)}(f)$. Тоді враховуючи, що $N \gg N_M$, знехтуємо складовою СПМ, утвореної сумою цих членів аналізованої матриці. Суму всіх інших членів матриці позначимо як спосіб, вираз для СПМ сигналу має вигляд [11]:

$$G(f) = G_M(f) \left(1 + G_{(M)}(f) + G^{(M)}(f) + G_{(M)}^{(M)}(f) \right). \quad (3.10)$$

Енергетичний спектр одиночного імпульсу

З аналізу (3.10) випливає, що СПМ одиночного імпульсу навігаційного сигналу тривалістю $N_M T_M$ відповідає виразу:

$$G_I(f) = G_M(f) \left(1 + G_{(M)}(f) \right). \quad (3.11)$$

Скористаємося виразом (3.11), в яке підставимо (3.9), після чого отримуємо:

$$G_{(I)}(f) = G_M(f) \left(1 + \frac{2}{N_M} \sum_{k=1}^{N_M-1} \sum_{i=0}^{N_M-k-1} \cos(2\pi f T_M k + \varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}) \right). \quad (3.12)$$

З (3.12) отримуємо для багатопозиційних сигналів [11]:

$$G_{(I)}(f) = a^2 T_{M1} \left[\frac{\sin(\pi f T_{M1})}{\pi f T_{M1}} \right]^2 \times \quad (3.13)$$

$$\times \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{N_M-1} [\operatorname{Re}(\dot{\chi}(k)) \cos(2\pi f T_{M1} k) + \operatorname{Im}(\dot{\chi}(k)) \sin(2\pi f T_{M1} k)] \right),$$

де $\dot{\chi}(k)$ - комплексна аперіодична автокореляційна функція багатопозиційною підносійною в області високої кореляції, тобто

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \chi(k) &= \frac{1}{N_M} \sum_{i=0}^{N_M-k-1} \cos(\varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}), \\ \operatorname{Im} \chi(k) &= \frac{1}{N_M} \sum_{i=0}^{N_M-k-1} \sin(\varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}), \end{aligned} \quad (3.14)$$

а $T_{M1} = 2T_M / N_M$, де $a T_{M1}$, будучи тривалістю імпульсу підносійної при $N_M = 3$, виражено через тривалість імпульсу меандру T_M при $N_M = 2$. При цьому вважається, що тривалість елементарного імпульсу ПСП^M залишається постійною [11].

З метою підтвердження правильності (3.13) розглянемо окремий випадок, відповідний меандровий ПСП, вирази для СПМ яких отримані в [1-3] по методиці, відмінній від використовуваної в даній МКР. З цієї ціллю, застосувавши формулу складання для косинусної функції в (3.14), і з огляду на, що в разі меандрового ПСП різниця $\varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}$ може приймати тільки значення $\pm\pi$ або 0, отримаємо для меандрового ПСП:

$$G_{(I)}(f) = G_M(f) \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{N_M-1} \chi(k) \cos(2\pi f T_M k) \right), \quad (3.15)$$

де $\chi(k)$ - значення кореляційної функції меандрового ПСП виду 1-11-1 ... або -11-11 Очевидно, що для таких ПСП [11]

$$\chi(k) = \frac{(-1)^k (N_M - k)}{N_M}, k = 0, \dots, N_M - 1. \quad (3.16)$$

Підставляючи (3.16) в (3.15), отримаємо:

$$G_{(I)}(f) = G_M(f) \left(1 + \frac{2}{N_M} \sum_{k=1}^{N_M-1} (-1)^k (N_M - k) \cos(2\pi f T_M k) \right). \quad (3.17)$$

Вираз (3.17) не вдалося привести до загального вигляду енергетичного спектра меандрового сигналу, отриманого в [2], але, як показано нижче, в окремих випадках при $N_M = 2$ і $N_M = 4$ воно збігається з цим виразом.

Енергетичні спектри одиночних імпульсів при $N_M = 2$

Для меандрового сигналу при $N_M = 2$ з (3.17) отримуємо [11]:

$$G_{(I)}(f) = 2a^2 T_M \left[\frac{\sin(\pi f T_M)}{\pi f T_M} \right]^2 \sin^2(\pi f T_M), \quad (3.18)$$

а для багатопозиційного сигналу з (3.13) отримуємо [11]:

$$G_{(I)}(f) = a^2 T_M \left[\frac{\sin(\pi f T_M)}{\pi f T_{M1}} \right]^2 \cos^2 \left(\pi f T_M + \left(\varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k} \right) / 2 \right). \quad (3.19)$$

Відзначимо, що вираз (3.18) збігається з (37) з [2], де для нормованого енергетичного спектра меандрового сигналу при парному N_M вираз [11]:

$$G(f) = \frac{1}{f_c} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\frac{\pi f}{f_c}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f}{N_M f_c}\right) \right]^2. \quad (3.20)$$

де f - тактова частота ПСПМ, тобто в позначеннях даної МКР при $N_M = 2$ значення $f_c = 1/2T_M$. Тоді підставляючи це значення f_c в (3.19) і вважаючи, що $N_M = 2$, отримуємо [11]:

$$G(f) = 2T_M \left[\frac{\sin(\pi f T_M)}{\pi f T_M} \right]^2 \sin^2(\pi f T_M). \quad (3.21)$$

Таким чином, вищенаведеними міркуваннями доведена правильність отриманих в даній роботі загальних виразів (3.13), (3.15) для СПМ як меандрових сигналів, так і сигналів з багатопозиційними підносійними. При цьому (3.15) є загальним виразом для СПМ меандрових сигналів при парних і непарних значеннях N_M .

На рис. 3.1 (а-в) наводяться спектри одиночних імпульсів навігаційних сигналів при $N_M = 2$, побудовані відповідно до (3.17), (3.18) з використанням пакета Mathcad. Спектри нормовані щодо енергії елементарного імпульсу підносійної, тобто $a^2 T_{M1}$. Тривалість імпульсу $T_{M1} = T_M$ (див. нижче). На рис. 3.1 (а) показаний спектр меандрових сигналів, а на рис. 3.1 (б) - спектри сигналів з багатопозиційними дзеркальними підносійними: суцільною лінією при $p = 4$, $b_0 = 3$, $b_1 = 0$, а пунктирною лінією - при $p = 4$, $b_0 = 0$, $b_1 = 3$. На рис. 3.1 (в) показані відповідні спектри при $p = 6$, $b_0 = 2$, $b_1 = 0$ і $p = 4$, $b_0 = 0$, $b_1 = 2$. Аналіз цих графіків дозволяє стверджувати, що спектри багатопозиційних сигналів при $N_M = 2$ є асиметричними, причому зміщенням спектра в область більш високих або низьких частот щодо носійної частоти, а також величиною

зміщення можна управляти вибором фазової структури підносійної. При цьому сигнали з підносійними, перше значення фази яких дорівнює нулю, зміщуються вправо від носійної частоти сигналу, а сигнали з дзеркальними підносійними - вліво. Зсув сигналу не залежить від структури основного навігаційного коду. Таким чином, при використанні багатопозиційних ПСП при формуванні навігаційних сигналів можна розмістити більшу кількість сигналів в виділеній смузі частот, у порівнянні з меандровими сигналами [11].

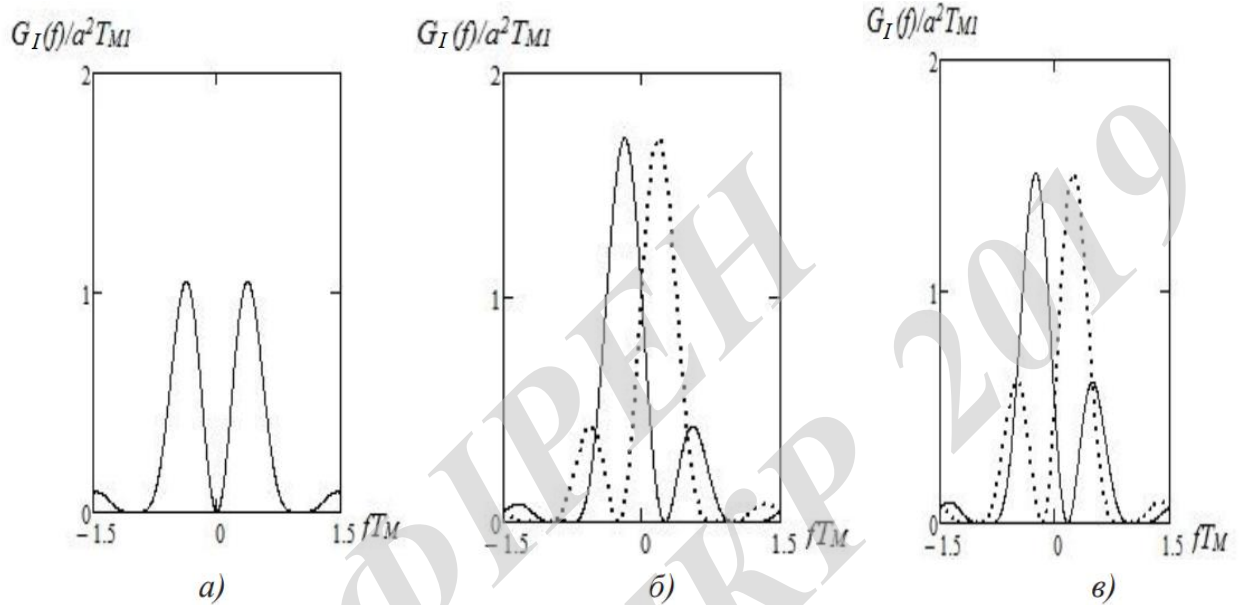


Рисунок 3.1 – Енергетичні спектри одиночних імпульсів навігаційних сигналів при N_M

Енергетичні спектри одиночних імпульсів при $N_M = 3$

Зокрема, при $N_M = 3$ для меандрових сигналів з (3.17) отримуємо [11]:

$$G_{(E)}(f) = \frac{2}{3} a^2 T_M \left[\frac{\sin(\frac{2}{3} \pi f T_M)}{\frac{2}{3} \pi f T_M} \right]^2 \left(1 + \frac{2}{3} \cos(\frac{8}{3} \pi f T_M) - \frac{4}{3} \cos(\frac{8}{3} \pi f T_M) \right), \quad (3.22)$$

а в разі багатопозиційних підносійних [11]

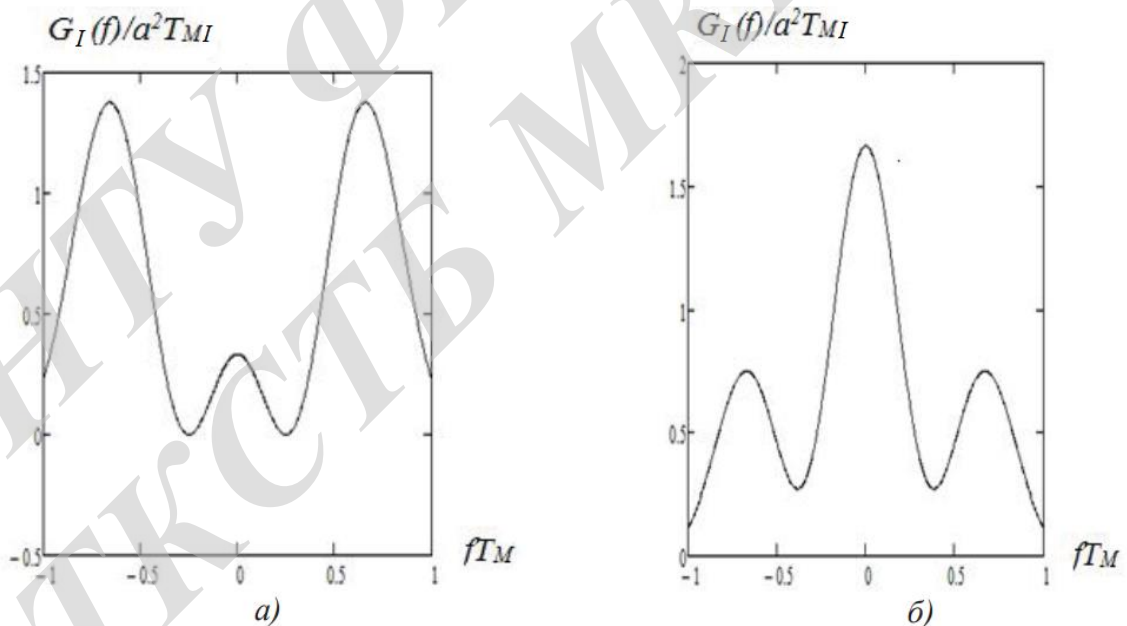
$$G_{(E)}(f) = \frac{2}{3} a^2 T_M \left[\frac{\sin(\frac{2}{3} \pi f T_M)}{\frac{2}{3} \pi f T_M} \right]^2 \left(1 + \frac{2}{3} \{ \cos(\frac{4}{3} \pi f T_M + \varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)1}) + \right. \quad (3.23)$$

$$\left. + \cos(\frac{4}{3} \pi f T_M + \varphi_{(M)1} - \varphi_{(M)2}) + \cos(\frac{8}{3} \pi f T_M + \varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)2}) \} \right),$$

На рис. 3.2 (а) ... (г) наводяться спектри одиночних імпульсів при $NM = 3$, побудовані відповідно до (3.22), (3.23). На рис. 3.2 (а) показаний спектр меандрового сигналу. Відзначимо, що точно такий же спектр мають і багатопозиційні сигнали, у яких $\varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)1} = -(\varphi_{(M)1} - \varphi_{(M)2}) = \pi$, а $\varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)2} = 0$, наприклад, при $p = 4$ такий спектр матиме сигнал з носійною $b_0=0, b_1=2, b_2=0$ або $b_0=2, b_1=0, b_2=2$, а при $p=6$ з підносійною $b_0=0, b_1=3, b_2=0$ або $b_0=3, b_1=0, b_2=3$ і т.д. [11].

Видно, що спектр аналізованого сигналу не зрушується в область більш високих або низьких частот, а концентрується в околицях носійної частоти, якщо $\varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)1} = -(\varphi_{(M)1} - \varphi_{(M)2}) = \pi/2$, і $\varphi_{(M)0} = \varphi_{(M)2}$. Це буде, наприклад, при $p=4$ для підносійних $b_0=0, b_1=1, b_2=0$, а також $b_0=1, b_1=0, b_2=1$. Відповідний спектр наведено на рис. 3.2 (б) [11].

На рис.3.2 (в) наведено спектр при $p=4$ і $b_0=0, b_1=1, b_2=2$. Він зміщений вправо щодо носійної частоти. Очевидно, дзеркальний сигнал з $p=4$ і $b_0=2, b_1=1, b_2=0$ буде зміщений вліво і симетричний наведеним спектру щодо носійної частоти. Асиметрія буде менш виражена при хаотичному чергуванні символів підносійної. Наприклад, на рис. 3.2 (г) наведено спектр сигналу з $p=4$ і $b_0=0, b_1=2, b_2=1$ [11].



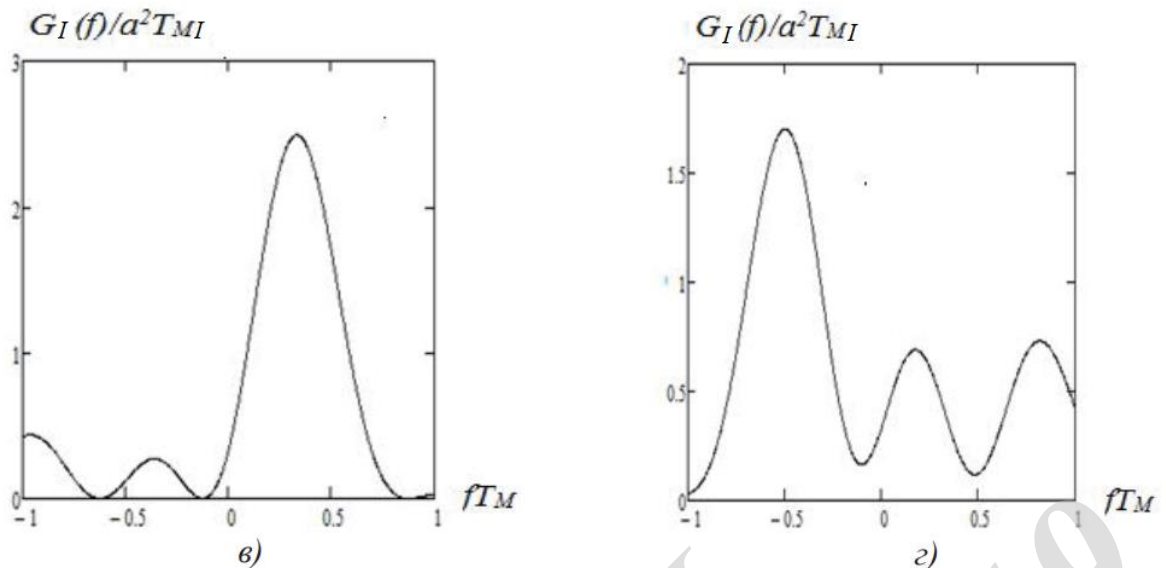


Рисунок 3.2 – Енергетичні спектри одиночних імпульсів навігаційних сигналів при $N_M = 3$

Енергетичні спектри одиночних імпульсів при $N_M = 4$

При $N_M = 4$ з (3.17) для меандрових сигналів отримуємо [11]:

$$G_{(I)}(f) = G_{M1}(f) \left(1 + \frac{2}{4} \sum_{k=1}^3 (-1)^k (N_M - k) \cos(2\pi f T_{M1} k) \right) = \quad (3.24)$$

$$= 4G_{M1}(f) \sin^2 \pi f T_{M1} \cos^2 2\pi f T_{M1}.$$

В остаточному вигляді, враховуючи, що $T_{M1} = T_M/2$, отримаємо при $N_M=4$ [11]:

$$G_{(E)}(f) = \frac{2}{3} a^2 T_M \left[\frac{\sin(\pi f T_M/2)}{\pi f T_M/2} \right]^2 \sin^2(\pi f T_M/2) \cos^2 \pi f T_M. \quad (3.25)$$

Легко показати, що отримана формула збігається з (3.21) при $N_M = 4$.

Для багатопозиційних підносійних при $N_M = 4$ одержуємо [11]:

$$G_{(E)}(f) = \frac{1}{2} a^2 T_M \left[\frac{\sin(\frac{2}{3}\pi f T_M)}{\frac{2}{3}\pi f T_M} \right]^2 \left(1 + \frac{1}{2} \{ \cos(\pi f T_M + \varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)1}) + \right. \quad (3.26)$$

$$+ \cos(\pi f T_M + \varphi_{(M)1} - \varphi_{(M)2}) + \cos(\pi f T_M + \varphi_{(M)2} - \varphi_{(M)3}) +$$

$$\left. + \cos(2\pi f T_M + \varphi_{(M)0} - \varphi_{(M)2}) + \cos(3\pi f T_M + \varphi_{(M)1} - \varphi_{(M)3}) \right\},$$

На рис. 3.3 (а-г) наводяться спектри одиночних імпульсів при $N_M=4$, побудовані відповідно до (3.21), (3.19). На рис. 3.3 (а) показаний спектр меандрового сигналу, а на рис. 3.3 (б) - спектри двох дзеркальних сигналів при $p=4$ і $b_0=0$, $b_1=1$, $b_2=2$, $b_3=3$ (суцільна лінія) і при $p=4$ і $b_0=0$, $b_1=1$, $b_2=2$, $b_3=3$

(пунктирна лінія) . Більш рівномірний розподіл потужності сигналу по смузі частот буде при хаотичному чергуванні символів піднесе як це показано на рис. 3.3 (в) для $p=6$ і $b_0=0, b_1=5, b_2=2, b_3=1$ і рис. 3.3 (г) для $p=4$ і $b_0=0, b_1=3, b_2=1, b_3=2$ [11].

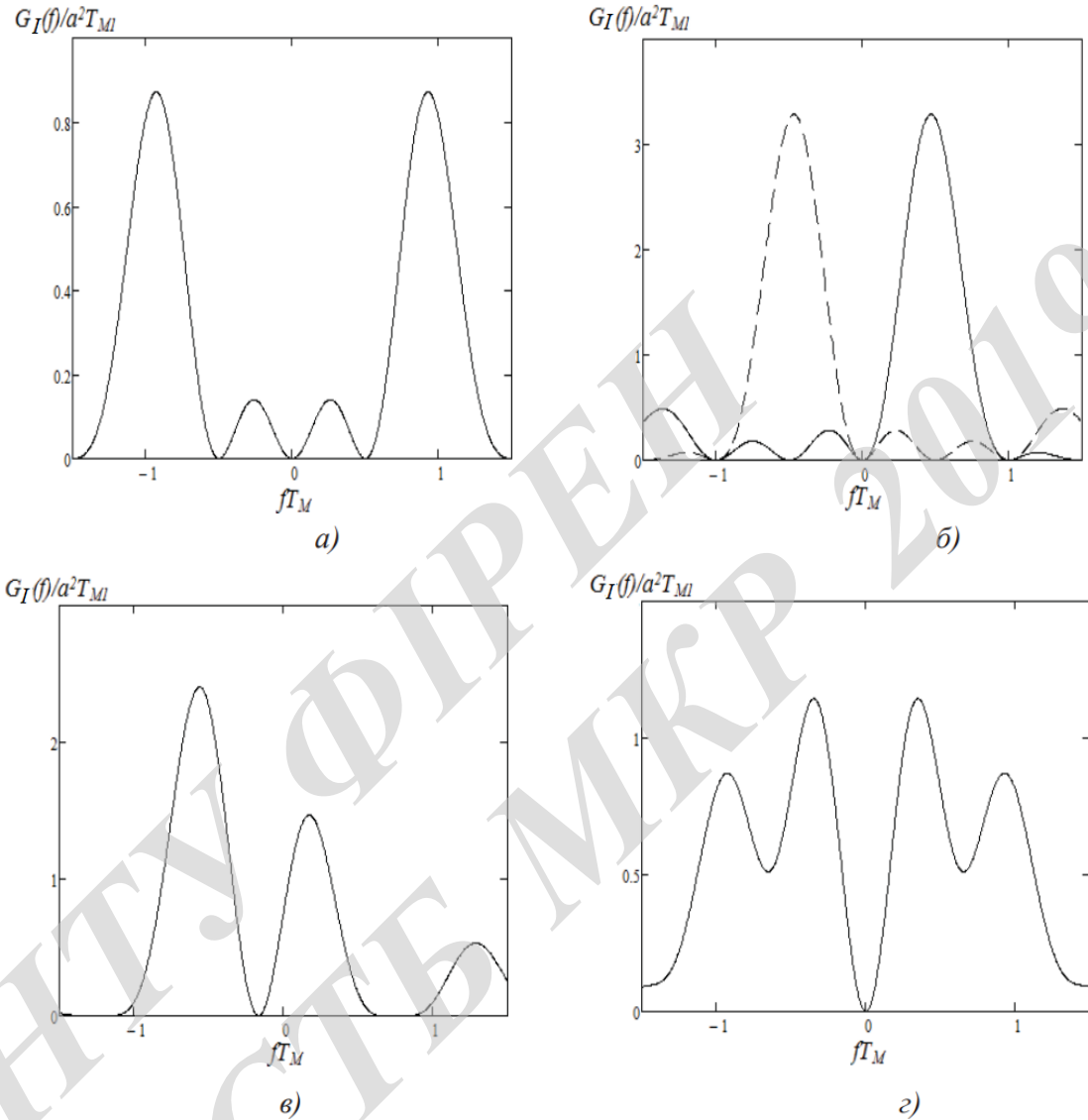


Рисунок 3.3 – Енергетичні спектри одиночних імпульсів навігаційних сигналів при $N_M = 4$

Енергетичні спектри одиночних імпульсів при $N_M = 6$

При $N_M = 6$ для отримання графіків спектрів скористаємося (3.15) і (3.17).

Тоді, враховуючи, що $T_{M1} = T_M/3$, в остаточному вигляді отримаємо для меандрових сигналів:

$$G_I(f) = \frac{1}{3} a^2 T_M \left[\frac{\sin(\pi f T_M / 3)}{\pi f T_M / 3} \right]^2 \times \left\{ 1 + \frac{1}{3} \sum_{k=1}^5 (-1)^k (6-k) \cos\left(\frac{2}{3} \pi f T_M\right) \right\}, \quad (3.27)$$

а для багатопозиційних підносійних отримаємо [11]:

$$G_I(f) = \frac{1}{3} a^2 T_M \left[\frac{\sin(\frac{1}{3} \pi f T_M)}{\frac{1}{3} \pi f T_M} \right]^2 \times \left(1 + 2 \sum_{k=1}^5 [Re(\dot{\chi}(k)) \cos(\frac{2}{3} \pi f T_M k) + Im(\dot{\chi}(k)) \sin(\frac{2}{3} \pi f T_M k)] \right), \quad (3.28)$$

$$Re \dot{\chi}(k) = \frac{1}{6} \sum_{i=0}^{5-k} \cos(\varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}),$$

$$Im \dot{\chi}(k) = \frac{1}{6} \sum_{i=0}^{5-1} \sin(\varphi_{(M)i} - \varphi_{(M)i+k}),$$

На рис. 3.4 (а) ... (в) побудовані спектри сигналів при $N_M = 6$ відповідно до (3.27). (3.28). На рис. 3.4 (а) наведено спектр меандрового сигналу, а на рис. 3.4 (б, в) - дзеркальних сигналів при $p = 6$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$, $b_2 = 2$, $b_3 = 3$, $b_4 = 4$, $b_5 = 5$ і при $b_0 = 5$, $b_1 = 4$, $b_2 = 3$, $b_3 = 2$, $b_4 = 1$, $b_5 = 0$ відповідно [11]:

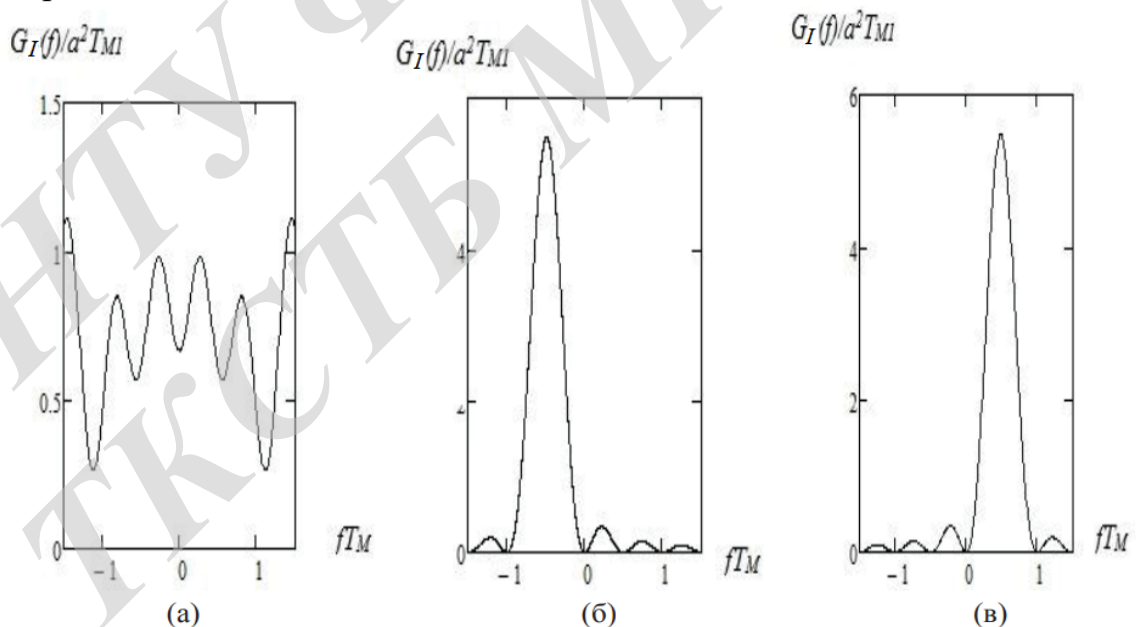


Рисунок 3.4 – Енергетичні спектри навігаційних сигналів при $N_M = 6$

Енергетичний спектр навігаційного сигналу

З метою дослідження енергетичного спектру навігаційного сигналу повернемося до виразу (3.11). З його аналізу випливає, що його складова, що

представляє собою спектр елементарного імпульсу сигналу і описаний виразом (3.12), може розглядатися як детермінована функція частоти при заданій меандрового або багатопозиційної піднесе і випадково обраній ПСП^M. У той же час всі інші складові спектра залежать від вибору ПСП^M і є випадковими при випадковому виборі цієї ПСП. Але вони вносять значний вклад в структуру результуючого спектра конкретної реалізації сигналу при обраної ПСП^M. Тому результуючий спектр реалізації кінцевої тривалості матиме істотну флуктуаційну складову, про що свідчать дослідження спектрів аналогічних сигналів [12].

Якщо розглядати досліджуваний сигнал як реалізацію випадкового процесу кінцевої тривалості при випадковому виборі ПСП^M, то енергетичний спектр цього випадкового процесу можна визначити як середнє значення спектрів його реалізацій. Тоді його спектр визначимо як [11]

$$\langle G(f) \rangle_m = G_M(f) \left(1 + G_{(M)}(f) + \langle G^{(M)}(f) \rangle_m + \langle G_{(M)}^{(M)}(f) \rangle_m \right), \quad (3.29)$$

де $\langle \cdot \rangle_m$ - позначення усереднення по номеру реалізації m . Зокрема, для меандрових сигналів [11]

$$\begin{aligned} \langle G^{(M)}(f) \rangle_m &= \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N-k-1} \sum_{i=0}^{N-k-1} \langle \cos(2\pi f N_M T_M k + \varphi_i^{(M)} - \varphi_{i+k}^{(M)}) \rangle_m = \\ &= \sum_{k=1}^{N-1} \langle \operatorname{Re} \chi^{(M)}(k) \rangle_m \cos 2\pi f N_M T_M k + \sum_{k=1}^{N-1} \langle \operatorname{Im} \chi^{(M)}(k) \rangle_m \sin 2\pi f N_M T_M k, \end{aligned} \quad (3.30)$$

де $\langle \operatorname{Re} \chi^{(M)}(k) \rangle_m$, $\langle \operatorname{Im} \chi^{(M)}(k) \rangle_m$, $k = 1, \dots, (N - 1)$ - середні значення бічних піків дійсної і уявної частин АКФ ПСП^M. Причому АКФ меандрового ПСП є дійсною функцією, у якій $\langle \operatorname{Re} \chi^{(M)}(k) \rangle_m = \langle \chi^{(M)}(k) \rangle_m$, $\langle \operatorname{Im} \chi^{(M)}(k) \rangle_m = 0$, $k = 1, \dots, (N - 1)$. З аналізу останніх співвідношень можна зробити висновок про те, що, якщо середні значення бічних піків АКФ ПСП^M рівні 0, що зазвичай виконується для всіх ансамблів ПСП, що застосовуються на практиці, то $\langle G^{(M)}(f) \rangle_m = 0$. Цей же висновок можна зробити і що

$$\langle G_{(M)}^{(M)}(f) \rangle_m.$$

Таким чином, енергетичний спектр елементарного імпульсу відповідає енергетичному спектру навігаційного сигналу, якщо розглядати цей сигнал як випадковий процес кінцевої тривалості при випадковому виборі ПСП^M [18].

3.1 Висновки до розділу 3

1. Розроблена методика аналізу спектральних густин потужності сигналів дозволяє висловити їх через значення АКФ застосовуваних ПСП. Оскільки АКФ ПСП мають випадкові значення бічних піків, що залежать від структури ПСП, то і СПМ відповідних сигналів є випадковими флуктуаційними функціями, функціонально пов'язаними зі значеннями піків ПСП. Як впливає з аналізу, в разі, якщо середні значення бічних піків АКФ ПСП дорівнюють нулю, то усереднені за сукупністю ПСП значення їх СПМ мають форму, відповідну спектру елементарного імпульсу сигналу.

2. Застосування багатопозиційних ПСП і відповідних піднесуть дозволяє більш гнучко управляти формою і розташуванням на частотній осі спектральної щільності потужності шумоподобного сигналу при виборі фазової структури підносійної, в порівнянні з меандровими сигналами. Так, якщо при розщепленні спектру меандрового сигналу виділяють дві його симетричні щодо носійної частоти складові, то у багатопозиційних сигналів при використанні дзеркальних піднесуть можна сконцентрувати спектр нижче або вище носійної частоти, або в околицях носійної частоти, або розподілити його у відносно широкій смузі частот. Зміщенням спектра щодо носійної частоти можна управляти вибором фазової структури підносійних.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

4 РОЗРОБКА І АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ КВАЗІОПТИМАЛЬНИХ ПРИСКОРЕНИХ АЛГОРИТМОВ ПОШУКУ І ВИЯВЛЕННЯ НАВІГАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

4.1 Взаємодія елементів структурної схеми пристрою пошуку і синхронізації шумоподібного сигналу

Узагальнена структурна схема спільно діючих механізмів пошуку і спостереження за параметрами шумоподібного сигналу наводиться на рис. 4.1 [17]. Вона містить власне пристрій пошуку сигналу (ППС), в якому реалізуються процедури спільного виявлення і грубого вимірювання його параметрів частоти і затримки в часі з метою виведення наступних схем спостереження за ними на лінійні ділянки їх дискримінаційних характеристик, схему захоплення (СЗ), пристрій стеження за параметрами (ПСП) сигналу і схему підтвердження (СхП). Таким чином, УПС та УСП разом зі СхП і СЗ є приладами виявлення і стеження за параметрами (частотою і затримкою) сигналу [13].

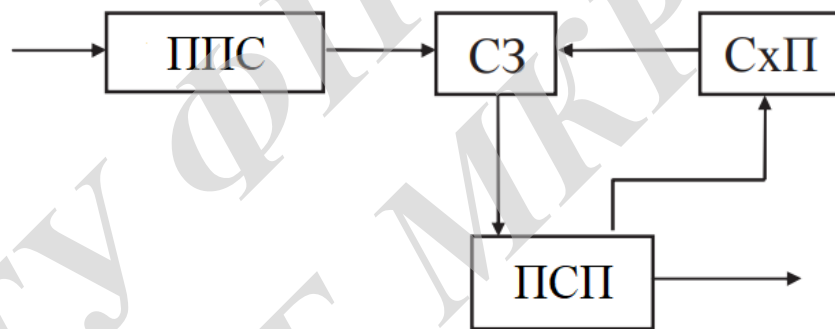


Рисунок 4.1 – Узагальнена структурна схема пристрою пошуку і спостереження за параметрами шумоподібного сигналу

ПСП складається зі схеми автоматичного підстроювання часу (АПВ) і квазікогерентної схеми виділення частоти сигналу, що представляє собою систему фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). АПВ і ФАПЧ працюють з перехресними зв'язками і є кільцями спостереження за затримкою за часом і частотою. Вони включаються в роботу після виявлення сигналу в УПС [17].

Як правило, якість роботи ППС характеризується ймовірністю правильного виявлення сигналу $p_{\text{виз}}$ при заданій ймовірності помилкової тривоги $p_{\text{пт}}$. При цьому параметри частоти і затримки по часу знаходяться в частотно-часовому інтервалі, відповідному розмірами основного піку функції невизначеності (ФН) сигналу. В результаті реалізується перший етап

виявлення сигналу з одночасною грубою оцінкою його параметрів з необхідними ймовірнісними характеристиками.

Таким чином, на першому етапі пошуку сигналу в ППС проводиться спільне виявлення і вимірювання параметрів його частоти і затримки з деякою погрішністю, яка буде зменшена до допустимого рівня ПСП. В ПСП для уточнення значень параметрів з метою забезпечення квазікогерентного прийому теж проводиться ряд етапів пошуку параметрів. Ці етапи здійснюються за допомогою пошукової ФАПЧ при поетапному зменшенні вихідний смуги її пропускання.

ППС реалізується з використанням набору узгоджених фільтрів (СФ). Центральні частоти їх передавальних функцій утворюють сітку частот, що перекривають всю область невизначеності сигналу по частоті з кроком, відповідним кроку інтервалу дискретності сигналу по частоті, обраній відповідно до теореми Котельникова. Замість СФ можуть застосовуватися набори кореляторів. Їх опорні сигнали перебудовуються по частоті і затримки, в результаті чого аналізується вся область невизначеності сигналу по частоті і затримки з кроком, відповідним кроку перебудови опорних сигналів кореляторів [18].

Сучасні СФ, реалізовані на мікропроцесорах, еквівалентні набору кореляторів, оскільки в них, як і в корелятора, кінцевий по тривалості відрізок реалізації вхідного сигналу дискретизується, після чого послідовно «порівнюється» з усіма його можливими копіями.

4.2 Базовий алгоритм роботи пристрою пошуку шумоподібного сигналу

З огляду на складність реалізації ППС з пошуком сигналу як по частоті, так і по затримці, далі будемо розглядати його некогерентний варіант, коли реалізується тільки спільне виявлення і оцінка параметра затримки по часу відповідно до методу максимальної правдоподібності з точністю, відповідної розмірам центрального піку модуля його АКФ або модуля дійсної частини АКФ за цим параметром, який вважається дискретним. Крок дискретності визначається відповідно до теореми Котельникова, тобто за часом $\Delta\tau \approx 1/2\Delta F_s$, де ΔF_s - ширина спектра сигналу.

У приймальному пристрої користувача одним з відомих способів (рис. 4.2) [17], виділяється комплексна обвідна сигналу. Потім вона, відновлена схемою на рис. 4.2, спочатку піддається стисненню спектра перемноженням з комплексної обвідної опорного сигналу в квадратурному перемноженні, а результат перемноження інтегрується. Тобто при всіх затримках за часом опорного сигналу обчислюється кореляція виду:

$$Z_{\tau} = \int_{-T}^T \mathcal{S}(t) \mathcal{S}_{оп}^*(t-\tau) dt, \quad (4.1)$$

$\mathcal{S}_{оп}(t-\tau)$ - опорний сигнал корелятора, затриманий щодо прийнятого на τ , T - тривалість сигналу.

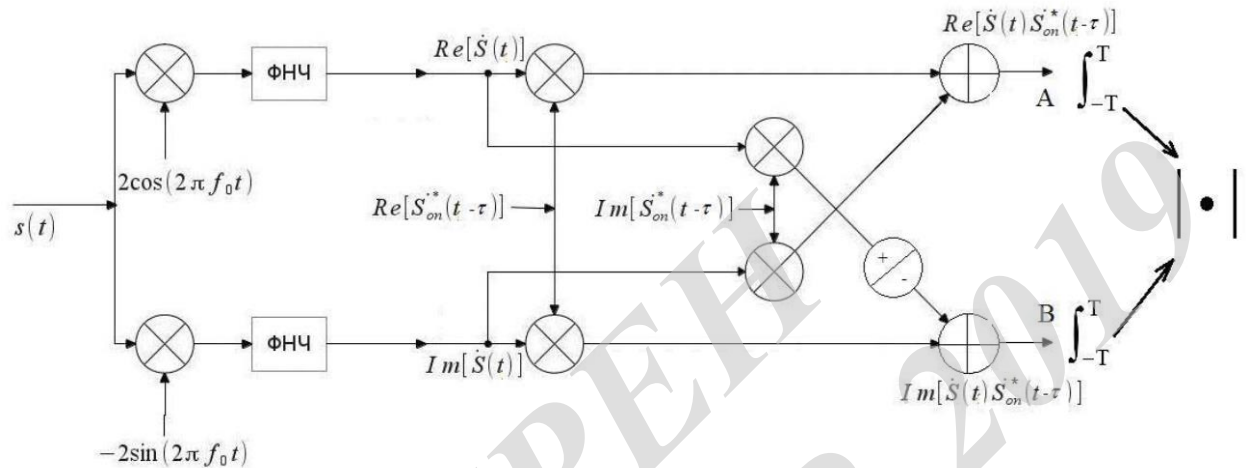


Рисунок 4.2 – Структурна схема пристрою обробки сигналів

АКФ комплексної обвідної буде дійсною функцією тільки в тому випадку, якщо ця огинаюча дійсна, що характерно для сигналів, при розширенні спектрів яких використовуються двійкові ПСП. Причому все ПСП, що застосовуються в даний час на практиці, в тому числі і для формування ВОС-сигналів, є двійковими (бінарними).

Максимально правдоподібна оцінка τ (тобто $\hat{\tau}$) - це значення τ , при якому мінімізується відстань між опорним і прийнятим сигналом, яке визначається як [17]:

$$d(s, s_{оп\tau}) = \sqrt{\int_0^T (s(t) - s_{оп\tau}(t-\tau))^2 dt}. \quad (4.2)$$

Тут $s_{оп\tau}(t)$ - копія сигналу $s(t)$, зміщена на час τ . Ця відстань пов'язана з відстанню між комплексними огинаючими цих двох сигналів виразом: $d^2(s, s_{оп\tau}) = d^2(\mathcal{S}, \mathcal{S}_{оп\tau})/2$. Причому відповідно до теореми косинусів для комплексних векторів:

$$d^2(\mathcal{S}, \mathcal{S}_{оп\tau}) = 2E_S + 2E_{S_{оп}} - 4\text{Re}[Z_{\kappa\tau}], \quad (4.3)$$

де E_S і $E_{\text{Sоп}}$ - енергії сигналів. Тоді правило оцінки τ відповідає вислову:

$$Z_{\tau^*} = \max_{\tau} \operatorname{Re} \left[Z_{k\tau}^{\&} \right], \operatorname{Re} \left[Z_{k\tau}^{\&} \right] \geq 0. \quad (4.4)$$

Відзначимо, що $\operatorname{Re} \left[Z_{k\tau}^{\&} \right]$ обчислюється в схемі на рис. 4.2 і відповідає АКФ дійсного сигналу (2.9). При когерентної обробці $\operatorname{Re} \left[Z_{k\tau}^{\&} \right]$ буде формуватися на виході накопичувача (інтегратора) А.

При некогерентного обробці зрушення частоти і фази сигналу, викликані доплерівськими зрушенням частоти, нестабільністю задаючих генераторів і положення супутника на орбіті, а також особливостями поширення сигналу в атмосфері, в приймальнику користувача не відслідковуються. В результаті в схемі виділення обвідної на рис. 4.2 використовується приблизне значення частоти. Будемо вважати, що в результаті $\mathcal{S}(t)$ набуває невідомий зрушення фази φ . В результаті в схемі на рис. 4.2 необхідно обчислювати модуль $\left[Z_{k\tau}^{\&} \right]$. У цьому випадку правило оцінки τ відповідає виразу:

$$Z_{k\tau^*} = \max_{\tau} \left| Z_{k\tau}^{\&} \right|. \quad (4.5)$$

Для отримання модуля АКФ необхідно обчислити квадратний корінь з суми квадратів двох попередніх виразів. Очевидно, що результат не буде залежати від φ . Аналогічний підхід може використовуватися для обчислення модуля дійсної частини АКФ $|\operatorname{Re} \left[Z_{\tau}^{\&} \right]|$ при невідомому фазовому зсуві частоти сигналу. В загальному випадку для багатопозиційних сигналів, запропонованих в МКР, $|\operatorname{Re} \left[Z_{\tau}^{\&} \right]|$ і $\left| Z_{\tau}^{\&} \right|$ збігаються тільки в одній точці, що відповідає $\tau = 0$, але в цій точці обидві ці функції мають глобальний максимум. у всіх інших випадках $|\operatorname{Re} \left[Z_{\tau}^{\&} \right]| \leq \left| Z_{\tau}^{\&} \right|$, тому в правилі (4.5) $\left| Z_{\tau}^{\&} \right|$ можна замінити на $|\operatorname{Re} \left[Z_{\tau}^{\&} \right]|$.

Пристрій виявлення сигналу, наведене на рис. 4.2, реалізується на процесорі. Для цього на виходах ФНЧ встановлюються АЦП. Функція інтегрування замінюється підсумовуванням результатів перемноження комплексних відліків вхідного і опорного сигналів.

Таким чином, алгоритм роботи пристрою виявлення може бути описаний як процедура множення комплексних матриць, тобто $V = X_{\text{ц}} * (S + \xi) = [\chi + \xi^1]$, з подальшим обчисленням дійсної частини результату перемноження, модуля або модуля дійсної частини результату перемноження, де S - матриця-стовпець, елементи якої представляють собою відліки комплексної обвідної вхідного сигналу (відліки дійсної і уявної частин S будуть слідувати з виходів АЦП); ξ - матриця-стовпець з відліків шумової перешкоди; $X_{\text{ц}}$ - матриця-циркулянта опорного сигналу, що представляє собою значення комплексної ПСП; χ - матриця-стовпець значень ВКФ опорної і прийнятої ПСП, відповідна АКФ вхідного сигналу, з точністю до постійного множника; ξ^1 - матриця-стовпець, що виходить в результаті перемноження матриць $X_{\text{ц}}$ і ξ .

4.3. Прискорений пошук (виявлення) шумоподібного сигналу

При значних довжинах оброблюваних ПСП кількість операцій, необхідних виявлення сигналу, зростає пропорційно квадрату довжини застосовуваних МП. З урахуванням того, що в сучасних сигналах СРНС 2-го покоління базова довжина МП збільшується від 4-х до 10-ти разів в порівнянні з СРНС попереднього покоління, є практично необхідним використання алгоритмів, що оптимізують пошук сигналу. Очевидно, що для розглянутих в розділах 2,3 сигналів з багатопозиційними підносійним це особливо актуально.

На першому етапі будемо розглядати двійковий ФМн сигнал, сформований на основі двійковий МП або ПСП Голда. Сигнал, що приймається перетворюється на відеочастоти шляхом його множення з копією його ВЧ-складової, що формується в опорному генераторі приймача. Оскільки фаза несучого коливання сигналу невідома, одержувані потім за допомогою АЦП відліки символів МП на тривалості її періоду мають невідомий фазовий зсув. Крім того, є шумова аддитивна похибкова складова. Розглядаючи варіант схеми на рис. 4.2 для сигналів з дійсної обвідної, отримаємо, що з її виходу слідують відліки модуля АКФ МП з точністю до постійного множника. Крім того, є і адитивний модуль взаємно кореляційної функції опорного сигналу і шумової перешкоди. При цьому модуль АКФ МП не залежить від невідомого фазового зсуву несучої частоти сигналу. Надалі з метою спрощення викладу суті прискореного алгоритму будемо вважати, що з виходу АЦП схеми слідує відліки МП.

Після цього проводиться лінійне перетворення МП в ПСП Уолша шляхом перестановки її символів відповідно до алгоритму, докладно описаних нижче.

Отримана ПСП Уолша відповідає деякому номеру циклічного зсуву МП, і має певний номер при упорядкуванні ПСП Уолша відповідно до нумерації рядків матриці Адамара, в яких міститься вся сукупність цих ПСП N_s при розглянутій їх довжині N_s [21]. Згідно [22] квадратна матриця Адамара A порядку N складається з N рядків і N стовпців. Позначимо її як A_N . Як показано в [16] її можна уявити як m кронекерівську степінь матриці Адамара другого порядку A_2 , де $\tau = \log_2 N$ (при кронекерівському перемножуванні двох матриць кожен елемент другої матриці множиться на всі елементи першої матриці). Тобто, якщо:

$$A_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \text{ то } A_N = A_2^m. \quad (4.6)$$

Але матриця Адамара може бути представлена і у вигляді простого твору кількох m матриць, коли кожен рядок першої матриці множиться на відповідний стовпець другий; така операція називається факторизацією [16]. При факторизації матриці Адамара з'являються рядки і стовпці з великою кількістю нульових елементів. Саме ця обставина дозволяє багаторазово скоротити час виявлення прийнятої МП, тому що в процесі зіставлення символів ПСП Уолша $X_{пр}$, які транспоновану в стовпець $X_{пр}^T$, з рядками матриці Адамара, проводиться їх множення на рядки цієї матриці [22]. Далі в отриманому після перемноження стовпці Y визначається номер його елемента, що має максимальне значення, і який відповідає основному піку автокореляційної функції (АКФ) ПСП Уолша [21,22]. Номер цього елемента стовпця відповідає номеру рядка матриці Адамара, що збіглася з прийнятою ПСП Уолша [21]. Ця ПСП є результатом перетворення прийнятої МП. Значення інших елементів стовпця близькі до нуля через ортогональності ПСП Уолша при відсутності у них відносних тимчасових зрушень. Цьому відповідає відсутність бічних піків взаємно кореляційної функції (ВКФ) [18].

Таким чином, визначення номера циклічного зсуву МП C описується виразом [22]:

$$C = \max_i (Y = A_N X_{пр}^T), \quad (4.7)$$

де $i = 1, N$ - номер елемента стовпця Y .

Як МП, так і ПСП Уолша можуть бути описані як координати елементів полів Галуа з різними структурами. Вони можуть перетворюватися один в одного. Алгоритм перетворення докладно описаний в [21]. У цих роботах показано, що «перестановка елементарних символів будь-якого циклічного зсуву будь МП в порядку зростання значень елементів поля Галуа по модулю не приведенного примітивного многочлена, що використовувався як для формування цієї МП, так і для формування поля Галуа, перетворює її в ПСП Уолша без першого елементарного символу. Причому існує однозначна відповідність між циклічним зрушенням перетворюється МП і структурою одержуваної ПСП Уолша» [22].

З метою ілюстрації цього алгоритму розглянемо перетворення МП, що формується на основі неприводимого примітивного полінома x^3+x+1 , в ПСП Уолша. Для цього необхідно сформулювати супроводжує матрицю цього полінома в натуральному базисі виду:

$$H = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -a_0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & -a_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_{m-1} \end{pmatrix}, \quad (4.8)$$

де a_0, a_1, \dots, a_{m-1} - коефіцієнти полінома. Тобто в даному випадку:

$$H = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Згідно [21], множачи цю матрицю на стовпець, елементи якого складають будь-яке число в двійковій системі числення з відповідним числом розрядів, можна отримати матрицю, рядки якої є циклічні зрушення шуканої МП, тобто операція множення описується виразом:

$$x^{(i+1)} = Hx^{(i)}. \quad (4.9)$$

Тоді вибираючи перший стовпець $x^T = /1\ 0\ 0/$, отримаємо:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Аналіз структури цієї матриці показує, що її стовпці утворюють елементи поля Галуа $GF(2^3)$ по модулю не приведенного примітивного многочлена x^3+x+1 . Її рядки - це циклічні зрушення шуканої МП.

Для отримання матриці з усіх можливих циклічних зрушень МП, тобто матриці-циркулянт МП X_u , необхідно спочатку отримати m її циклічних зрушень по вищеписаному алгоритму, а потім отримати наступні її m циклічних зрушень, використавши в якості початкового блоку елемент поля Галуа, що знаходиться в $(m+1)$ стовпці матриці X , потім отримати наступні m зрушень, використавши в якості початкового блоку елемент поля Галуа в $2m+1$ стовпці матриці X і т.д. Причому останні m зрушень будуть містити один або кілька зрушень, таких же як і в матриці X . Причому будь-яка сукупність m зрушень МП може бути отримана з матриці X з використанням множення $H^{mu}X$, де u - ціле число, тобто:

$$X_u = \begin{pmatrix} X \\ H^m X \\ H^{2m} X \\ \dots \\ H^{N\epsilon/m} X \end{pmatrix}. \quad (4.10)$$

Тобто для нашого прикладу:

$$X_u = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.11)$$

З аналізу цієї матриці слід, що перші сім її рядків утворюють всі можливі циклічні зрушення МП.

Очевидно, що перестановка стовпців матриці X по порядку зростання значень елементів поля Галуа перетворює МП, що знаходяться в її рядках, в ПСП Радемахера [18] без першого елементарного символу. Елементи цього поля в десятковій системі числення для даного прикладу очевидно мають

вигляд: 4 2 1 6 3 7 5. нумеруємо стовпці $X_{ц}$ цими числами, а потім переставляючи стовпці матриці по їх зростанню, отримаємо перетворену матрицю:

$$X_{np} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.10)$$

При перетворенні стовпців матриці-циркулянта $X_{ц}$, при якому в перших m її рядках виходять рядки матриці X_{np} , отримаємо матрицю:

$$X_{ц} = \begin{pmatrix} X \\ H^m X \\ H^{2m} X \\ \dots \\ H^{N_e/m} X \end{pmatrix} \quad \text{або} \quad X_{ц,np} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.11)$$

Аналіз структури матриці H показує, що множення будь-який простий її ступеня на X_{np} еквівалентно отриманню матриці, рядки якої представляють всі можливі суми по модулю два рядків матриці X_{np} , тобто являють собою ПСП Уолша. Причому ці ПСП будуть різними, оскільки матриця H_m не може мати однакових рядків. Звідси випливає, що набір з перших $N_e = 2^m - 1$ рядків матриці $X_{ц,np}$ утворює повний ансамбль ПСП Уолша без перших елементарних символів і без першої ПСП, що складаються з нулів.

Для перетворення МП в ПСП Уолша використовується оперативний пристрій (ОЗУ), у якого з використанням адресних шин введення і виведення даних проведена нумерація елементів пам'яті. До цих шин підключається генератор поля Галуа (ГПГ), і кожен елемент виробничого їм поля визначає номер комірки пам'яті ОЗУ, в яку записується символ прийнятої МП з виходу АЦП. При зчитуванні ОЗУ в порядку початкової нумерації осередків пам'яті отримуємо ПСП Уолша [21].

Як показано в [20], генератор поля Галуа по модулю не приведенного примітивного многочлена збігається з генератором МП, що формується з використанням цього многочлена. Елементи поля в двійковій системі числення знімаються одночасно з усіх осередків пам'яті відповідного регістра зсуву.

Вищеописаний алгоритм дозволяє приводити p -і МП до функцій Виленкіна-Крестенсона (ФВК) [22].

У каналі зв'язку p -а МП реалізується у вигляді багатофазного сигналу, з яким за правилом, описаним в попередньому розділі, можливо виділено комплексна обвідна, тобто дійсна і уявна частини цієї обвідної. Кожна з двох отриманих функцій з виходу АЦП за правилом, описаному нижче, може бути перетворена в матрицю, що складається з дійсних або уявних частин комплексної матриці ФВК. Надалі будемо описувати матрицю ФВК, залишаючи тільки ступінь відповідної експоненти.

Як приклад розглянемо поліном $x^2 + x + 2$. Його супроводжує матриця в натуральному базисі має вигляд:

$$H = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}.$$

Тоді вибираючи $x^T = [1 \ 0]$, отримуємо:

$$X = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Аналіз структури матриці X показує, що її стовпці утворюють елементи поля Галуа $GF(3^2)$, що представляє собою повну систему відрахувань по подвійному модулю ($f_0(x) = x^2 + x + 2,3$). Її рядки - це періодичні зрушення МП.

Відповідно до вищеописаним правилом матриця-циркулянт цієї МП має вигляд:

$$X_u = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 & 1 & 0 \\ 2 & 2 & 0 & 2 & 1 & 2 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & 2 & 1 & 1 & 0 & 1 & 2 \\ 0 & 2 & 1 & 1 & 0 & 1 & 2 & 2 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ 1 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}.$$

З аналізу цієї матриці слід, що її рядки утворюють всі можливі періодичні зрушення МП.

Відзначимо, що перестановка стовпців матриці X по порядку зростання значень елементів поля Галуа перетворює МП, що знаходяться в її рядках, в коефіцієнти дискретних експоненційних функцій (ДЕФ). Ці коефіцієнти являють собою ступеня $W = \exp(j2\pi/3)$. Зокрема, для розглянутого вище прикладу після відповідної перестановки стовпців матриці X отримуємо перетворену матрицю, компоненти якої будемо описувати ступенями W :

$$X_{np} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 \\ 1 & 2 & 0 & 1 & 2 & 0 & 1 & 2 \end{pmatrix}.$$

В цьому випадку при перетворенні стовпців матриці-циркулянт $X_{ц.}$, при якому в перших m її рядках виходять рядки матриці X_{np} , отримуємо матрицю:

$$X_{ц.np.} = \begin{pmatrix} X_{np} \\ H^m X_{np} \\ H^{2m} X_{np} \\ \dots \\ H^{N_e/m} X_{np} \end{pmatrix}.$$

Аналіз структури матриці H показує, що її множення в будь-який простий ступеня на X_{np} еквівалентно отриманню матриці, рядки якої представляють всі можливі суми по модулю p рядків матриці X_{np} , тобто являють собою ФВК, оскільки матриця ФВК, впорядкована за Кроненкеру, визначається як кронекерівська ступінь матриці ДЕФ. Причому ці ПСП будуть різними, оскільки матриця H^m не може мати однакових рядків. Звідси випливає, що набір з перших $N_e = p+1$ рядків матриці $X_{ц.np.}$ утворює повний ансамбль ФВК без перших елементарних символів і без першої ФВК.

Переставимо стовпці матриці-циркулянт МП по зростанню значень елементів відповідного поля Галуа. Тоді отримаємо матрицю:

$$X_{ц.пр.} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 \\ 1 & 2 & 0 & 1 & 2 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 1 & 1 & 0 & 2 & 2 & 1 & 0 \\ 2 & 1 & 2 & 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 & 2 & 2 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 0 & 2 & 1 & 0 & 2 & 1 \\ 1 & 2 & 1 & 2 & 0 & 2 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 \end{pmatrix},$$

яка очевидно є матрицею ФВК, записаної символічно за допомогою ступенів відповідної експоненти.

Таким чином, перестановка елементарних символів будь-якого періодичного зсуву будь МП в порядку зростання значень елементів поля Галуа, що представляє собою повну систему відрахувань по подвійному модулю $(f_m(x), p)$ перетворює її в ФВК без першого елементарного символу, де $f_m(x)$ - не приводиться примітивний поліном, який використовували при формуванні МП.

Причому існує однозначна відповідність між періодичним зрушенням перетворюється МП і структурою одержуваної ФВК [22].

Алгоритми перемноження матриці Адамара або матриці ФВК на вектора добре відомі, і описані, наприклад, в [20]. В [21] наводиться структурна схема пристрою прискореного виявлення МП з використанням швидких спектральних перетворень. Вона наведена на рис. 4.3.

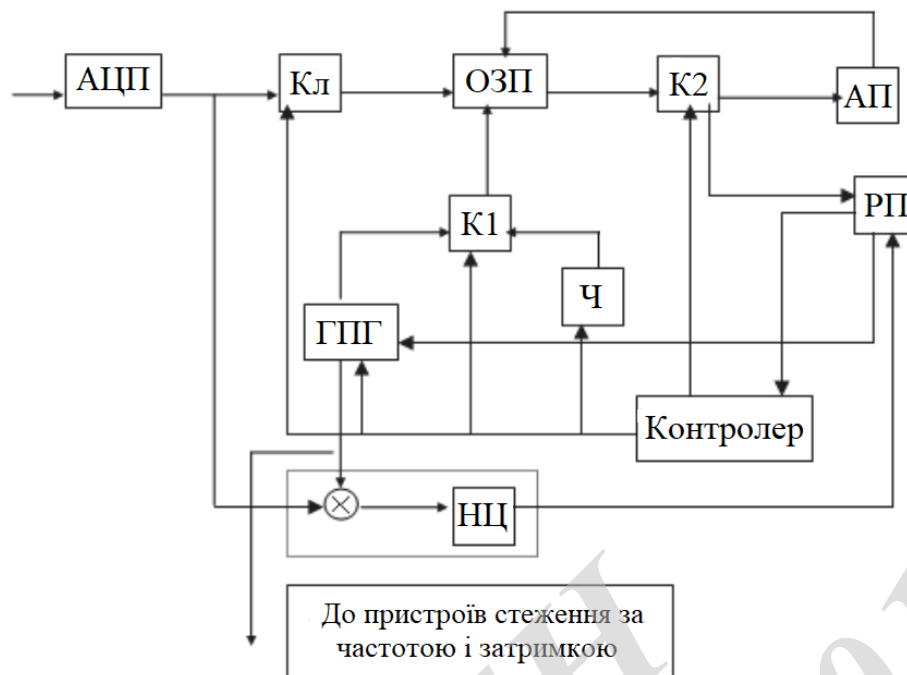


Рисунок 4.3 – Структурна схема УФС, сформованого на основі МП

З виходу АЦП надходить результуюча ПСП, структура якої визначається як значеннями символів МП. Вона записується в ОЗП. Номер комірки пам'яті ОЗП, в яку записується кожен символ МП, визначається значенням елемента поля Галуа, генератор яких через комутатор К1 підключається до адресних шин введення даних ОЗП. Після закінчення запису символів прийнятої результуючої ПСП в ОЗП ключ (Кл) закривається і одночасно через К1 до адресних шин зчитування даних з ОП підключається лічильник (Л). Одночасно комутатор К2 до шини даних ОЗП підключає арифметичний пристрій (АП), попарно підсумовує і віднімає елементи ПСП, зчитувальні з ОЗП. Результати цих підсумовування і віднімання знову записуються в ОЗП. Процедура повторюється m раз. По її закінченні в ОЗП будуть записана АКФ МП. Вона надходить в вирішальне пристрій, який фіксує номер комірки пам'яті ОЗП, в якій опинився записаним основний пік АКФ. Цим номером циклічний зсув МП, записаної в ОЗП з виходу приймача. Відповідність цього номера зрушення записаної МП визначається правилом, виведеним в [22]. Там, зокрема, записано: «оглянемо матрицю-циркулянт МП, рядки якої є її періодичні зрушення, що починаються зі значень Q_i в порядку зростання i , тобто $Q_1 = 1, Q_2 = 2, \dots, Q_N = N$. Тоді перші m стовпців цієї матриці будуть являти собою ДЕФ без нульового елементарного символу. Інші стовпці цієї матриці є ваговими творами m її перших шпальт, тобто є ФВК. Після перестановки стовпців цієї матриці по зростанню елементів відповідного поля Галуа, отримаємо матрицю ФВК без першого рядка і першого стовпця. Тобто МП, що починається з блоку Q_i , перетворюється в ФВК, номер якої в матриці

ФВК, впорядкованої за Кронекером, дорівнює Q_i ». Окремий випадок цього правила буде відповідати двійковим МП.

4.4 Прискорене виявлення меандрових сигналів і сигналів з багатопозиційними підносійними

Вищеописані алгоритми прискореного множення матриць з відліками МП можуть бути поширені на ВОС-сигнали і сигнали з багатопозиційними підносійними. Як приклад розглянемо прискорений алгоритм виявлення ВОС-сигналу при $N_M = 2$. Для його ілюстрації використовуємо двійкову МП довжиною 7 в алфавіті 1, -1: ПСП [-1 1 1 -1 1 -1 -1]. Тоді ПСП для формування ВОС (1,1), що позначається в подальшому як ПСП_{ВОС}, матиме такий вигляд: ПСП_{ВОС} [-1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1]. Її матриця-циркулянта:

$$X_{u, \text{ВОС}} = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

Для її перетворення в матрицю, складові частини якої відповідали б матриці Адамара, пронумеруємо її стовпці відповідно до значень елементів поля Галуа по модулю неприводимого примітивного полінома, що використовувався для формування цієї МП. Причому номери будемо повторювати двічі, перший з яких буде непарних (з індексом n), а другий парних (з індексом p), тобто номери стовпців будуть наступні: $4n4ч2н2п1н1п6н6п3н3п7н7п5н5п$.

Стовпці цієї матриці (парні і непарні) необхідно переставити так, щоб порядок їх слідування відповідав наступним правилам: 0 1 н 2н 3н 4н 5н 6н 7 н 0 1п 2п 3п 4п 5п 6п 7п.

В результаті отримаємо матрицю $X_{ц.пр.ВОС}$:

$$X_{ц.пр.ВОС} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Переставимо рядки цієї матриці так, щоб у верхньому лівому квадранті перебувала матриця Адамара. Тоді в правому квадраті буде знаходитися інвертована матриця Адамара, а в лівому нижньому квадранті - знову інвертована матриця Адамара. У правому нижньому квадранті буде матриця Адамара з рядками, переставленими відповідно до структури поля Галуа. Таким чином, вектор-стовпець з відліків вхідного сигналу необхідно перемножити з матрицею, структура якої ілюструється на рис. 4.4, де символ «+» Відповідає матриці Адамара, символ «-» інвертованою матриці Адамара, «0» - нульова матриця тієї ж розмірності, що і матриця Адамара; $L(+)$ - оператор перестановки рядків матриці Адамара відповідно до порядку проходження елементів поля Галуа.

$$\begin{bmatrix} + & - \\ - & L(+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} + & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & - \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ - & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & L(+) \end{bmatrix}$$

Рисунок 4.4 – Структура перетвореної матриці-циркулянта ВОС (1,1)

Таким чином, алгоритм прискореного множення матриць буде відповідати паралельного перемножування відліків вхідного сигналу на матриці, наведені рис. 4.4 відповідно до прискореними алгоритмами

перемноження. Прискорене множення на 4-у матрицю в сумі матриць на рис. 4.4 відповідає множенню на матрицю Адамара, після якого потрібно переставити елементи отриманого вектора за правилом, заданому оператором $L(+)$. Отримані вектора потрібно скласти, в результаті чого отримуємо АКФ обвідної ВОС (1,1). Обчислювальна складність цього алгоритму відповідає $2N \log_2 N$ операцій додавання, де N - довжина основного навігаційного коду. У той же час при простому перемножуванні матриці-циркулянта ВОС (1,1) з відліками сигналу на вході приймача обчислювальна складність відповідного алгоритму дорівнювала б $4N^2$ операціями множення.

4.5 Зіставлення обчислювальної складності алгоритмів прискореного виявлення навігаційних сигналів

На рис. 4.5 представлені графіки порівняння швидкості роботи прямого і запропонованого прискореного алгоритму. По горизонтальній осі наведені типові довжини ПСП, використовувані в навігаційних сигналах. За вертикальної осі представлена обчислювальна складність прискореного алгоритму у відсотках від алгоритму, відповідного простому перемножуванню відліків вхідного корисного сигналу з матрицею-циркулянт. Це дозволяє провести порівняння і оцінити переваги розробленого алгоритму. Стовпці з різним $p = 2, 3, 5, 7$ відповідають двійковим і p -ічних МП. Таким чином, в разі великих довжин МП (більше 10000) вииграш від використання розроблених алгоритмів може скласти більше двох порядків. У разі використання меандрових сигналів складність алгоритму додатково зростає в залежності від використовуваного меандру в 4,9,16 раз і т.д. Отже, застосування прискореного алгоритму ще більш актуально.

Таким чином, в МКР показано, що для прискореного пошуку меандрового сигналів можуть використовуватися швидкі спектральні перетворення, що забезпечують суттєву перевагу по швидкості обчислень, в порівнянні з традиційним алгоритмом обчислення кореляційних функцій. Новизна отриманих результатів полягає в тому, що розроблені модифікації цих перетворень, придатні тільки для обробки меандрових сигналів і сигналів на багатопозиційних піднесуть, які раніше не були відомі.

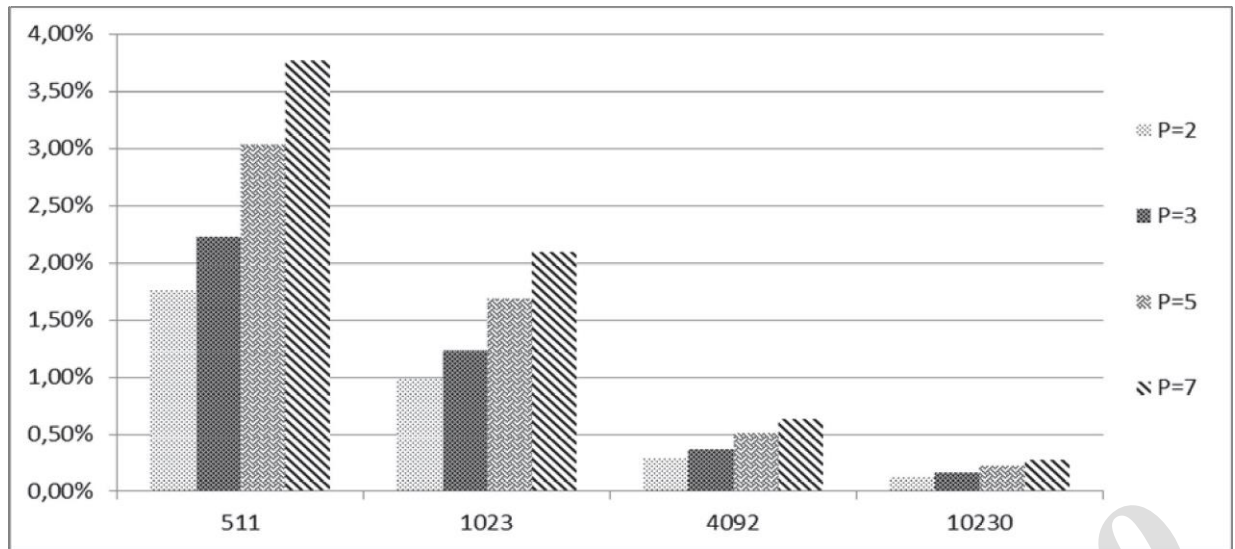


Рисунок 4.5 – Порівняння швидкості роботи і прискореного алгоритму обчислення АКФ

4.6 Характеристики прискореного виявлення сигналу в ППС

Розглянемо випадок виявлення двійкового ФМн сигналу без меандрової підносійної при його відомій носійній частоті (з точністю до фази). У цьому випадку ймовірність правильного виявлення сигналу в одному з інтервалів області невизначеності за часом описується виразом:

$$p_{обн} = (1 - p_{пт0})^{N-1} p_{обн0}, \quad (4.12)$$

а наближене значення ймовірності помилкової тривоги, дорівнює:

$$p_{пт} \approx (N-1) p_{обн0}, \quad (4.13)$$

де $p_{обн0}$; $p_{пт0}$ - ймовірність правильного виявлення і помилкової тривоги при бінарному виявленні.

З метою оцінки обчислювальної складності алгоритму визначення-розрізнення СКЛС виявимо залежність $N(k_{ш})$ при типових вимогах до $p_{обн0}$ і $p_{пт}$, де $k_{ш}$ - відношення сигнал/шум по потужності на вході приймача, тобто до «стиснення» сигналу. Задавши потрібні значення $p_{обн0}$ і допустиме значення $p_{пт}$, обчислимо $p_{обн0}$ і $p_{пт0}$ відповідно до (4.12), (4.13). Потім скористаємося графіками залежності $p_{обн0}(q)$ при заданому $p_{пт0}$, де q - відношення сигнал/шум по потужності на вході вирішального пристрою (ВР) [18]. При гауссівській апроксимації взаємних перешкод в каналах зв'язку з СКЛС, значення q являє собою відношення енергії СКЛС, сформованого на основі ПСП довжиною N ,

до суми спектральних густин потужності шуму і взаємних перешкод на вході ВР, тобто

$$q = N / \left[\kappa_{ш}^{-1} + D'_{АКФ} \right], \quad (4.14)$$

де $D'_{АКФ}$ - дисперсія бічних піків АКФ.

Значення $D'_{АКФ}$ МП, їх сегментів наводяться в розділі 3 даної МКР.

Шукані залежності $N(\kappa_{ш})$, апроксимовані прямими лініями, показані на рис. 4.6 для значень $N = 103; 106$. Аналіз цих графіків дозволяє стверджувати, що вимаганні значення N становлять десятки тисяч, що пояснюється різким збільшенням імовірності хибної тривоги з ростом N .

Графіки на рис. 4.6 відповідають випадку когерентної обробки сигналу, тобто закон розподілу перешкоди на вході ВР є гауссівським.

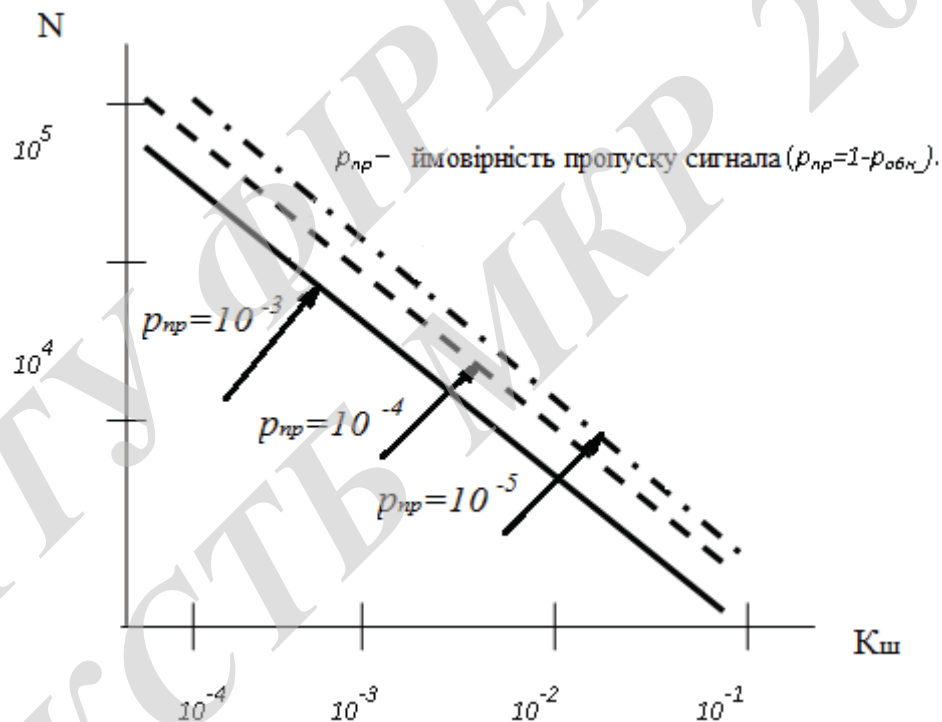


Рисунок 4.6 – Залежності $N(\kappa_{ш})$ для різних ймовірностей пропуску сигналу $P_{пр}$

У разі некогерентного прийому будуть потрібні ще більші значення N , оскільки при некогерентному прийомі функція розподілу перешкоди буде підкорятися центральному χ^2 - розподілу, сигналу з перешкодою - нецентральному χ^2 - розподілу. В цьому випадку при побудові графіків залежності $N(\kappa_{ш})$ слід скористатися кривими імовірнісних характеристик бінарного некогерентного виявлення сигналу. Таким чином, значення T ,

відповідні рис.4.6, є нижчою кордоном оцінки довжини ПСП, що вимагається для виявлення сигналу з заданими імовірнісними характеристиками.

При використанні сигналів з меандровими двійковими або багатопозиційними підносійними в УПС рішення про виявлення сигналу може прийматися при виявленні будь-якого кореляційного піку, що знаходиться в області «високої кореляції» сигналу. Подальше уточнення часу затримки може проводитися в пошукових системах стеження за частотою і затримкою, де в схемі автоматичного підстроювання часу (АПВ) дискримінаційна характеристика відповідає різниці зсунутих за часом дійсних частин АКФ сигналу.

4.7 Висновки до розділу 4

1. Показано, що алгоритм функціонування пристрою пошуку навігаційного сигналу з невідомою частотою і фазою відповідає квазіоптимальному варіанту алгоритму спільного виявлення і грубого (з точністю до тривалості елементарного імпульсу) вимірювання затримки сигналу за часом на тлі флуктуаційного гауссівського шуму. Алгоритм реалізується за допомогою некогерентного корелятора, в якому обчислюється модуль періодичної автокореляційної функції комплексної обвідної сигналу. Процедура обчислень зведена до перемножування комплексної матриці-циркулянта опорного сигналу з вектором-стовпцем відліків обвідної сигналу. Потім обчислюється модуль результату перемноження.

2. Встановлено, що в разі використання М-послідовностей для формування навігаційного сигналу існує єдине правило (алгоритм) перестановки стовпців і рядків опорної матриці і елементів вектора-стовпця, перетворює їх в комбінації матриць Адамара і функцій Уолша в разі застосування довічних МП, і в матриці функцій Виленкіна-Крестенсона і її рядки - в разі застосування р-ічних МП.

3. Показано, що в цьому випадку можна застосувати прискорені алгоритми множення таких матриць, які є варіантами узагальненого швидкого перетворення Фур'є.

4. Розроблено нові алгоритми перестановки рядків і стовпців опорної матриці, що використовуються в разі виявлення ВОС-сигналів і сигналів з багатопозиційними підносійними. Знайдено відповідні цим сигналам варіанти швидкого множення перетворених матриць-циркулянтів на вхідні реалізації.

5. Обчислювальна складність розглянутих алгоритмів дозволяє істотно скоротити час виявлення сигналу. Для використовуваних в сучасних

навігаційних системах ПСП довжини до 10230 вираш становить більше двох порядків (350-750 разів залежно від величини p).

6. Для меандрових сигналів і сигналів з багатопозиційними підносійними застосування розроблених прискорених алгоритмів призводить до збільшення обчислювальної складності алгоритму, в порівнянні з випадком використання послідовності тієї ж довжини без підносійної (в залежності від тактової частоти меандру в 4, 9, 16 раз і т.д.). Але якщо вважати, довжина результуючої ПСП на підносійній збільшується в 2, 4 і т.д. раз, то обчислювальна нових прискорених алгоритмів їх виявлення не збільшується, в порівнянні з раніше відомими прискореними алгоритмами виявлення ПСП тієї ж довжини. Новизна отриманих результатів полягає в тому, що раніше були не відомі алгоритми виявлення сигналів на підносійних.

7. Показано, що зменшилась дисперсія бічних піків автокореляційної функції $D'_{\text{АКФ}}$ застосовуваних ПСП і їх сегментів із заданою довжиною N призводить до поліпшення імовірнісних характеристик виявлення відповідних сигналів. Використання ПСП з меншими значеннями $D'_{\text{АКФ}}$ при заданих імовірнісних характеристиках виявлення сигналів дозволяє пропорційно зменшити довжину оброблюваної ПСП і, отже, спростити алгоритм її обробки.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Технологічний аудит результатів проведених досліджень алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах

Як було зазначено у попередніх розділах роботи, характерною ознакою нашого часу є активна розробка і застосування супутникових радіонавігаційних систем (СРНС) типу GPS, ГЛОНАСС, GALILEO, Quasi-Zenith Satellite System (QZSS), СРНС COMPASS тощо.

В багатьох додатках до цих систем необхідна точність позиціонування становить менше метра при реалізації єдиних принципів формування застосовуваних сигналів на всіх функціонуючих СРНС. Останнім часом, поряд з традиційними шумоподібними сигналами, в GPS, Galileo, а також в QZSS використовуються нові класи радіосигналів, основу яких складають так звані BOC (binary offset carrier modulated) сигнали.

Зокрема, сигнали BOC (10,5) і BOC (1,1) використовуються у всіх вищевказаних СРНС, а MBOC (6,1,1 / 11) – в модернізованій GPS при формуванні L1C-сигналів і в Galileo стосовно до E1OS-сигналів. Сигнали Alt-BOC (15,10) застосовуються в Galileo [4,23-25]. Дослідженням характеристик вищезазначених сигналів в наш час займається багато вчених і дослідників з усіх країн світу.

Тому у виконаній нами магістерській кваліфікаційній роботі з метою розширення класу сигналів, що застосовуються у СРНС, також було поставлене завдання дослідити характеристики нових сигналів для СРНС та механізмів їх обробки. Для цього нами було: проаналізовано структурні властивості шумоподібних сигналів; досліджено характеристики кореляційних функцій багатопозиційних ПВП необхідної довжини; досліджено кореляційні властивості шумоподібних сигналів; розроблено метод аналізу спектральних характеристики шумоподібних сигналів; зроблено порівняння характеристик сигналів на багатопозиційних піднесуть і BOC-сигналів; розроблено алгоритми і пристрої прискореного пошуку шумоподібних сигналів, а також проведено аналіз їх показників ефективності.

В результаті проведених досліджень нами було запропоновано формувати навігаційні сигнали з використанням двох ПВП, перша з яких є бінарною або багатопозиційною і являє собою основний навігаційний код традиційного типу. Перша ПВП модулюється другою (підносійною) багатопозиційною ПВП, період якої дорівнює тривалості одного елементарного символу першої ПВП.

Для встановлення рівня комерційного потенціалу результатів проведених нами досліджень проведемо їх технологічний аудит. Для цього запросимо 3-х фахівців-експертів, що займаються цієї проблематикою: кандидатів технічних наук Городецьку О.С., Семенову О.О. та Васильківського М.В.

Технологічний аудит був проведений згідно з критеріями, наведеними в табл. 5.1 [23].

Таблиця 5.1 – Критерії за якими проводиться технологічний аудит

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів

Продовження таблиці 5.1

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри- терій	0	1	2	3	4
Ринкові перспективи					
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкуренція немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві

Продовження таблиці 5.1

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри- терій	0	1	2	3	4
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Встановлення рівня комерційного потенціалу результатів проведених нами досліджень здійснюється за рекомендаціями, наведеними в табл. 4.2. Причому основний наголос запрошені експерти робили на новизні та перспективності отриманих результатів [24].

Таблиця 5.2 – Рівні комерційного потенціалу отриманих результатів

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 48	Високий

Запрошені експерти оцінили результати проведених нами досліджень за бальною шкалою оцінок, які зведено в таблицю 5.3.

Таблиця 5.3 – Результати технологічного аудиту отриманих результатів

Критерії	Прізвище, ініціали експерта		
	Городецька О.С.	Семенова О.О.	Васильківський М.В.
	Бали, виставлені експертами:		
1	3	3	3
2	3	3	3
3	3	4	3
4	3	4	3
5	3	3	3
6	3	4	3
7	3	4	3
8	3	4	3
9	4	4	3
10	4	3	3
11	3	3	3
12	3	3	3
Сума балів	$СБ_1 = 38$	$СБ_2 = 42$	$СБ_3 = 36$
Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{38 + 42 + 36}{3} = \frac{116}{3} = 38,67$		

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, дорівнює 38,67-ти балам, то можна зробити висновок, що результати проведених нами досліджень мають рівень комерційного потенціалу, який можна вважати «вище середнього».

Такий досить високий рівень комерційного потенціалу проведених нами досліджень пояснюється тим, що отримані нами наукові результати відкривають значні можливості для розвитку супутникових радіонавігаційних систем різних типів.

5.2 Розрахунок витрат на проведення досліджень

Для проведення наукових досліджень під час виконання поставлених у магістерській роботі завдань були зроблені такі витрати: [24]:

5.2.1 Основна заробітна плата Z_o розробників:

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t \quad \text{грн}, \quad (5.1)$$

де M – місячний посадовий оклад розробника, грн.

Для науковців дані оклади не є високими і коливаються в межах

$M = (4173 \dots 18050)$ грн. за місяць;

T_p – число робочих днів в місяці; приймемо, що $T_p = 20$ днів;

t – число робочих днів роботи науковців (дослідників).

Зроблені розрахунки основної заробітної плати зведемо до табл. 4.4:

Таблиця 5.4 – Основна заробітна плата дослідників (округлено)

Найменування посади виконавця	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на оплату праці, грн	Примітка
1. Науковий керівник магістерської роботи	13400	670	3 робочих дні	2010	6-год. робочий день
2. Магістрант – дослідник	2000	100	64	6800	
3. Консультант	11800	590	0,4 дня	236	
Загалом витрат на оплату праці				$Z_o = 9046$ грн	

5.2.2 Додаткова заробітна плата Z_d розраховується за формулою:

$$Z_d = (0,1 \dots 0,12) \cdot Z_o \quad (5.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$З_d = 0,10 \times 9046 \approx 905 \text{ грн.}$$

5.2.3 Нарахування на заробітну плату $H_{зп}$ розраховуються за формулою:

$$H_{зп} = (З_o + З_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (5.3)$$

де $\beta = 22\%$ – ставка єдиного внеску на загальне державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$H_{зп} = (9046+905) \times 0,22 = 2189 \text{ грн.}$$

5.2.4 Амортизація A основних засобів, комп'ютерів, принтерів, приміщень, обладнання тощо розраховується за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot H_a \cdot T}{100 \cdot 12} \text{ грн,} \quad (5.4)$$

де $Ц$ – загальна балансова вартість основних засобів, які використовувалися під час проведення досліджень, грн;

H_a – річна норма амортизаційних відрахувань. Спрощено можна прийняти, що $H_a = (2,25...22,5)\%$;

T – термін, використання кожного виду основних засобів, місяці.

Зроблені нами розрахунки зведемо у табл. 5.5.

Таблиця 5.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань (округлено)

Найменування основних засобів	Балансова вартість, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн.
1. Основні засоби, принтери, обладнання, комп'ютери	50000	22,5	2,9 міс. при 55% використанні	1495
2. Приміщення університету, кафедри та радіо-факультету	20000	3,0	2,9 міс. при 55% використанні	80
Разом				$A = 1575$

5.2.5. Витрати на матеріали M розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i - \sum_1^n B_i \cdot C_v \quad \text{грн}, \quad (5.5)$$

де H_i – витрати матеріалу i -го найменування, кг; C_i – вартість матеріалу i -го найменування, грн/кг.; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; B_i – маса відходів матеріалу i -го найменування, кг; C_v – ціна відходів матеріалу i -го найменування, грн/кг; n – кількість видів матеріалів.

5.2.6. Витрати на комплектуючі K розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \quad \text{грн.}, \quad (4.6)$$

де H_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.; C_i – ціна комплектуючих i -го виду, грн; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; n – кількість видів комплектуючих.

Загальна вартість основних матеріалів, які були використані під час проведення даних досліджень, складає приблизно 875 грн.

5.2.7. Витрати на силову електроенергію B_e , що була використана при виконанні даної роботи, розраховуються за формулою:

$$B_e = \frac{B \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n}{K_d}, \quad (5.7)$$

де B – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2019 р. $B \approx 2,50$ грн/кВт;

P – установлена потужність обладнання, кВт; $P = 1,33$ кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що $\Phi = 172$ годин;

K_n – коефіцієнт використання потужності; $K_n < 1 = 0,81$.

K_d – коефіцієнт корисної дії, $K_d = 0,72$.

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$B_e = \frac{B \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n}{K_d} = \frac{2,50 \cdot 1,33 \cdot 172 \cdot 0,81}{0,72} \approx 643 \text{ грн.}$$

5.2.8. Інші витрати $B_{ін}$ (опалення, освітлення тощо) розраховуються як $(100 \dots 300)\%$ від основної заробітної плати виконавців цієї роботи, тобто:

$$B_{\text{ін}} = (1..3) \times 3_0. \quad (5.8)$$

Для нашого випадку отримаємо $B_{\text{ін}} = 1,35 \times 9046 = 12212$ грн.

5.2.9. Сума всіх попередніх статей дає витрати на проведення наукових досліджень безпосередньо магістрантом – В.

$$B = 9046 + 905 + 2189 + 1575 + 875 + 643 + 12212 = 27445 \text{ грн.}$$

5.2.10 Загальні витрати на виконання цієї роботи розраховуються за формулою:

$$3B = \frac{B}{\beta}, \quad (5.9)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує етап виконання даної роботи на шляху до її можливого впровадження [1].

Для нашого випадку доцільно прийняти, що $\beta \approx 0,65$.

$$\text{Тоді: } 3B = \frac{27445}{0,65} = 42223,07 \text{ грн або приблизно 43 тис. грн.}$$

Тобто загальні витрати на завершення проведених нами наукових досліджень становлять приблизно 43 тис. грн.

5.3 Оцінювання технічного рівня проведених наукових досліджень

Оскільки на цьому етапі проведення досліджень складно більш-менш реально оцінити можливості комерціалізації отриманих результатів (про які було зазначено у технологічному аудиті), проведемо оцінювання технічного рівня отриманих нами результатів. Для кількісного оцінювання технічного рівня результатів проведених досліджень може бути використаний комплексний показник K_p , який розраховується за формулою [25]:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.10)$$

де: I – коефіцієнт важливості досліджень, $I = (2 \dots 5)$;

n – коефіцієнт використання результатів досліджень;

$n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись;

$n = 1$, коли результати будуть використовуватись частково;

$n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках;

$n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок;

T_c – коефіцієнт складності досліджень, $T_{скл} = (1...3)$;

R – коефіцієнт результативності досліджень:

$R = 4$, якщо результати роботи плануються вище відомих;

$R = 3$, якщо результати роботи відповідають відомому рівню;

$R = 2$, якщо результати нижче відомих;

$R = 1$, якщо результат роботи не визначений;

V – вартість (або витрати) проведених досліджень; для нашого випадку $V = 33$ тис. грн;

t – час проведення подальших досліджень, років.

Таблиця 5.6 – Результати оцінювання експертами зазначених коефіцієнтів

Показник	Експерти			Переважаюча (або середня) оцінка
	Городецька О.С.	Семенова О.О.	Васильківський М.В.	
1. Коефіцієнт важливості роботи, I	4	3	4	3,5
2. Коефіцієнт використання результатів роботи, n	2,5	3	3	2,7
3. Коефіцієнт складності роботи, T_c	1,9	2	2,4	2,1
4. Коефіцієнт результативності роботи, R	2	2,5	2,25	2,25
5. Вартість роботи, тис. грн.	43	43	43	43
6. Час проведення подальших досліджень, роки	1	1,5	1	1,25

Якщо $K_p \geq 1$, то технічний рівень отриманих результатів проведених досліджень є високим.

Для визначення коефіцієнтів, наведених у (5.10), запросимо тих же експертів, які здійснювали технологічний аудит.

Результати висновків експертів занесено у табл. 5.6.

Аналізуючи результати, наведені в табл. 5.6, можна зробити висновок, що переважаючими коефіцієнтами, які були виставлені експертами, будуть такі:

I – коефіцієнт важливості проведених досліджень, $I = 3,5$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 2,7$;

T_c – коефіцієнт складності досліджень, $T_{\text{скл}} = 2,1$;

R – коефіцієнт результативності досліджень; $R = 2,25$;

B – вартість роботи; $B = 43$ тис. грн.

t – час завершення досліджень, $t = 1,25$ рік.

Тоді показник K_p , що визначає технічний рівень результатів, отриманих під час проведених досліджень, буде дорівнювати:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = \frac{3,5^{2,7} \cdot 2,1 \cdot 2,25}{43 \cdot 1,25} = \frac{29,44 \cdot 2,1 \cdot 2,25}{43 \cdot 1,25} = 2,587.$$

Оскільки $K_p = 2,587 > 1$, то це свідчить про те, що технічний рівень результатів проведених наукових досліджень є досить високим.

Таблиця 5.7 – Результати економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи

Показники	Задані у ТЗ	Досягнуто у магістерській кваліфікаційній роботі	Висновок
1. Витрати на виконання роботи	Не більше 50 тис. грн	43 тис. грн.	Виконано
2. Коефіцієнт використання результатів проведених досліджень	не менше 2,5	2,7	Виконано
3. Коефіцієнт важливості проведених досліджень	не менше 3	3,5	Виконано
4. Коефіцієнт результативності проведених досліджень	не менше 2	2,25	Виконано
5. Комплексний показник, що характеризує технічний рівень отриманих результатів	не менше 2,0	2,587	Досягнуто

Таким чином, основні техніко-економічні завдання, що були поставлені перед магістрантом під час виконання цієї магістерської кваліфікаційної роботи, повністю виконані.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Виробнича безпека, яку розглядає охорона праці, має велике значення для трудової діяльності тому, що саме вона контролює фізичний стан працівника, що не може не позначитись на його житті, здоров'ї та продуктивності праці зокрема і у сфері радіотехніки.

У даному розділі наводиться розгляд небезпечних, шкідливих [27] і уражаючих для людини і оточуючого середовища факторів, які утворюються під час проведення дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах. Тут розглядаються, зокрема, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукопоглинання приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

6.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

6.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

У відповідності із [28] допустимі показники мікроклімату в робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені у табл. 6.1 додатку Ж.

Для опромінення менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м^2 .

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони та підлягає систематичному контролю з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в табл. 6.2 додатку Ж.

При використанні ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які знаходяться у повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів мають відповідати [29] і наведені в табл. 6.3 додатку Ж.

Для встановлення нормованих параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони запропоновано такі заходи: у приміщенні повинна бути розміщена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року; припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

6.1.2 Виробниче освітлення

Для забезпечення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях значні вимоги висуваються до кількісних та якісних показників освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах, відповідно до [29] визначаємо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд *в*.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості для штучного освітлення приведені в табл. 6.4 додатку Ж.

Оскільки приміщення знаходиться у м. Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а світлові проєкти орієнтовані за азимутом 270° , то за таких обставин КЕО визначатиметься за формулою [30]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (6.1)$$

де e_n – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

Підставляючи відомі значення одержимо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N,6} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28 (\%);$$

$$e_{N,c} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77 (\%).$$

З метою встановлення нормованих значень параметрів освітлення передбачено такі заходи: при недостатньому природному освітленні в світлу пору доби доповнення штучним завдяки використанню люмінесцентних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення; використання штучного освітлення в темну пору доби.

6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування використовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Визначено, що приміщення, де відбувається робота з дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється рухомими елементами ЕОМ.

Для запобігання травмуванню працівників під дією шуму він підпадає під нормування. Головним документом стосовно промислового шуму, діючим в Україні, є [32], у відповідності з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в виробничих приміщеннях не повинні перевищувати значень, що приведені у табл. 6.5 додатку Ж. Норми виробничих вібрацій наведені в табл. 6.6 додатку Ж для локальної вібрації.

Для покращення віброакустичного клімату в приміщенні передбачено такі заходи: оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання; контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

Звукопоглинальні засоби застосовуються для зниження шуму на робочих місцях, які знаходяться в приміщеннях з джерелами шуму або в приміщеннях без джерел шуму, куди він проникає із сусідніх шумних приміщень.

Для визначення звукопоглинання необхідно визначити частоту звукових коливань, які генеруються від електродвигуна вентилятора. Ця частота визначається за формулою:

$$f = \frac{n}{60} \quad [\text{Гц}], \quad (6.2)$$

де $n = 3000$ об/хв – частота обертання валу електродвигуна.

Знаючи габарити приміщення визначимо об'єм приміщення за формулою

$$V = abh \quad [\text{м}^3], \quad (6.3)$$

де a, b, h – довжина, ширина, висота приміщення відповідно, м.

Підставляючи відомі значення у формули (5.2, 5.3) отримаємо

$$f = \frac{3000}{60} = 50 \text{ (Гц)};$$

$$V = 9 \cdot 7 \cdot 3,3 = 207,9 \text{ (м}^3\text{)}.$$

Розміри приміщення (м): $9 \times 7 \times 3,3$. За значенням об'єму приміщення та частотою визначаємо постійну приміщення $B = 8$. Приймаємо площу звукопоглинального личкування $S_{\text{лич}} = 50 \text{ м}^2$.

Знайдемо загальну площу огорожувальних поверхонь приміщення

$$S_{\text{ОГОР}} = 2h(a + b) \quad [\text{м}^2]. \quad (6.4)$$

Визначимо середній коефіцієнт звукопоглинання приміщення

$$\alpha = \frac{B}{B + S_{\text{ОГОР}}}. \quad (6.5)$$

Знайдемо значення звукопоглинання неличкованих огорожувальних поверхонь

$$A_1 = \alpha(S_{\text{ОГОР}} - S_{\text{лич}}) \quad [\text{м}^2]. \quad (6.6)$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.4, ..., 5.6) отримаємо

$$S_{\text{ОГОР}} = 2 \cdot 3,3(9 + 7) = 105,6 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$\alpha = \frac{8}{8 + 105,6} = 0,07;$$

$$A_1 = 0,07(105,6 - 50) = 3,89 \text{ (м}^2\text{)}.$$

Вибираємо марку личкувальної плити – "Вініпор" (напівжорсткий) з ревербаційним коефіцієнтом звукопоглинання личкування при частоті $f = 50 \text{ Гц}$ $\alpha_{\text{лич}} = 0,06$.

В якості штучного поглинача приймаємо куб із стороною 400 мм з еквівалентною площею звукопоглинання при частоті $f = 50 \text{ Гц}$ $A_{\text{шт}} = 0,14 \text{ м}^2$. Приймаємо кількість штучних звукопоглиначів $n_{\text{шт}} = 100 \text{ шт}$.

Визначимо значення додаткового звукопоглинання, що забезпечується личкуванням та штучними звукопоглиначами

$$\Delta A = \alpha_{\text{лиц}} S_{\text{лиц}} + A_{\text{шт}} n_{\text{шт}} [\text{м}^2]. \quad (6.7)$$

Знайдемо середній коефіцієнт звукопоглинання приміщення після встановлення звукопоглинальних конструкцій

$$\alpha_1 = \frac{A_1 + \Delta A}{S_{\text{огор}}} \quad (6.8)$$

Визначимо постійну приміщення після проведення акустичної обробки

$$B_1 = \frac{A_1 + \Delta A}{1 - \alpha_1} [\text{м}^2]. \quad (6.9)$$

Таким чином, знаходимо максимальне зниження рівня звукового тиску

$$\Delta L = 10 \lg \frac{B_1}{B} [\text{дБ}]. \quad (6.10)$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.7, ..., 5.10) отримаємо

$$\Delta A = 0,06 \cdot 50 + 0,14 \cdot 100 = 17 (\text{м}^2);$$

$$\alpha_1 = \frac{3,89 + 17}{105,6} = 0,198;$$

$$B_1 = \frac{3,89 + 17}{1 - 0,198} = 26,04738 (\text{м}^2);$$

$$\Delta L = 10 \lg \frac{26,04738}{8} = 3,8342 (\text{дБ}).$$

5.1.4 Виробничі випромінювання

Величина напруженості електромагнітного поля на робочих місцях з персональними комп'ютерами мають не перевищувати граничнодопустимі, які складають 20 кВ/м.

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 5 см від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регулювальних

пристроїв не повинні перевищувати $7,74 \cdot 10^{-12}$ Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) у відповідності до [38].

Для забезпечення захисту і досягнення нормативних рівнів випромінювань потрібно використовувати екранування робочого місця і скорочення часу опромінення за рахунок перерв на відпочинок.

6.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Велика кількість прикладних програм перетворює ЕОМ на основне знаряддя праці радіоінженера.

6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Розташування робочих місць, забезпечених ЕОМ виконується у приміщеннях з одnobічним розміщенням вікон, які обов'язково повинні бути обладнані сонцезахисним пристроями: шторами та жалюзями [37].

При розміщенні робочих місць у приміщеннях з джерелами небезпечних та шкідливих промислових чинників, вони зобов'язані розміщатись у абсолютно відокремлених кабінетах з природним освітленням та організованою вентиляцією. Площа одного робочого місця має становити не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм – не менше ніж 20 м^3 , а висота – не менше 3,2 м [29].

Поверхня підлоги повинна бути гладкою, без вибоїн, не слизькою, зручною для вологого прибирання, мати антистатичні властивості. Не дозволяється використовувати для оздоблення інтер'єру полімери, які забруднюють повітря шкідливими хімічними речовинами та сполуками.

6.2.2 Електробезпека

В середині приміщення, в якому проводиться робота з дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах, особливу увагу слід надати запобіганню небезпеки ураження електричним струмом. Згідно [30] дане приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності значної (понад 75 %) вологості. Тому безпека використання електрообладнання має забезпечуватись рядом заходів, що

включають використання ізоляції струмоведучих елементів, захисних блокувань, захисного заземлення та ін [39].

6.2.3 Пожежна безпека

Згідно [37] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Це приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горищного покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці 6.7. В таблиці 6.8 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [38].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях

Розроблена радіонавігаційна система може знаходитись у впливі загрозливих чинників надзвичайних ситуацій техногенного, природного, військового походження. Вони мають вплив на прилади електроніки і навіть можуть вивести з ладу. Серед НС можна виділити найбільш небезпечні: наявність у докільці шкідливих речовин понад ГДК, аварії зі загрозою викиду небезпечних хімічних і біологічних речовин, радіоактивне забруднення, вплив ЕМІ.

Головну небезпеку для елементів і блоків радіонавігаційної системи становить світлове випромінювання і радіоактивне зараження місцевості та вплив проникаючої радіації і електромагнітного імпульсу.

Серед потенційно небезпечних виробництв особливе місце посідають радіаційно-небезпечні об'єкти. Вони являють реальну небезпеку для людей, радіоелектронних систем, комп'ютерів тощо. Радіоактивне випромінювання

діючи на матеріали і деталі апаратури комп'ютерних систем приводить до суттєвих змін в їх роботі. Дія іонізуючих випромінювань залежить від виду випромінювання, дози радіації та природи опромінюваної речовини.

Матеріали, які використовуються в електронних елементах (метали, неорганічні матеріали, напівпровідники, діелектрики, смоли та різні органічні сполуки), з яких виготовляється радіонавігаційна система по різному реагують на іонізуючі випромінювання. Найбільш чутливі до радіації метали, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв. Конструювання РЕА стійкої до іонізуючого опромінення передбачає вибір матеріалів та елементної бази, а також конструктивних рішень, які зменшують вплив радіації.

Електромагнітні імпульси діють на роботу радіонавігаційної системи викликаючи в ньому оборотні і необоротні зміни. Електромагнітний імпульс являє собою велику небезпеку для електронної апаратури. Слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних пошкоджень не захищає від дії електромагнітного імпульсу. Апаратура, виконана на напівпровідникових і інтегральних схемах, що працюють на малих струмах і напругах особливо нестійка до ЕМІ. Це відбувається тому, що така апаратура схильна до впливу зовнішніх полів. ЕМІ пробиває ізоляцію, випалює елементи електросхем радіоапаратури, викликає коротке замикання в радіо пристроях, іонізацію діелектриків.

ЕМІ ушкоджує транзистори, викликає іскріння в їх між контактних з'єднаннях і деяких областях провідної поверхні. У транзисторів спостерігається така залежність, чим вище коефіцієнт посилення транзистора, тим менше його електрична міцність. Для резисторів типу МЛТ і прецизійних гранична напруга біля 1 кВ. Великі струми, обумовлені прикладним імпульсом напруги, проходячи через конденсатор, в місцях підвищеного опору можуть викликати нагрів шару металізації і його вигорання, порушити контакти між обкладками і основами.

6.3.1 Дослідження стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії іонізуючих випромінювань

Критерієм стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії іонізуючих випромінювань приймається максимальне значення експозиційної дози ($D_{e,гр}$), при якій можуть виникнути зворотні зміни параметрів елементів, але робота радіонавігаційної системи ще не порушується.

Вихідними даними для оцінки є максимальне значення потужності дози через одну годину після аварії p_{1max} Р/год; коефіцієнт послаблення радіації

виробничими приміщеннями, транспортними засобами, $K_{\text{посл}}$. Приймаємо $p_{1\text{max}} = 4,3 \text{ Р/год}$, $K_{\text{посл}}=2$; $t_{\text{п}}=1 \text{ год}$; $t_{\text{рmax}}=40000 \text{ год}$.

Дослідження проводиться в наступній послідовності.

1. Аналізуються схема радіонавігаційної системи і визначаються елементи від яких залежить його робота. В нашому випадку це мікросхеми, транзистори, конденсатори, резистори. Для кожного елементу визначається максимально допустима експозиційна доза ($D_{\text{гр},i}$). Дані заносимо в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Граничні дози опромінення елементів радіонавігаційної системи

№	Блоки	Елементи РЕА	$D_{\text{зв},i}$, Р	$D_{\text{звб}}$, Р	$D_{\text{гр}}$, Р
1	Живлення	Мікросхеми	10^5	10^4	10^4
		Діоди	10^4-10^6		
2	Управління	Конденсатори	10^7-10^9	10^7	
		Резистори	10^7-10^9		

Аналізуємо дані і за мінімальним значенням $D_{\text{гр},i}$ визначається границя стійкості роботи радіонавігаційної системи.

2. Визначається можлива експозиційна доза опромінення радіонавігаційної системи в заданих умовах протягом експлуатаційного терміну:

$$D_M = \frac{2 \cdot P_{1\text{max}} \cdot (\sqrt{t_{\text{к}}} - \sqrt{t_{\text{п}}})}{K_{\text{посл}}} = \frac{2 \cdot 4,3 \cdot (\sqrt{40000} - \sqrt{1})}{2} = 1273,6 \text{ Р.}$$

3. Граничне значення експозиційної дози ($D_{\text{гр},\text{min}}$) порівнюється з D_M , що очікується для радіонавігаційної системи, і робиться висновок про стійкість роботи пристрою. Оскільки $D_{\text{гр},\text{min}} > D_M$ то радіонавігаційна система стійка до радіації.

4. Розраховується допустимий час безпечної роботи радіонавігаційної системи у заданих умовах:

$$t_{\text{д}} = \left(\frac{D_{\text{сп},\text{min}} \cdot K_{\text{посл}} + 2 \cdot p_{1,\text{max}} \cdot \sqrt{t_{\text{п}}}}{2p_{1,\text{max}}} \right)^2 = \left(\frac{10^4 \cdot 2 + 2 \cdot 4,4 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 4,4} \right)^2 = 24445,25 \text{ год.}$$

6.3.2 Дослідження стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початкові дані: $E_B=11,4$ кВ/м, $U_{ж}=220$ В; 5В.

Дослідження стійкості роботи радіонавігаційної системи ведеться в такій послідовності:

1. Визначається горизонтальна складова напруженості електричного поля:

$$E_{Г} = 10^{-3} \cdot E_B = 10^{-3} \cdot 11,4 \cdot 10^3 = 11,4 \text{ (В/м)};$$

2. Радіонавігаційна система поділяється на окремі функціональні вузли: система живлення, мікропроцесорний блок.

На кожній ділянці визначається максимальна довжина вертикальної і горизонтальної струмопровідної частини l_B і $l_{Г}$. На ділянці системи живлення максимальна довжина вертикальної і горизонтальної струмопровідної частини $l_{B,ж}=0,13$ м, $l_{Г,ж} = 0,11$ м. На ділянці мікропроцесорного блоку $l_{B,м}=0,017$ м, $l_{Г,м} = 0,021$ м.

3. Для кожної ділянці визначаються наведені напруги у струмопровідних частинах.

На ділянці системи живлення:

$$U_{B,ж} = E_{Г} \cdot l_{B,ж} = 11,4 \cdot 0,13 = 1,08 \text{ (В)};$$

$$U_{Г,ж} = E_B \cdot l_{Г,ж} = 11,4 \cdot 10^3 \cdot 0,11 = 1760 \text{ (В)}.$$

На ділянці мікропроцесорного блоку:

$$U_{B,м} = E_{Г} \cdot l_{B,м} = 11,4 \cdot 0,017 = 0,272 \text{ (В)};$$

$$U_{Г,м} = E_B \cdot l_{Г,м} = 11,4 \cdot 10^3 \cdot 0,021 = 336 \text{ (В)}.$$

4. Визначається допустиме коливання напруги живлення

$$U_{д} = U_{ж} + \frac{U_{ж} \cdot N}{100} \text{ (В)},$$

На ділянці системи живлення:

$$U_{дж} = U_{ж} + \frac{U_{ж} \cdot N}{100} = 220 + \frac{220}{100} \cdot 5 = 231 \text{ (В)}.$$

На ділянці мікропроцесорного блоку:

$$U_{DM} = U_M + \frac{U_M \cdot N}{100} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,2 \text{ (В)}.$$

5. Визначаються коефіцієнти безпеки

$$K_{BV} = 20 \cdot \lg \frac{U_D}{U_B}, \quad K_{BG} = 20 \cdot \lg \frac{U_D}{U_G}.$$

Для ділянки живлення

$$K_{BVJ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{DJ}}{U_{BJ}} = 20 \cdot \lg \frac{231}{1,08} = 46,63 \geq 40 \text{ (дБ)};$$

$$K_{BGJ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{DJ}}{U_{GJ}} = 20 \cdot \lg \frac{231}{1760} = -17,63 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

Для ділянки мікропроцесорного блоку

$$K_{BVM} = 20 \cdot \lg \frac{U_{DM}}{U_{VM}} = 20 \cdot \lg \frac{5,2}{0,272} = 33,31 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

$$K_{BGM} = 20 \cdot \lg \frac{U_{DM}}{U_{GM}} = 20 \cdot \lg \frac{5,2}{336} = -28,6 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

6. Результати розрахунків заносимо в табл. 6.2

Таблиця 5.2 - Результати розрахунків коефіцієнтів безпеки.

Ділянка	U _д , В	E _в , В/м	E _г , В/м	U _в , В	U _г , В	K _{БВ} , дБ	K _{БГ} ,дБ
Живлення	231	11400	11,4	1,08	1760	46,63	-17,63
Мікропроцесорного блоку	5,2	11400	11,4	0,272	336	33,31	-28,6

7. Дані таблиці аналізуємо і робимо висновки

Коефіцієнти безпеки менше 40 дБ, тому необхідно застосовувати екранування.

6.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії електромагнітного імпульсу

Визначається перехідне гасіння енергії електричного поля екраном (А, дБ). Для сталевого екрану визначається за допомогою формули:

$$A = 5,2 \cdot t \cdot \sqrt{f}, [\text{дБ}]$$

де t - товщина стінки екрану, см;

f – частота $f=15000$ Гц.

Для дільниці живлення:

$$A_{ГЖ}=40-(-17,63)=47,63 \text{ (дБ)},$$

$$t = \frac{A_{ГЖ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{47,63}{5,2\sqrt{15000}} = 0,074 \text{ (см)}.$$

Для дільниці мікропроцесорного блоку:

$$A_{ГМ}=40-(-28,6)=68,6 \text{ (дБ)},$$

$$t = \frac{A_{ГЖ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{68,6}{5,2\sqrt{15000}} = 0,11 \text{ (см)}.$$

Отже в даному підрозділі була оцінена робота радіонавігаційної системи в умовах дії іонізуючих випромінювань і електромагнітного імпульсу. В умовах дії іонізуючих випромінювань час роботи комп'ютерної системи перевищив заданий час.

В умовах дії електромагнітного імпульсу коефіцієнт безпеки радіонавігаційної системи для вертикальних струмопровідних частин дільниці живлення системи був більший за 40 дБ, в цьому випадку радіонавігаційна система стійка. Для горизонтальних струмопровідних частин дільниці живлення і для мікропроцесорного блоку коефіцієнт безпеки був менший за 40 дБ. Після застосування металевих екранів коефіцієнт безпеки став не менше 40 дБ, а тому радіонавігаційна система є стійка до ЕМІ і може працювати без збоїв.

Таким чином нами встановлено, що робота радіонавігаційної системи в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу буде

стійкою, якщо граничне значення рівня радіації в умовах експлуатації не перевищуватиме 1273,6 Р. Для підвищення стійкості роботи радіонавігаційної системи в умовах дії ЕМІ було здійснено розрахунок екрану товщина якого має становити не менше 1,1 мм.

6.4 Висновки до розділу 6

Під час виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукопоглинання приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження алгоритмів оброблення шумоподібних сигналів у супутникових радіонавігаційних системах, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ВИСНОВКИ

Основні результати проведених досліджень і розробок полягають в наступному:

1. Запропоновано формувати вимірювальні навігаційні сигнали на основі комплексних псевдовипадкових послідовностей. Як модульованих ПСП пропонується використовувати p -і M -послідовності, як модульовані - багатопозиційні (комплексні) меандрові ПСП.

2. Встановлено, що використання нових різновидів навігаційних сигналів, як і ВОС-сигналів, дозволяє виділити центральну область основного піку їх автокореляційних функцій (АКФ). Решта значення дійсної частини комплексної АКФ у запропонованих в роботі сигналів в області основного піку АКФ дорівнюють нулю, або в 2 ... 4, а в окремих випадках і в 5 разів менше, в порівнянні з АКФ ВОС-сигналами.

3. Показано, що багатопозиційні M -послідовності мають характеристики бічних піків дійсних частин АКФ (максимальні значення бічних піків, середні значення модулів бічних піків, середньоквадратичні відхилення) приблизно в два рази менше аналогічних показників АКФ сигналів на основі довічних ПСП. Це призведе до додаткового виграшу у відношенні сигнал/шум на вході вирішального пристрою в 4 рази за потужністю в алгоритмах з обчисленням дійсної частини АКФ або модуля дійсної частини АКФ, в порівнянні з двійковими сигналами.

4. Виявлено, що істотно збільшувати кількість позицій багатопозиційних ПСП (більше 7-8 символів алфавіту) не має сенсу, так як характеристики дійсних частин АКФ сигналів при цьому не поліпшуються.

5. Встановлено, що застосування багатопозиційних ПСП і відповідних підносійних дозволяє більш гнучко управляти формою і розташуванням на частотній осі спектральної щільності потужності шумоподібного сигналу при виборі фазової структури підносійної, в порівнянні з меандровими сигналами. Так, якщо при розщепленні спектру меандрового сигналу виділяються дві його симетричні щодо носійної частоти складові, то у багатопозиційних сигналів при використанні дзеркальних підносійних можна сконцентрувати спектр нижче або вище носійної частоти, або в околицях носійної частоти, або розподілити його у відносно широкій смузі частот. Зміщенням спектра щодо носійної частоти можна управляти вибором фазової структури підносійної.

6. У роботі алгоритм виявлення навігаційного сигналу зведений до процедури перемноження комплексної матриці-циркулянта опорного сигналу з вектором-стовпцем відліків обвідної сигналу з подальшим обчисленням

дійсної частини, модуля, або модуля дійсної частини результату перемноження.

7. Розроблено нові алгоритми перестановки рядків і стовпців опорної матриці, що використовуються в разі виявлення ВОС-сигналів і сигналів з багатопозиційними підносійними. Знайдено відповідні цим сигналам варіанти швидкого множення перетворених матриць-циркулянтів на вхідні реалізації.

8. Обчислювальна складність розглянутих алгоритмів дозволяє істотно скоротити час виявлення сигналу. Для використовуваних в сучасних навігаційних системах ПСП довжини до 10230 вираш становить більше двох порядків (350-750 разів залежно від величини p).

Таким чином, в роботі показано, що дійсна частина АКФ сигналів на багатопозиційних піднесує може істотно відрізнитися від модуля АКФ. Тому спільна оцінка частоти і затримки фази вимірювального сигналу за критерієм максимальної правдоподібності при роботі з дійсною частиною АКФ може забезпечити більшу точність оцінки затримки сигналу в порівнянні з традиційним алгоритмом, величина якої залежить від вибору структури застосовуваного сигналу. Величина вирашу може скласти кілька метрів. Крім того, виявлені спектральні характеристики сигналів такі, що в разі використання дзеркальних багатопозиційних піднесує у виділеній смузі частот можна розмістити в 2 рази більше сигналів у порівнянні з ВОС-сигналами при відносно невеликих довжинах застосовуваних ПСП.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Горгадзе С.Ф., Бойков В.В. Измерительные сигналы с многопозиционными поднесущими для спутниковых радионавигационных систем. - М.: Радиотехника и электроника, №2, 2014.
2. Болнокин В.Е., Малиничев Д.М., Бойков В.В. Анализ корреляционных свойств многозначных M-последовательностей. - М.: Динамика сложных систем – XXI век, №4, 2012.
3. Бойков В.В. 6-я НТК «Технологии информационного общества», МТУСИ, 2012, доклад «Системы дифференциальной коррекции в глобальных спутниковых навигационных системах»
4. Писарев А. ГЛОНАСС: нельзя ждать, пока проснутся конкуренты. – СNews: Обзоры и обозрения. – Октябрь 2010.
5. Свириденко В. Перспективы российского рынка ГЛОНАСС-GPS приемников: мнение разработчика. – М: ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – Январь 2010.
6. Чеберко И., Каштанов М. Точность ГЛОНАСС стала сравнима с GPS, показали результаты контрольных тестов. – М: Газета «Маркер». - 11 октября 2010.
7. Перов А.И., Захарова Е.В., Шатилов А.Ю. Анализ точности задержки навигационного сигнала с модуляцией ВОС(1,1) для различных типов дискриминаторов задержки. - М.: Радиотехника, 2011, №6.
8. Шахгильдян В.В., Бойков В.В. ГЛОНАСС: перспективы использования новых CDMA-сигналов. - М.: Электросвязь, №1, 2011.
9. Бойков В.В. 5-я НТК «Технологии информационного общества», МТУСИ, 2011, доклад «Меандровые шумоподобные сигналы в глобальных спутниковых навигационных системах»
10. Писарев А. ГЛОНАСС: нельзя ждать, пока проснутся конкуренты. – СNews: Обзоры и обозрения. – Октябрь 2010.
11. Свириденко В. Перспективы российского рынка ГЛОНАСС-GPS приемников: мнение разработчика. – М: ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – Январь 2010.
12. Чеберко И., Каштанов М. Точность ГЛОНАСС стала сравнима с GPS, показали результаты контрольных тестов. – М: Газета «Маркер». - 11 октября 2010.
13. Перов А.И., Захарова Е.В., Шатилов А.Ю. Анализ точности задержки навигационного сигнала с модуляцией ВОС(1,1) для различных типов дискриминаторов задержки. - М.: Радиотехника, 2011, №6.
14. Перов А.И., Болденков Е.Н. Сравнительный анализ характеристик

приема сигналов спутниковых навигационных систем смодуляцией BPSK(n) и BOC(m,n) анализ точности задержки навигационного сигнала с модуляцией BOC(1,1) . - М.: Радиотехника, 2008, №7.

15. Малиничев Д.М., Бойков В.В., Елисеенков А.В. Исследование автокорреляционных свойств сложных сигналов, в сборнике тезисов докладов 10-й Международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение», 26-28 марта 2008 г., Москва, том: X-1, стр.144-145.

16. Малиничев Д.М., Бойков В.В., Елисеенков А.В. Исследование цифровых фильтров, реализующих некоторые модульные алгоритмы, в сборнике тезисов докладов 10-й Международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение», 26-28 марта 2008 г., Москва, том: X-1, стр.27- 28.

17. Бойков В.В. 3-я НТК «Технологии информационного общества», МТУСИ, 2009, доклад “Некоторые корреляционные свойства многозначных M-последовательностей”

18. Горгадзе С.Ф. Асимметричные модификации обобщенного быстрого преобразования Фурье и Фурье-Адамара// Радиотехника и электроника. –М: 2006, №3.

19. Горгадзе С.Ф. Обнаружение-различение адресных сложных сигналов при многостанционном доступе с кодовым разделением с использованием быстрых спектральных преобразований// Радиотехника и электроника, 2006, №4.

20. Avila - Rodriguez J A. Wallner S., Hein G. W. et al. CBOC an Implementation of MBOC. - in First Centre National D'Etudes Spatiales (CNES) Workshop on Galileo Signals and Signal Processing, Toulouse, France, October 2006.

21. Lohan Renfors M. Correlation Properties of Multiplexed Binary Offset Carrier (MBOC) Modulation, in 13th European Wireless Conference 2007 (EW 2007), Paris, France, April, 2007.

22. Seidl L. Experimental Galileo Receiver. - In Radioelektronika 2006 - Conference Proceedings, Slovak University of Technology, Bratislava, 2006.

23. Методичні рекомендації з комерціалізації розробок, створених в результаті науково-технічної діяльності – К.: Наказ Державного комітету України з питань науки, інновацій та інформатики (Лист № 1/06-4-97 від 13.09.2010 р.).

24. Козловський В. О. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. – Вінниця: ВНТУ, 2012.

25. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні

розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2003. – 75 с.

26. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

27. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

28. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

29. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

30. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

31. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.

32. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.

33. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.

34. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.

35. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

36. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

37. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

38. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

39. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

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
ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ОБРОБЛЕННЯ ШУМОПОДІБНИХ
СИГНАЛІВ У СУПУТНИКОВИХ РАДІОНАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ
08-34.МКР.007.00.000 ТЗ

Керівник роботи
к.т.н., доц. кафедри ТКСТБ ВНТУ
Михалевський Д.В.

Виконавець: ст. гр. АРЗ-18м
Мельник О.О.

Додаток Б
(обов'язковий)

Схема генератора багатопозиційної МП

ВНТУ ФІРМЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток В
(обов'язковий)

Узагальнена структурна схема пристрою пошуку і спостереження за параметрами шумоподібного сигналу

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Г
(обов'язковий)

Структурна схема пристрою обробки сигналів

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Д
(обов'язковий)

Структурна схема ППС, сформованого на основі МП

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Е
(обов'язковий)

Порівняння швидкості роботи і прискореного алгоритму обчислення АКФ

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Є
(обов'язковий)

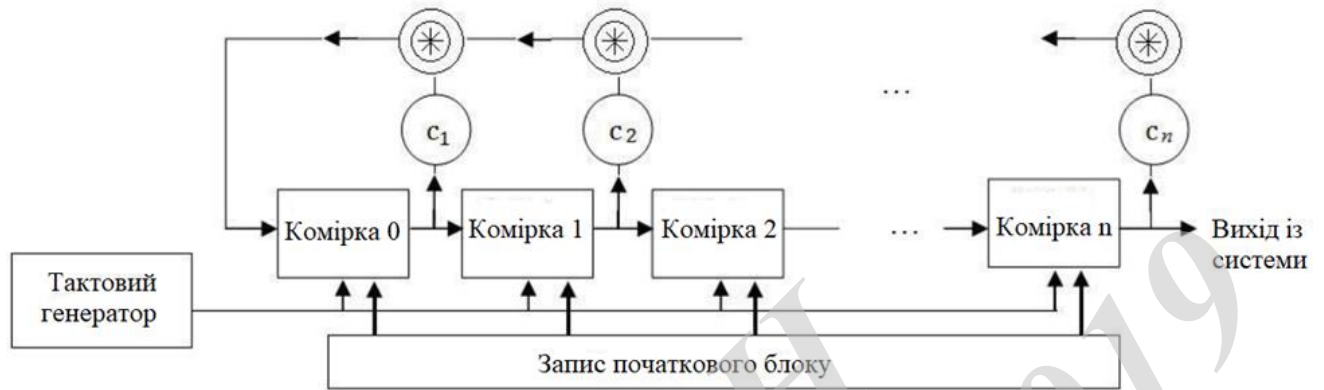
Залежності обчислювальної складності алгоритму оброблення сигналів для різних ймовірностей пропуску сигналу

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

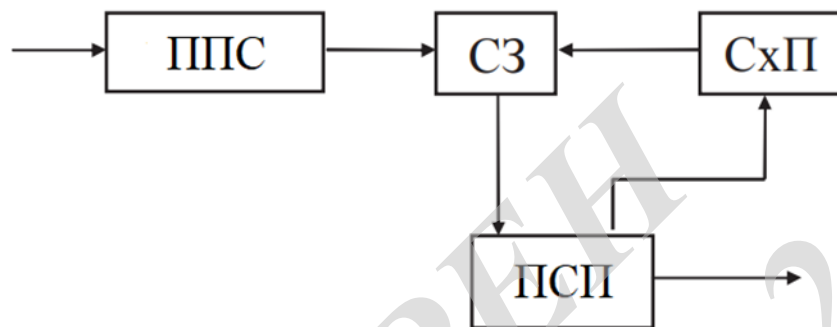
Додаток Ж
(обов'язковий)

Допустимі значення виробничих факторів

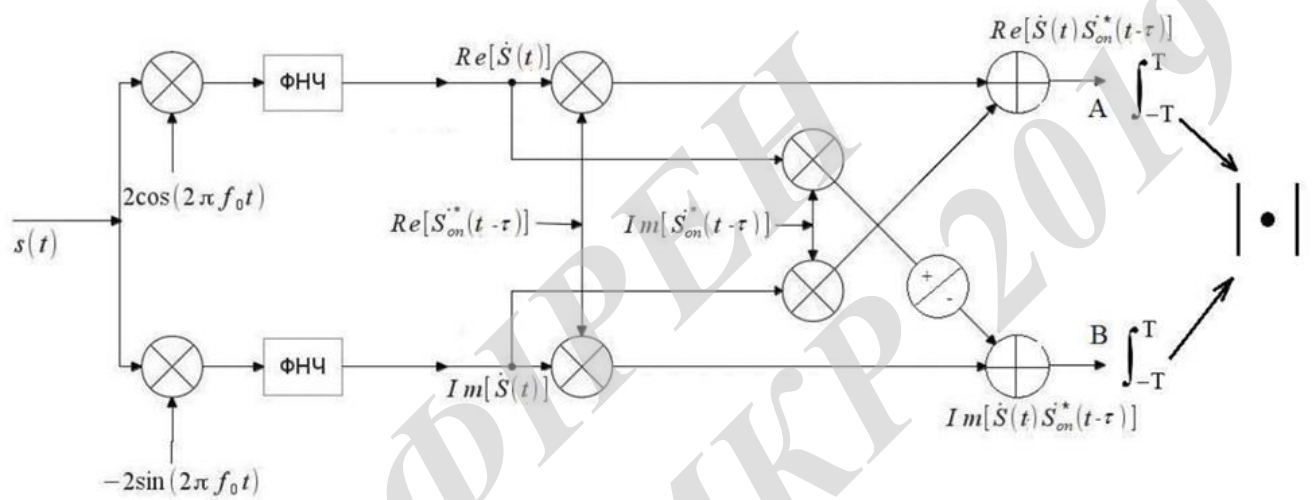
ВНТУ ФІРМЕН
ТКСТЬ МКР 2019



					08-34. МКР.007.00.000 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.	Мельник О.О.				Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.	Михалевський Д.В					1	1
Реценз.	Тимчик С.В.				ВНТУ, гр. АРЗ-18м		
Н. Контр.	Михалевський Д.В						
Затверд.	Бортник Г.Г.						
Схема генератора багатопозиційної МП							



					08-34. МКР.007.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Узагальнена структурна схема пристрою пошуку і спостереження за параметрами шумоподібного сигналу	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Мельник О.О.						
Перевір.		Михалевський Д.В.					1	1
Реценз.		Тимчик С.В.				ВНТУ, гр. АРЗ-18м		
Н. Контр.		Михалевський Д.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.						



08-34. МКР.007.00.000 Е8

Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

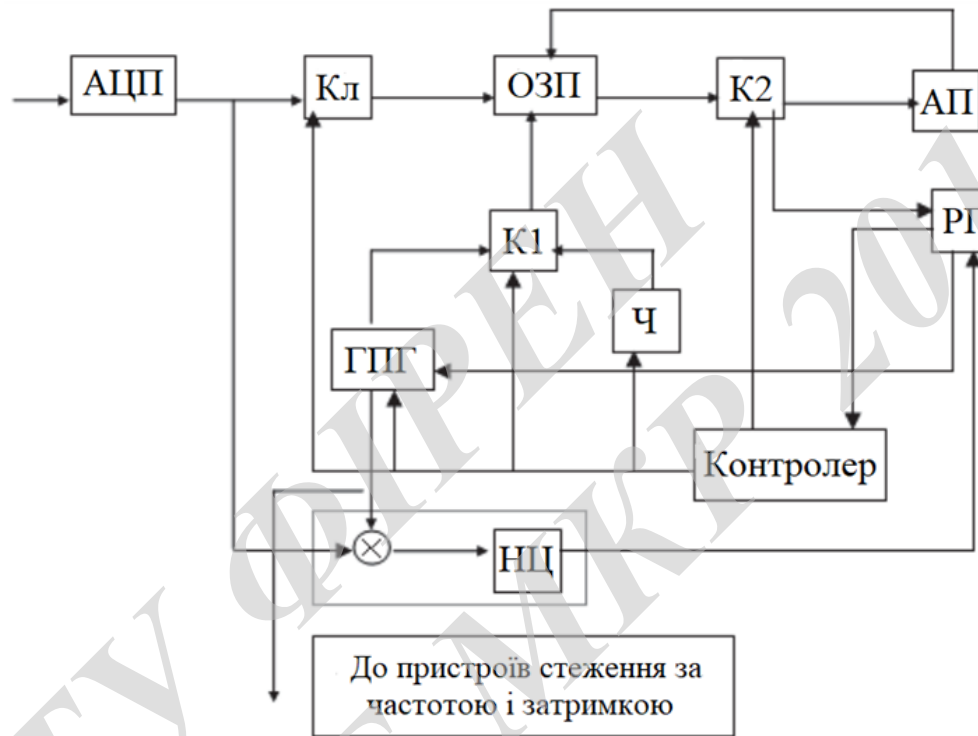
Розроб.	Мельник О.О.			
Перевір.	Михалевський Д.В.			
Реценз.	Тимчик С.В.			
Н. Контр.	Михалевський Д.В.			
Затверд.	Бортник Г.Г.			

Структурна схема пристрою
обробки сигналів

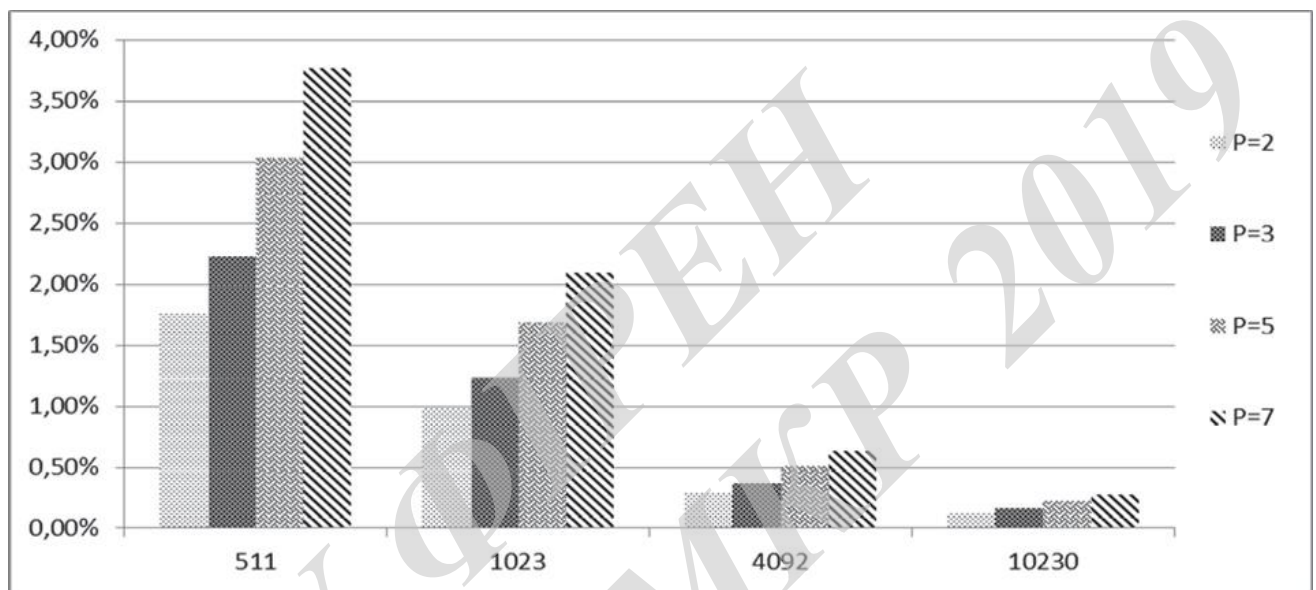
Літ.	Арк.	Аркушів

	1	1
--	---	---

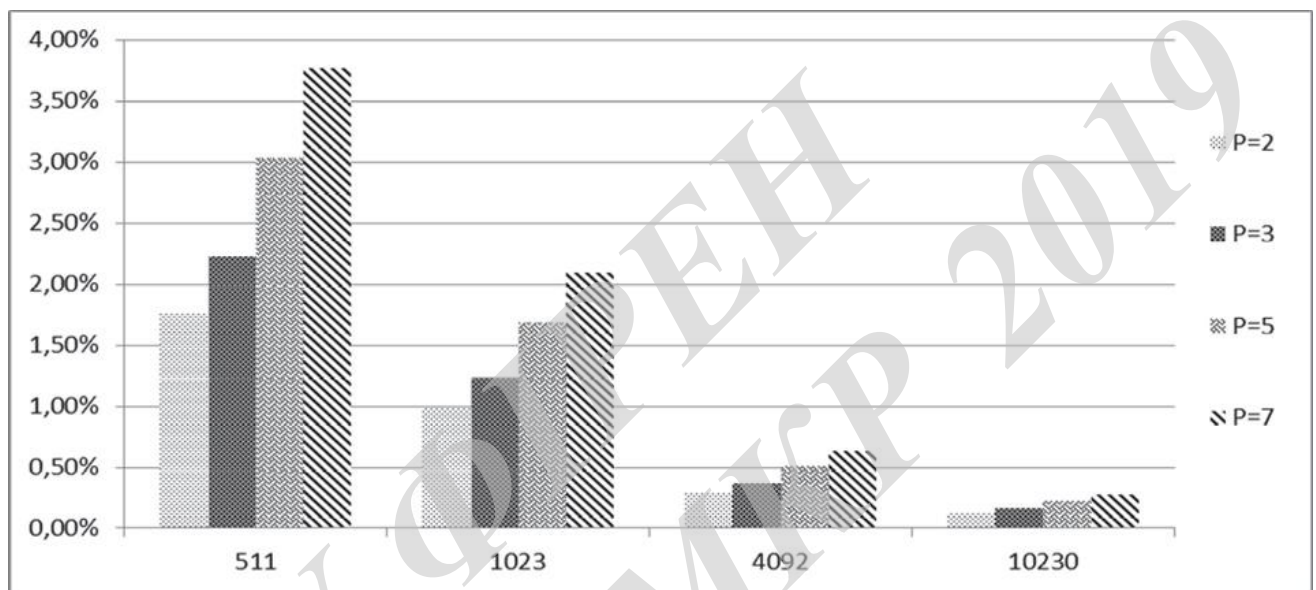
ВНТУ, гр. АРЗ-18м



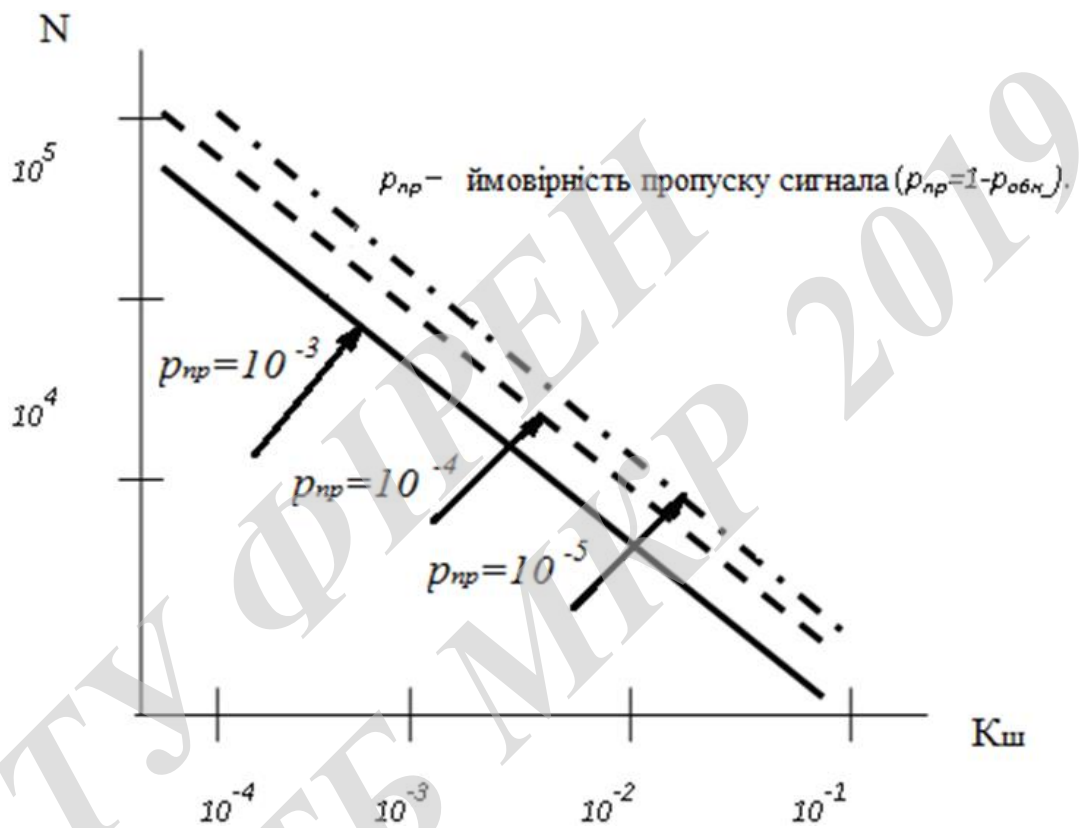
					08-34. МКР.007.00.000 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.	Мельник О.О.				Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.	Михалевський Д.В					1	1
Реценз.	Тимчик С.В.				ВНТУ, гр. АРЗ-18м		
Н. Контр.	Михалевський Д.В						
Затверд.	Бортник Г.Г.						
Структурна схема ППС, сформованого на основі МП							



					08-34. МКР.007.00.000 Е8					
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Порівняння швидкості роботи і прискореного алгоритму обчислення АКФ					
Розроб.		Мельник О.О.						Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Михалевський Д.В							1	1
Реценз.		Тимчик С.В.						ВНТУ, гр. АРЗ-18м		
Н. Контр.		Михалевський Д.В								
Затверд.		Бортник Г.Г.								



					08-34. МКР.007.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Порівняння швидкості роботи і прискореного алгоритму обчислення АКФ	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Мельник О.О.					1	1
Перевір.		Михалевський Д.В						
Реценз.		Тимчик С.В.						
Н. Контр.		Михалевський Д.В						
Затверд.		Бортник Г.Г.			ВНТУ, гр. АРЗ-18м			



08-34. МКР.007.00.000 Е8

Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
					Залежності обчислювальної складності алгоритму оброблення сигналів для різних ймовірностей пропуску сигналу		
Розроб.		Мельник О.О.					
Перевір.		Михалевський Д.В.				1	1
Реценз.		Тимчик С.В.			ВНТУ, гр. АРЗ-18м		
Н. Контр.		Михалевський Д.В.					
Затверд.		Бортник Г.Г.					

Таблиця Ж.1 – Допустимі показники мікроклімату в приміщенні

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	≤0,2
Теплий		21-28	19-30	60 при 27°С	0,1-0,3

Таблиця Ж.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [4]

Назва шкідливої речовини	ГДК, мг/м ³	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

Таблиця Ж.3 – Число іонів у 1 см³ повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
додатній	400	1500-3000	50000
від'ємний	600	3000-5000	50000

Таблиця Ж.4 – Нормовані значення КПО і мінімальні освітленості для штучного освітлення

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Сумщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	в	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Таблиця Ж.5 – Нормовані рівні звукового тиску та еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Таблиця Ж.6 – Нормовані рівні вібрації [6]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

Таблиця Ж.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [11]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
3	REI 120	REI 60	E 15	EI 15	R 120	R 60	REI 45	нн	нн
	M0	M0	M0	M1	M0	M0	M1	нн	нн

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 – $M \leq 25$ см – для горизонтальних конструкцій; $M \leq 40$ см – для вертикальних і похилих конструкцій; нн – не нормується.

Таблиця Ж.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [13]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуиводу	Протипожежні розриви, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м ² , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	Б	3	40	25	15	45	9	12	15	1	5200	–	–