

## Пояснювальна записка

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

на тему:

ПСЕВДОВИПАДКОВІ ПОСЛІДОВНОСТІ В ШИРОКОСМУТОВИХ  
СИСТЕМАХ ДОСТУПУ  
08-34.МКР.006.00.000 ПЗ

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

\_\_\_\_\_ Котик О.М.

Керівник: к.т.н., проф. каф. ТКСТБ

\_\_\_\_\_ Барась С.Т.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 р.

Рецензент: к.т.н., доц. каф. БМІ

\_\_\_\_\_ Тимчик С.В.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 р.

## РЕФЕРАТ

УДК 621.374.415

Котик О.М. Псевдовипадкові послідовності в широкосмугових системах доступу магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» - Вінниця: ВНТУ 2019 р. 136 стор., 39 рис., 15 таб. – українською мовою.

У даній магістерській кваліфікаційній роботі розглянуті псевдовипадкові послідовності, особливості послідовностей та їх застосування, досліджено синтез послідовностей, проведено комп'ютерне моделювання.

## ABSTRACT

UDC 621,374,415

Kotyk O.M. Pseudorandom sequences in broadband access systems Master's qualification work in the specialty "Telecommunications and Radio Engineering" - Vinnitsa: VNTU, 2019 - 136 pages, 39 figures, 15 tables, - in Ukrainian.

In this master's qualification work pseudorandom sequences, peculiarities of sequences and their application are considered, sequence synthesis is investigated computer simulation is performed.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1. АНАЛІЗ ПСЕВДОПОСЛІДОВНОСТЕЙ І ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМ.....	9
1.1 Складні сигнали .....	9
1.2 Моделі каналів зв'язку та їх математичний опис.....	12
1.3 Псевдовипадкові послідовності .....	18
1.4 Властивості псевдовипадкових послідовностей .....	19
1.5 Опис регістра зсуву зі зворотнім зв'язком.....	26
2. ПОБУДОВА ФОРМУВАЧІВ ПВП .....	27
2.1 Кодові послідовності Голда.....	27
2.2 Кодові послідовності Касамі .....	33
2.3 М-послідовності.....	37
2.3.1 Властивості М-послідовностей.....	37
2.3.2 Автокореляційні властивості.....	39
2.4 Функції Уолша .....	43
2.4.1 Загальні відомості про функції Уолша.....	43
2.4.2 Властивості функцій Уолша.....	51
2.4.3 Кореляційні властивості функцій Уолша .....	53
2.5 Синтез генератора кодової послідовності на регістрі зсуву .....	56
3. ШИРОКОСМУГОВІ ТЕХНОЛОГІЇ НА ОСНОВІ ПВП.....	57
3.1 Послідовності Баркера.....	57
3.2 Формування та обробка сигналів Баркера.....	59
3.3 Технологія розширення спектру методом прямої послідовності .....	61
3.4 Множинний доступ з кодовим розділенням каналів.....	65
3.5 Цифрові стільникові системи зв'язку CDMA стандарту IS-95.....	68
3.6 Прямий канал зв'язку.....	70
3.7 Зворотній канал зв'язку .....	73

4. КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.....	74
4.1 Розширення послідовностей.....	74
4.2 Результати моделювання .....	76
4.3 Проектування генератора ПВП в графічному редакторі САПР.....	81
4.4 Проектування схеми за допомогою текстового редактора.....	83
5. ОХОРОНА ПРАЦІ .....	84
5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія.....	84
5.1.1 Карта умов праці.....	84
5.1.2 Виробниче освітлення.....	85
5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	90
5.1.4 Виробничі випромінювання.....	91
5.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження.....	92
5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць.....	92
5.2.2 Електробезпека.....	93
5.2.3 Пожежна безпека.....	93
5.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	94
5.3.1 Дослідження безпеки роботи широкопasmової системи доступу в умовах дії іонізуючих випромінювань.....	95
5.3.2 Дослідження безпеки роботи широкопasmової системи доступу в умовах роботи електромагнітного імпульсу.....	96
5.4 Висновки.....	99
6. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	100
6.1 Технологічний аудит результатів проведених наукових досліджень .....	101
6.2 Розрахунок витрат на проведення наукових досліджень .....	108
6.3 Оцінювання технічного рівня проведених наукових досліджень...	111

ВИСНОВКИ.....	112
СПИСОК ПОСИЛАНЬ.....	113
ДОДАТОК А(Обов'язковий) Технічне завдання.....	114
ДОДАТОК Б(Обов'язковий) Структурна схема кодової послідовності Голда.....	121
ДОДАТОК В(Обов'язковий) Структурна схема кодової послідовності Касамі.....	123
ДОДАТОК Г(Обов'язковий) Результати моделювання.....	126
ДОДАТОК Д (Обов'язковий) Блок-схема передачі голосу по прямому каналу зв'язку .....	130
ДОДАТОК Е (Обов'язковий) Блок-схема передачі голосу по зворотному каналу зв'язку.....	132
ДОДАТОК Є (Довідниковий) Допустимі значення виробничих факторів...	136

ВНТУ ФІРМЕН  
ТКСТЬ МКР 2019

## ВСТУП

*Актуальність теми.* Сьогодні питання розвитку широкосмугового доступу (ШСД) все більше впливають на економічний розвиток країн і регіонів, а це - область політики. У зв'язку з цим постають питання швидкостей передачі інформації, а також проблеми конфіденційності та надійності транспортування інформації. Конфіденційність нерідко пов'язують з використанням шумових сигналів, які дозволяють застосувати кореляційні методи їх обробки і таким чином суттєво знизити енергію переданого сигналу. Псевдовипадкові послідовності це саме той вид сигналів, який дозволяє ефективно використовувати технології розширеного спектру у тому числі і в системах широкосмугового доступу. Незважаючи на наявність численних робіт з технічних засобів формування випадкових і псевдовипадкових процесів, значущих результатів, орієнтованих на цифрову реалізацію, отримано не було. Тому елементи теорії цифрових генераторів і методи їх інженерних додатків в задачі побудови механізмів формування випадкових і псевдовипадкових процесів на цифровій елементній базі є внеском у вирішення науково-технічної проблеми. Це підкреслює актуальність теми даної магістерської роботи.

*Аналіз останніх досліджень.* Псевдовипадкові послідовності ефективно використовуються в технологіях широкосмугового доступу, оскільки забезпечують низку переваг у порівнянні з детермінованими сигналами. На сучасному етапі проводяться дослідження таких послідовностей у напрямку їх використання в умовах багатопроменевого поширення хвиль, підвищення надійності реєстрації цифрових сигналів та покращення внутрішньо системної синхронізації. Виконуються також дослідження щодо їх використання для забезпечення конфіденційності інформації.

*Мета та постановка задачі.* Метою даної кваліфікаційної роботи є розробка методів та засобів формування псевдовипадкових послідовностей для їх ефективного використання в технологіях широкосмугового доступу.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- аналіз структури псевдовипадкових послідовностей;

- дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей;
- дослідження методів ефективного використання псевдовипадкових послідовностей в технологіях широкосмугового доступу;
- синтез та моделювання кодових послідовностей Голда, Касамі, М-послідовностей, Баркера.

*Об'єкт дослідження* є процеси формування випадкових та псевдовипадкових послідовностей у широкосмугових системах доступу.

*Предмет дослідження* є завадостійкість сигналів з розширеним спектром та ефективність вирішення проблеми конфіденційності при використанні псевдовипадкових наборів для широкосмугових систем.

*Методи досліджень* базуються на використанні теорії електричного зв'язку, теорії сигналів з розширеним спектром, основоположних принципів передачі інформації для визначення досяжних швидкостей передачі в умовах дії завад, методів захисту інформації, а також теорії планування експерименту і комп'ютерного моделювання для перевірки отриманих результатів.

*Наукова новизна одержаних результатів:*

запропоновано метод формування послідовностей багаторозрядних псевдовипадкових двійкових наборів заданої ваги;

розроблено спосіб отримання будь-якого розподілу ймовірності псевдовипадкових двійкових наборів заданих ваг при їх генеруванні.

*Практичне значення.* Практичне значення роботи полягає в розробці методів і засобів формування багаторозрядних псевдовипадкових послідовностей з необхідним розподілом імовірностей двійкових наборів.

Крім того, результати роботи можна використовувати в навчальному процесі в дисципліні «Цифрова обробка сигналів».

*Апробація результатів роботи.* Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на Всеукраїнській науково-практичній конференції "Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи" в ВНТУ 2019 р.

# 1 АНАЛІЗ ПСЕВДОПОСЛІДОВНОСТЕЙ І ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМ

## 1.1 Складні сигнали

За останні два десятиліття інтенсивно вивчається і впроваджується в техніку зв'язку взагалі і радіозв'язку в особливості новий вид носія інформації – складні і широкосмугові сигнали. Завдяки, принципово новим властивостям, якими володіє такий носій, він за історично короткий проміжок часу знайшов широке використання в системах передачі дискретних повідомлень, складових невід'ємних ланок автоматизованих систем управління, систем передачі даних для телеуправління, систем космічного зв'язку і інших.

Функціональне призначення складних сигналів, а також місце пристроїв їх формування і демодуляції визначаються структурною схемою системи передачі дискретних повідомлень, представлений на рис. 1.1. Підлягає передачі повідомлення від джерела Дж перетворюється в пристрої передавача, який кодує для додаткового узгодження з каналом в дискретну послідовність кодових символів з їх множини  $\{c_r\}$   $r=1,2,\dots,m$ , де  $m$  – підстава коду.

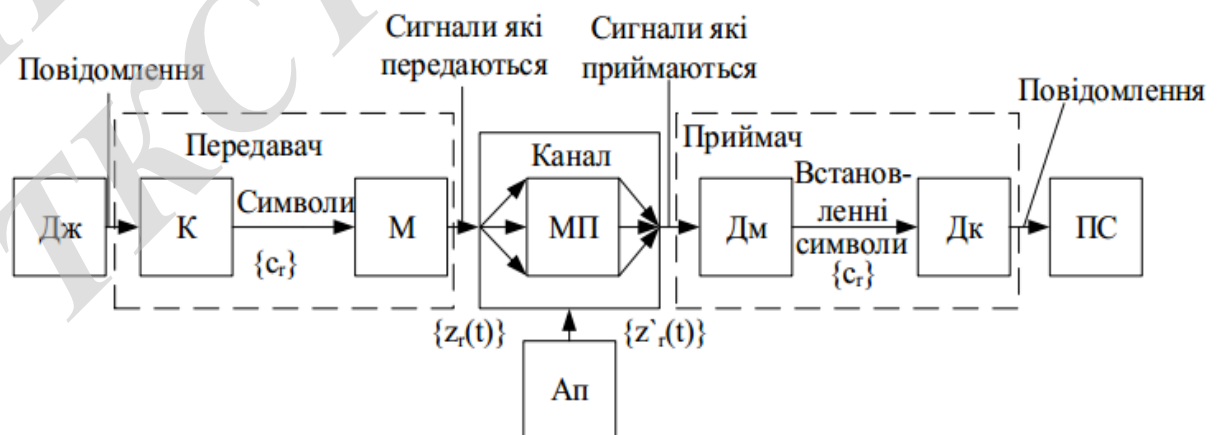


Рисунок 1.1 – Структурна схема системи передачі дискретних повідомлень



Для передачі по (радіо) каналу кодова комбінація перетворюється в модуляторі  $M$  передаючого пристрою в сигнал. При цьому кожному сформованому в модуляторі елементу сигналу  $z_r(t)$  однозначно пручається деякий кодовий символ  $c_r$ . Обернена відповідність може бути не обов'язково однозначною. В подальшому розгляді лише синхронні системи передачі дискретних повідомлень, коли будь-який з сигналів  $z_r(t)$  має однакову тривалість  $T$ .

В каналі переданий сигнал  $z_r(t)$  спотворюється через різні адитивні (АП) і мультиплікативних (МП) завад, так що на вхід приймального пристрою поступає множина сигналів  $\{z'_q(t)\} q=1, 2, \dots, Q_B$ , де  $Q_B$  число віток рознесення. По властивостям адитивні завади можна розбити на три основні групи: флуктуаційні шуми, зосереджені і імпульсні.

Мультиплікативні завади частіше всього обумовлені явищем багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Вони можуть бути викликані також зміною поглинання в іоносфері, зміною температурного режиму в тропосфері, явищем ехо, дисперсійними властивостями середовища розповсюдження.

Далі, в демодуляторі ДМ (першою вирішальною схемою) приймального пристрою прийняті сигнали  $\{z'_q(t)\}$  обробляються і на основі їх аналізу за час тривалості  $T$  визначається, який з сигналів  $z_r(t)$  був переданий, тобто по суті відновлюються кодові символи  $c_r$ , а після вже в декодері Дк (другою вирішальною схемою) відновлюється послідовність кодових символів і в кінцевому рахунку передане повідомлення, яке поступає до отримувача ПС.

Не торкаючись процедур кодування і декодування повідомлень, а також специфіки підсилення і обробки сигналів в вихідних каскадах передавачів і вхідних каскадах приймачів, в подальшому розглядається маючи самостійне і важливе в теорії і техніці зв'язку питання формування складних сигналів в модуляторі передавача і обробки їх в демодуляторі приймача.

Сигнали  $z_r(t)$ , не дивлячись на всю різноманітність їх структури і властивостей, можна розбити на дві великі групи. Перша з них включає сигнали, смуга частот  $F_r$ , яких, де зосереджена основна енергія  $z_r(t)$ , порівняна з шириною спектра передаючого повідомлення, складового, як відомо, при маніпуляції  $1/T$ .

Такі сигнали отримали назву вузькосмугові. Для них вираз  $F_r T$ , так звана база  $r$ -го варіанта сигналу, рівне приблизно декільком одиницям. Найбільш широке розповсюдження на практиці отримати вузькосмугові сигнали систем з частотою (ЧТ), фазовою (ФМ або ФРМ) і амплітудною (АТ) телеграфією. Для них кожна реалізація сигналу являє собою відрізок гармонійного коливання, який відрізняється відповідно частотою, початковою фазою, амплітудою або декількома з цих параметрів. При демодуляції цих сигналів використовуються, як правило, методи селекції по частоті.

Другу групу складаються сигнали, для яких відношення смуги до ширини спектра повідомлення [1].

$$F_r / T^{-1} = F_r T \ll 1. \quad (1.1)$$

Складними (широкосмуговими) називаються сигнали з смугою частот, значно більшою, ніж полоса частот передаючого повідомлення.

Звично  $F_r T$  у таких сигналів досягає значень від декількох десятків до тисячі і більше одиниць. Формування варіантів передавальних складних сигналів забезпечується вибором їх форми (частотно-часової структури). Для демодуляції таких сигналів характерно використання методів селекції в частотно-часовій області.

Складні сигнали володіють рядом чудових властивостей, що і визначає їх використання в перспективних засобах зв'язку.

По-перше, завдяки хорошим автокореляційним властивостям складний сигнал може бути «згорнутий» в вузький імпульс, тривалість якого обернено пропорційна смузі  $F_r$ . В силу цього відкриваються визначені перспективи ефективної боротьби з багатопроменевим характером розповсюдження

радіохвиль в каналах зв'язку, наприклад, КХ канали. Дійсно, вибираючи смугу  $F_r$  таку, щоб тривалість згорнутого імпульсу була менша часу запізнення сусідніх променів, можна здійснити роздільний прийом одного або ряду затримуючих променів, а сумуючи їх енергію, підвищити вірність прийому.

По-друге, прийом складних сигналів відбувається методами селекції по їх формі в частотно-часовій області. Це дозволяє більш раціонально використовувати відвідні радіозасобам діапазони частот, ефективно вирішувати при демодуляції питання боротьби з взаємними завадами радіозасобів, значну долю серед яких складають зосереджені по спектру завади, а також різноманітними імпульсними завадами природного і штучного походження.

По-третє, хороші автокореляційні властивості складних сигналів дозволяють більш ефективно вирішувати питання синхронізації роботи передавальних і прийомних пристроїв ліній зв'язку, особливо в умовах впливу зосереджених і імпульсних завад.

Нарешті, по-четверте, наявність складної структури широкосмугових сигналів в частотно-часовій області ускладнює витяг інформації з сигналу, якщо невідомі данні про його структуру.

## 1.2. Моделі каналів зв'язку та їх математичний опис

Точний математичний опис будь-якого реального каналу зв'язку зазвичай дуже складний. Замість цього використовують спрощені математичні моделі, які дозволяють виявити найважливіші закономірності реального каналу. Розглянемо найбільш прості і широко використовувані зв'язки моделі каналів.

Безперервні канали. Ідеальний канал без перешкод вносить спотворення, пов'язані зі зміною амплітуди і тимчасового положення сигналу і представляє собою лінійний ланцюг з постійною передавальною функцією, звичайно зосереджену в обмеженій смузі частот. Допустимі будь-які вхідні сигнали, спектр яких лежить в певній смузі частот, які мають обмежену середню

потужність. Ця модель використовується для опису каналів малої протяжності із закритим розповсюдженням сигналів (кабель, провід, хвилевід, світловод і т. д.). Канал з гауссівським білим шумом являє собою ідеальний канал, в якому на сигнал накладається перешкода [1]:

$$U(t) = \mu \cdot S(t - \tau) + n(t), \quad (1.2)$$

Коефіцієнти передачі  $\mu$  і  $\tau$  запізніле вважаються постійними і відомими в точці прийому;  $n(t)$  - адитивна перешкода.

Така модель, наприклад, відповідає радіоканалам, з приймально-передавальними антенами працюють і перебувають у межах прямої видимості. Гауссівський канал з невизначеною фазою сигналу.

Ця модель відрізняється від попередньої моделі тим, що в ній запізнювання є випадковою величиною. Для вузькосмугових сигналів вираз (1.4) при постійному і випадкових можна представити у вигляді [1]: :

$$U(t) = \mu \cdot [S(t) \cdot \cos \Theta - \tilde{S}(t) \cdot \sin \Theta] + n(t), \quad (1.3)$$

де  $\tilde{S}(t)$  - перетворення Гільберта від сигналу;  $\Theta$  - випадкова фаза.

Розподіл ймовірностей  $\Theta$  передбачається заданим, найчастіше рівномірним на інтервалі від  $0$  до  $2\pi$ . Ця модель задовільно описує ті ж канали, що і попередня, якщо фаза сигналу в них флюктує. Флюктуації фази зазвичай викликаються невеликими змінами протяжності каналу, властивостей середовища, в якому проходить сигнал, а також фазової нестабільністю опорних генераторів.

Дискретно-безперервні канали. Дискретно-безперервний канал має дискретний вхід і безперервний вихід. Прикладом такого каналу є канал, утворений сукупністю технічних засобів між виходом кодера каналу та входом демодулятора (див. рис. 1.3). Для його опису необхідно знати алфавіт вхідних символів,  $x_i$ , ( $i=1,2,\dots,m$ ), ймовірності появи символів алфавіту  $p(x_i)$ , смугу пропускання безперервного каналу  $F_{НК}$ , що входить у розглянутий канал і щільності розподілу ймовірностей (ПРВ)  $w\left(\frac{U(t)}{x_i}\right)$  появи сигналу  $U(t)$  на виході каналу за умови, що передавався символ  $x_i$ .

Знаючи ймовірності  $p(x_i)$  та ПРВ  $w$  за формулою Байєса можна знайти апостеріорні ймовірності передачі символу  $x_i$  [1]:

$$p\left(\frac{x_i}{U(t)}\right) = \frac{p(x_i) \cdot w\left(\frac{U(t)}{x_i}\right)}{\sum_{i=1}^m p(x_i) \cdot w\left(\frac{U(t)}{x_i}\right)}, \quad (1.4)$$

Рішення про передане символі  $x_i$  звичайно приймається з умови максимуму  $p\left(\frac{x_i}{U(t)}\right)$ . Дискретні канали. Прикладом дискретного каналу без пам'яті може служити  $m$ -ічний канал. Канал передачі повністю описується якщо задані алфавіт джерела,  $x_i$ , ( $i = 1, 2, \dots, m$ ), ймовірності появи символів алфавіту  $p(x_i)$ , швидкість передачі символів  $V_M$ , алфавіт одержувача  $y_i$ , ( $i = 1, 2, \dots, n$ ), і значення перехідних ймовірностей появи символу за умови передачі символу. Перші дві характеристики визначаються властивостями джерела повідомлень, швидкість  $V_M$  - смугою пропускання безперервного каналу, що входить до складу дискретного. Обсяг алфавіту вихідних символів залежить від алгоритму роботи вирішальної схеми  $p\left(\frac{y_i}{x_i}\right)$ ; перехідні ймовірності знаходяться на основі аналізу характеристик безперервного каналу.

Стаціонарним називається дискретний канал, в якому перехідні ймовірності  $p\left(\frac{y_i}{x_i}\right)$  не залежать від часу. Дискретний канал називається каналом без пам'яті, якщо перехідні ймовірності не залежать від того, які символи передавалися й приймалися раніше. Як приклад розглянемо двійковий канал (рис.1.2). В цьому випадку, тобто на вході каналу алфавіт джерела і алфавіт одержувача складається з двох символів «0» і «1».

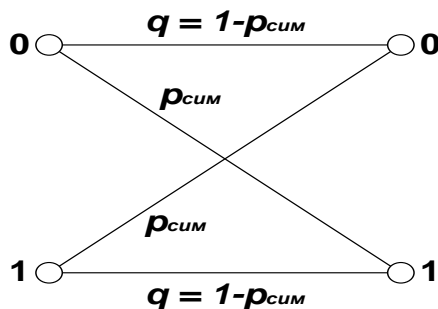


Рисунок 1.2 – Перехідні ймовірності у двійковому симетричному каналі зі стиранням.

Стаціонарний двійковий канал називається симетричним, якщо алфавіти на вході і виході збігаються. Кожен переданий кодовий символ може бути прийнятий помилково з фіксованою ймовірністю  $p_{сум}$  і правильно з ймовірністю  $q = 1 - p_{сум}$ . Необхідно відзначити, що в загальному випадку в дискретному каналі обсяги алфавітів вхідних і вихідних символів можуть не збігатися. Прикладом може бути канал зі стиранням (рис.1.3).

Алфавіт на його виході містить один додатковий символ в порівнянні з алфавітом на вході. Цей додатковий символ (символ стирання «пам'ять») з'являється на виході каналу тоді, коли аналізований сигнал не вдається ототожнити ні з одним з переданих символів. Стирання символів при застосуванні відповідного завадостійкого коду дозволяє підвищити завадостійкість.

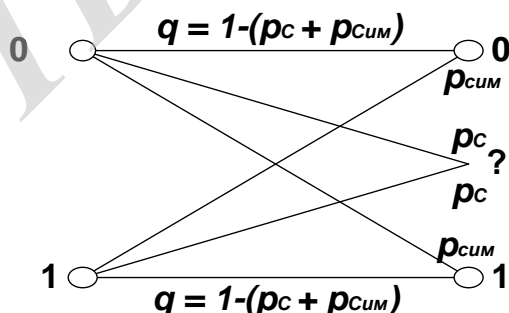


Рисунок 1.3. – Перехідні ймовірності у двійковому симетричному каналі зі стиранням.

Більшість реальних каналів мають «пам'ять», яка проявляється в тому, що ймовірність помилки в черговому символі залежить від того, які символи передавалися до нього і як вони були прийняті. Перший факт обумовлений

міжсимвольними спотвореннями, які є результатом розсіювання сигналу в каналі, а другий - зміною ставлення сигнал-шум у каналі або характеру перешкод.

У постійному симетричному каналі без пам'яті умовна ймовірність помилкового прийому  $(i+1)$ -го, символу якщо  $i$ -й символ прийнятий помилково, дорівнює безумовній імовірності помилки. У каналі з пам'яттю вона може бути більше або менше цієї величини. Найбільш простою моделлю двійкового каналу з пам'яттю є марківська модель, яка задається матрицею перехідних ймовірностей [1]:

$$p = \begin{bmatrix} 1-p_1 & p_1 \\ p_2 & 1-p_2 \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

де  $p_1$  - умовна ймовірність прийняти  $(i+1)$ -й символ помилково, якщо  $i$ -й прийнятий правильно;  $1-p_1$  - умовна ймовірність прийняти  $(i+1)$ -й символ правильно, якщо  $i$ -й прийнятий правильно;  $p_2$  - умовна ймовірність прийняти  $(i+1)$ -й символ помилково, якщо  $i$ -й прийнятий помилково;  $1-p_2$  - умовна ймовірність прийняти  $(i+1)$ -й символ правильно, якщо  $i$ -й прийнятий помилково.

Безумовна (середня) ймовірність помилки в розглянутому каналі повинна задовольняти рівнянню [1]:

$$p\left(\frac{x_{i+1}}{x_i}\right) = p_2 \cdot p_{\text{сим}}(x_i) + p_1 \cdot p_{\text{прав}}(x_i) \quad \text{або} \quad p\left(\frac{x_{i+1}}{x_i}\right) = \frac{p_1}{1+p_2+p_1} \quad (1.6)$$

Дана модель має гідність - простоту використання, не завжди адекватно відтворює властивості реальних каналів. Велику точність дозволяє отримати модель Гільберта для дискретного каналу з пам'яттю. У такій моделі канал може знаходитися в двох станах  $S_1$  і  $S_2$ . У стані  $S_1$  помилок не відбувається; в  $S_2$  стані помилки виникають незалежно з імовірністю  $p_2$ . Також вважаються відомими ймовірності переходу  $p\left(\frac{S_1}{S_2}\right)$  зі стану  $S_1$  в  $S_2$  та ймовірності переходу  $p\left(\frac{S_2}{S_1}\right)$  зі стану  $S_2$  в  $S_1$  стан.

В цьому випадку простий марківський ланцюг утворює не послідовність помилок, а послідовність переходів [1]:

$$p = \begin{bmatrix} 1 - p(S_2/S_1) & p(S_2/S_1) \\ p(S_1/S_2) & 1 - p(S_1/S_2) \end{bmatrix}. \quad (1.7)$$

При цьому досить легко висловити безумовні ймовірності знаходження каналу в станах  $S_1$  і  $S_2$  [1]:

$$p(S_1) = \frac{p(S_1/S_2)}{p(S_1/S_2) + p(S_2/S_1)}, \quad p(S_2) = \frac{p(S_2/S_1)}{p(S_1/S_2) + p(S_2/S_1)}. \quad (1.8)$$

Безумовна ймовірність помилки в цьому випадку може бути визначена за формулою:

$$p_2 \cdot p(S_2) = p_2 \cdot \frac{p(S_2/S_1)}{p(S_1/S_2) + p(S_2/S_1)} \quad (1.9)$$

Найбільш часто при використанні моделі Гільберта для двійкового каналу вважають  $p_2 = \frac{1}{2}$ , тобто стан  $S_2$  розглядається як повний обрив зв'язку. Це узгоджується з поданням про канал, в якому діють комутаційні перешкоди.

Можливий інший підхід до побудови математичних моделей каналів, при якому

вся передісторія до деякого фіксованого моменту часу  $t_0$  замінюється завданням деякого початкового стану ланцюга. Знаючи характеристики ланцюга, початковий стан і сигнал, діючий тільки на проміжку від  $t_0$  до  $t_1$ , можна визначити сигнал на виході і новий стан ланцюга в будь-який момент часу  $t > t_0$ .

Станом ланцюга називається мінімальне безліч величин, до якого входить елементів, однозначно визначають поведінку ланцюга в момент часу  $t$ . Елементи цієї множини називають змінними стану, які зазвичай розглядають як складові компоненти  $n$ -мірного вектора. Для будь-ланцюга можна записати два рівняння,



що дозволяють за станом в момент  $t_0$  і сигналом, що надходить на вхід, знайти вихідний сигнал і стан в момент  $t > t_0$ . Ці матричні рівняння називають рівнянням стану і рівнянням спостереження.

### 1.3 Псевдовипадкові послідовності

В ідеальному випадку послідовність розширення спектру являє собою випадковий ряд двійкових одиниць і нулів. В той же час, оскільки приймач і передавач повинні мати копії коду, генерування послідовності повинна володіти властивостями випадкового ряду чисел. Дані вимоги можуть бути виконані з допомогою генератора псевдовипадкових чисел, який створює і повторює періодичну послідовність, володіє властивостями випадкового коду.

Псевдовипадкові послідовності генерують алгоритм, в якому використовується деяке вихідне (або вхідне) число. Алгоритм являється детермінованим, тому генеруючі числа не являються статистично випадковими. В то же час при достатньо хорошому алгоритмі отримана послідовність чисел успішно пройде більшість розумних тестів на випадковість, подібні числа часто називають псевдовипадковими. Важливим являється те, що вгадати послідовність без знання алгоритму і начального числа неможливо. Слідуючи цьому, успішно декодувати сигнал зможе тільки приймач, разом з передавачем, який володіє потрібною інформацією.

Псевдовипадкові послідовності знайшли широке використання в комп'ютерних технологіях і системах зв'язку. На сьогоднішній день методи використання таких послідовностей достатньо добре розвинені. Спочатку ми розглянемо необхідні властивості псевдовипадкових послідовностей, після того перейдемо до аналізу метода генерації послідовностей, який частіше всього в системах зв'язку розширеного спектра.

#### 1.4 Властивості псевдовипадкових послідовностей

Дві найбільш важливих властивості псевдовипадкових послідовностей – непередбачуваність і випадковість.

При генерації послідовності псевдовипадкових чисел традиційною задачею являється забезпечення відповідності цієї послідовності чітко визначеним критеріям випадковості. Два приведені нижче критерія використовуються для підтвердження випадкового характеру числових послідовностей.

- Рівномірний розподіл. Розподіл чисел послідовностей повинно бути рівномірним, тобто всі числа послідовності повинні являтися з приблизно однаковою частотою. Для послідовності двійкових чисел дане визначення необхідно розширити, оскільки членами послідовності являються тільки два числа (0 і 1). В загальному випадку бажаними являються такі властивості.

Властивість балансу. В довгій послідовності кількість двійкових одиниць повинно наближуватись до  $\frac{1}{2}$  від загального числа.

- Серійність. Серією називають послідовність, яка повністю складається з двійкових нулів і одиниць. Поява іншої цифри означає початок нової серії. Довжина приблизно половини всій серій повинна рівнятися 1; чверть всіх серій повинна мати довжину 2; одна восьма – довжину 3 і т.д.

- Незалежність. Ні одне з чисел послідовності не може бути отримано за допомогою інших чисел, також належать послідовності.

Хоча критерії відповідності числової послідовності якому –небудь виду статистичного розподілу (наприклад, рівномірному) визначені досить чітко, критеріїв незалежності членів послідовності не існує. Між іншим, за допомогою визначених тестів можна показати, що члени послідовності не являються незалежними. В загальному випадку такі тести проводяться до тих пір, поки не появиться достатня впевненість в тому, що елементи послідовності незалежні. Для реалізації практичних задач, таких, як використання розширеного спектру, існує ще одна вимога.

➤ Властивість кореляції. Якщо визначений проміжок послідовності періодично рівняється з циклічним зсувом цього ж проміжку, то різниця числа збігів і числа розбіжностей не повинна перевищувати.

### 1.5 Опис регістра зсуву зі зворотній зв'язком

Генератор псевдовипадкових чисел, який використовується в системі розширеного спектру, зазвичай складається з контуру виключного АБО та лінійного регістра зсуву зі зворотним зв'язком (linear feedback shift register - LFSR). Фактично регістр LFSR є ланцюгом 1-бітових елементів пам'яті. Кожен елемент має лінію виходу, яка надає інформацію про поточне збережене значення, а також лінію введення. Через дискретні проміжки часу (такти) поточне значення елемента пам'яті замінюється значенням з лінії введення. Весь регістр LFSR синхронізований, тому на кожному такті відбувається 1-бітовий зрушення всього регістру.

Реалізація контуру виглядає наступним чином.

1. LFSR містить  $n$  біт.

2. Присутні контури виключного АБО: від 1 до  $(n - 1)$ .

3. Наявність або відсутність контуру відповідає наявності або відсутності відповідного члена породжуючого многочлена (пояснюється нижче)  $P(X)$ , виключаючи член  $X^n$ .

Для опису псевдовипадкового регістру LFSR використовуються два еквівалентних метода. Генератор можна розглядати як реалізацію суми (за схемою виключного АБО) членів [1]:

$$B_n = A_0 B_0 \oplus A_1 B_1 \oplus A_2 B_2 \oplus \dots \oplus A_{n-1} B_{n-1}. \quad (1.10)$$

На рисунку 1.4 графічно зображено рівняння (1.10). На практиці при створенні регістру контури множення не використовуються; замість цього для  $A_i = 0$  видаляється відповідний контур виключного АБО. На рисунку 1.6 (а) приводиться приклад 4-бітового регістра LFSR, що реалізує таке рівняння:

$$B_3 = B_0 \oplus B_1 .$$

(1.11)

Використання регістра зсуву має кілька переваг. Послідовності, створені LFSR, можуть виглядати майже випадковими протягом достатнього великого проміжку часу, що допомагає зробити сигнал подібним шуму. Регістри LFSR легко реалізувати на апаратному рівні, вони працюють з досить високими швидкостями; це важливо, оскільки швидкість розширення більша швидкості передачі даних.

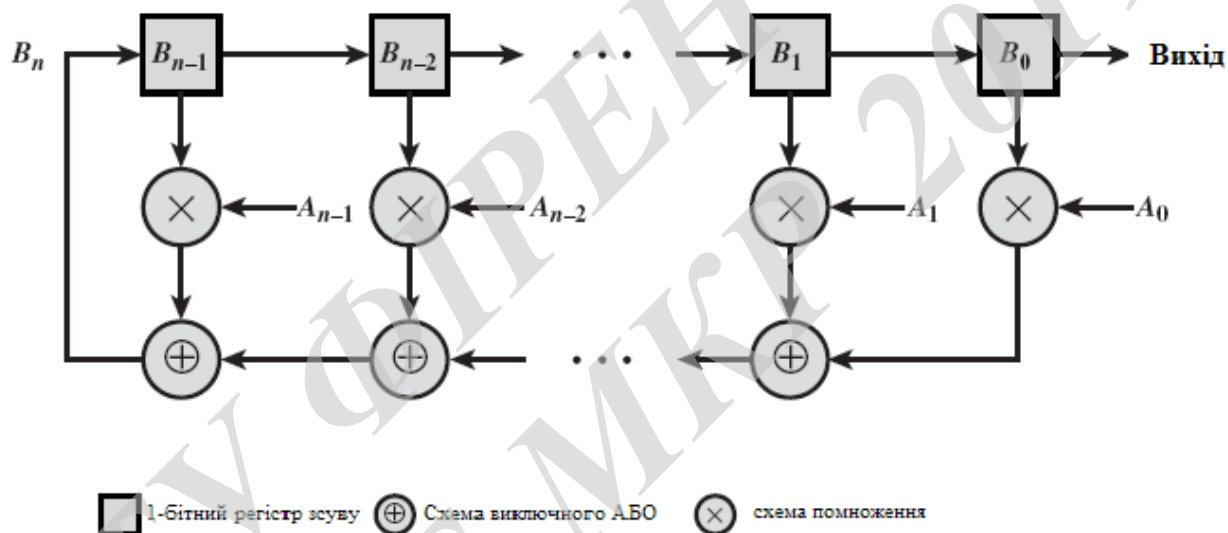
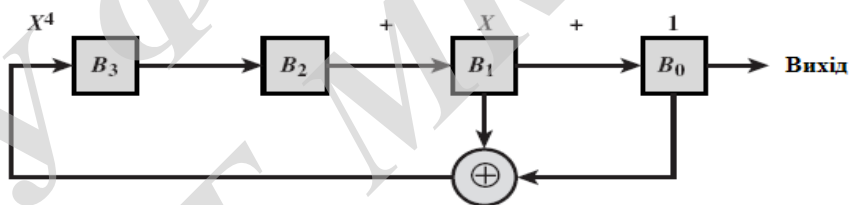


Рисунок 1.4 - Генератор двійкових послідовностей з використанням лінійного регістра зсуву зі зворотним зв'язком

Можна довести, що вихідний сигнал LFSR є періодичним з максимальним періодом  $N = 2^n - 1$ . Послідовність, повністю складається з нулів, може виникнути тільки якщо початковий вміст всіх розрядів регістра LFSR дорівнює нулю або всі коефіцієнти в рівнянні (1.11) дорівнюють нулю (відсутній зворотний зв'язок). Завжди можна знайти таку конфігурацію зворотнього зв'язку, що період буде дорівнює  $N$ ; згенеровані в такому випадку послідовності називають послідовностями максимальної довжини (maximal-length sequences), або m-послідовностями. Такі m-послідовності застосовуються для синхронізації за

допомогою приймача і в схемах множинного доступу (наприклад, CDMA), що буде пояснено пізніше.

На рисунку 1.5 (б) показана генерація  $m$ -послідовності контуром LFSR, який зображений на рисунку 1.5 (а). Регістр LFSR реалізує рівняння (2.4) з початковим станом 1000 ( $B_3 = 1; B_2 = 0; B_1 = 0; B_0 = 0$ ). Рисунок 2.10 (б) представляє собою таблицю, в якій показано вміст LFSR в різні моменти часу. Кожен рядок таблиці відповідає поточним значенням, які зберігаються в чотирьох елементах регістру. Крім того, зазначений вихід контуру виключного АБО. Останній стовпець містить значення вихідного біта,  $B_0$ . Зазначимо, що вихідна послідовність повторюється з періодом 15 біт. Період послідовності (рівний довжині  $m$ -послідовності) можна обчислити таким чином:  $15 = 2^4 - 1$ . Як видно з таблиці 1.2, генеруючі значення  $m$ -послідовності не залежать від вихідного стану регістра LFSR. (За винятком стану 0000). При різних вихідних станах регістру створення  $m$ -послідовності починається з різних точок, але сама вона не змінюється.



(а) Реалізація регістра зсуву

Стан	$B_3$	$B_2$	$B_1$	$B_0$	$B_0 \oplus B_1$	вихід
Вихідне = 0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	0
3	1	0	0	1	1	1
4	1	1	0	0	0	0
5	0	1	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	1
7	0	1	0	1	1	1
8	1	0	1	0	1	0
9	1	1	0	1	1	1
10	1	1	1	0	1	0
11	1	1	1	1	0	1
12	0	1	1	1	0	1
13	0	0	1	1	0	1
14	0	0	0	1	1	1
15 = 0	1	0	0	0	0	0

(б) Приклад для вихідного стану 0000

Рисунок 1.5 - Контур з регістрами зсуву для генерації псевдовипадковою послідовності

Таблиця 1.1 - 15 псевдовипадкових послідовностей, згенерованих схемою, зображеною на рисунку 2.10 а

Початковий стан	Вихідна послідовність
1000	000100110101111
0100	001001101011110
0010	010011010111100
1001	100110101111000
1100	001101011110001
0110	011010111100010
1011	110101111000100
0101	101011110001001
1010	010111100010011
1101	101111000100110
1110	011110001001101
1111	111100010011010
0111	111000100110101
0011	110001001101011
0001	100010011010111

Змінюючи параметр  $A_i$ , у рівнянні (1.10), для будь-якого даного розміру регістра LFSR можна згенерувати певне число унікальних  $m$ -послідовностей.

У табл. 1.2 наводиться довжина послідовності і число унікальних  $m$ -послідовностей, які можна згенерувати при різних розмірах регістру LFSR.

Таблиця 1.2 - Послідовності максимальної довжини, згенеровані регістром зсуву

Число каскадів регістра зсуву, N	Довжина послідовності, $L = 2^N - 1$	Число m- послідовностей	Приклад породжуючого многочлена	Параметр полінома $B_n$ (див. рис. 2.5)
2	3	1	$X^2 + X + 1$	$B_1 \oplus B_0$
3	7	2	$X^3 + X + 1$	$B_1 \oplus B_0$
4	15	2	$X^4 + X + 1$	$B_1 \oplus B_0$
5	31	6	$X^5 + X^2 + 1$	$B_2 \oplus B_0$
6	63	6	$X^6 + X + 1$	$B_1 \oplus B_0$
7	127	18	$X^7 + X + 1$	$B_1 \oplus B_0$
8	255	16	$X^8 + X^6 + X^5 + X + 1$	$B_6 \oplus B_5 \oplus B_1 \oplus B_0$
9	511	48	$X^9 + X^4 + 1$	$B_4 \oplus B_0$
10	1 023	60	$X^{10} + X^3 + 1$	$B_3 \oplus B_0$
11	2 047	176	$X^{11} + X^2 + 1$	$B_2 \oplus B_0$
12	4 095	144	$X^{12} + X^7 + X^4 + X^3 + 1$	$B_7 \oplus B_4 \oplus B_3 \oplus B_0$
13	8 191	630	$X^{13} + X^4 + X^3 + X + 1$	$B_4 \oplus B_3 \oplus B_1 \oplus B_0$
14	16 383	756	$X^{14} + X^{12} + X^{11} + X + 1$	$B_{12} \oplus B_{11} \oplus B_1 \oplus B_0$
15	32 767	1 800	$X^{15} + X + 1$	$B_1 \oplus B_0$
16	1 048 575	2 400	$X^{20} + X^3 + 1$	$B_3 \oplus B_0$

Контур LFSR можна еквівалентно визначити через породжуючий многочлен. Породжуючий многочлен (або генератор)  $P(X)$ , відповідний рівнянню (1.11), можна записати в наступному вигляді [1]:

$$P(X) = A_0 + A_1X + A_2X^2 + \dots + A_{n-1}X^{n-1} \quad (1.12)$$

Важливою властивістю породжуючого многочлена є те, що величина, зворотня йому, - це послідовність, що згенерована відповідним регістром LFSR. Наприклад, для 3-бітового LFSR з поліномом  $P(X) = 1 + X + X^3$  згенерована послідовність знаходиться як  $\frac{1}{1 + X + X^3}$ . А результат представлений нижче.

$$1 + X + X^3 + (0 + X^3) + X^4 + (0 + X^5) + (0 + X^6)$$

Далі послідовність повторюється; це означає, що вихід регістра має такий вигляд:

1110100.

Оскільки період отриманої послідовності дорівнює  $7 = 2^3 - 1$ , це -  $m$ -послідовність. Зазначимо, що розподіл проводилося не зовсім звичним способом. Причина такої відмінності: в операціях за модулем 2 (або при використанні виключного АБО) віднімання і додавання дають один і той самий результат. Список породжуючих многочленів, які генерують  $m$ -послідовності для регістрів LFSR різного розміру, наводиться в таблиці.

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{r}
 1 \\
 \hline
 1 + X + X^3 \\
 X \phantom{+ X^3} \\
 \hline
 X + X^2 + X^4 \\
 X^2 + X^3 + X^4 \\
 \hline
 X^2 + X^3 + X^5 \\
 X^4 + X^5 \\
 \hline
 X^4 + X^5 + X^7 \\
 X^7 \\
 \hline
 X^7 + X^8 + X^{10} \\
 X^8 + X^{10} \\
 \hline
 X^8 + X^9 + X^{11}
 \end{array}
 \quad \left| \begin{array}{l}
 1 + X + X^3 \\
 \hline
 1 + X + X^2 + X^4 + X^7 + X^8 + \dots
 \end{array}
 \right.
 \end{array}$$

Рисунок 1.6 -  $1/(1 + X + X^3)$



## Висновки до розділу

В ході розгляду даного розділу магістерської кваліфікаційної роботи було проаналізовано складні сигнали та наведено структурну схему системи передачі дискретних повідомлень. Після чого були наведені моделі каналів зв'язку та їх математичний опис. А також був здійснений аналіз псевдовипадкових послідовностей та їх основних властивостей. Описано реєстр зсуву та наведено приклад до нього.

ВНТУ ФІРЕН  
ТКСТЬ МКР 2019

## 2 ПОБУДОВА ФОРМУВАЧІВ ПСЕВДОВИПАДКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ

### 2.1 Кодові послідовності Голда

Близькими по властивостях до кодової  $M$ -послідовності являються послідовності Голда, але їх число значно більше, а взаємкореляційні властивості кращі. Кодові послідовності Голда формуються на основі  $M$ -послідовностей, створюючи переважні пари. Переважними називають пари  $M$ -послідовностей періоду  $L = 2^m - 1$ , володіючи трьох рівневою взаємкореляційною функцією, приймаючи значення:  $-1, -t(m), t(m-2)$ , де  $m$  означає цілу частину числа [2].

$$t(m) = 1 + 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor}. \quad (2.1)$$

Помітимо, що для пар  $M$ -послідовностей, вибраних наугад, пікові значення взаємкореляційної функції можуть значно перевищувати пікові значення ВКФ для переважних пар. Як зображено в, лише невелика кількість  $M$ -послідовностей володіють взаємкореляційними функціями з вказаними властивостями. Тому виникає необхідність в побудові більш потужних кодових послідовностей періоду  $L = 2^m - 1$  пікові значення взаємкореляційних функцій яких по модулю не перевищували б величини  $t(m)$ . До таких послідовностей відносяться кодові послідовності Голда.

В кінці 60-х років Голд запропонував конструкцію послідовностей, володіючих хорошими взаємкореляційними властивостями. Так багато послідовностей Голда періоду  $L = 2^m - 1$  містять  $L+2$  послідовності, для яких пікове значення періодичної взаємкореляційної функції не перевищує  $t(m)$ . Суть методу побудови послідовностей Голда полягає в наступному. Нехай  $h(x)$  і  $\bar{h}(x)$  - примітивні поліноми ступеня  $m$ , що породжують переважні пари  $M$ -послідовностей. Позначимо через  $u$  і  $v$  відповідні їм послідовності періоду  $L = 2^m - 1$ ; через  $\Delta$ - оператор циклічного здвигу на одну позицію. Тоді  $\Delta^i$

відповідає циклічному здвигу на  $i$  позицій. Відповідно,  $\Delta^i u$  означає послідовність, отриману з шуканої циклічним здвигом на  $i$  позицій.

Послідовність  $y$ , утворена поліномом  $f(x) = h(x)\bar{h}(x)$ , буде визначатись одним з наступних співвідношень[2]:

$$\begin{aligned} y &= \Delta^i u, & 0 \leq i, j \leq L-1; \\ y &= \Delta^i v, \\ y &= \Delta^i u \oplus \Delta^i v. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Таким чином,  $y$  виходить в результаті циклічного здвигу однієї з послідовностей множини.

$$G(u, v) = \{u, v, u \oplus v, u \oplus \Delta v, u \oplus \Delta^2 v, \dots, u \oplus \Delta^{L-1} v\}. \quad (2.3)$$

Дана множність містить  $L+2 = 2^m + 1$  послідовностей періоду  $L$ . Можна показати, що будь-яка послідовність із множини  $G(u, v)$  має таке ж пікове значення бічних пелюсток періодичної авто кореляційної функції, що і шукані послідовності.

Основний результат виділимо в теорему. Теорема. Нехай  $\{u, v\}$  - переважна пара  $M$ -послідовностей періоду  $L = 2^m - 1$ . Тоді множина  $G(u, v)$  являється множиною послідовностей Голда. Якщо  $y, z \in G(u, v)$ , то:

$$R_{y,z}(1) \in \{-1, -t(m), t(m)-2\} \text{ при всіх цілих } 1,$$

і

$$R_y(1) \in \{-1, -t(m), t(m)-2\} \text{ при всіх цілих } 1 \neq 0 \text{ mod } L,$$

де  $R_{y,z}(1) = \sum_{k=1}^L y_k z_{k+1}$  - періодична взаємкореляційна функція послідовностей  $y = \{y_n\}$ ,  $z = \{z_n\}$ ;

$$R_y(1) = \sum_{k=1}^L y_k y_{k+1} \text{ - періодична автокореляційна функція послідовності } y.$$

Помітимо, що належні  $G(u, v)$  послідовності не максимальної довжини можуть бути отримані складанням по модулю 2 вихідних символів двох здвигов регістрів з породжуючими многочленами  $h(x)$  і  $\bar{h}(x)$  (рис.2.1). З іншої

сторони, будь-яка вхідна в  $G(u, v)$ , послідовність максимальної довжини може бути отримана на виході одного з цих двох регістрів.

Різні кодові послідовності Голда отримуються шляхом вибору внутрішнього вмісту регістрів генераторів максимальної послідовності.

В табл.2.1, запозиченої з [1], наведені пікові значення періодичної ВКФ для  $M$ -послідовностей -  $R_{\max}$ , і послідовностей Голда -  $t(m)$ . Як слідує з наведеної раніше

теореми, пікові значення для послідовностей Голда  $R_{\max} = t(m)$ .

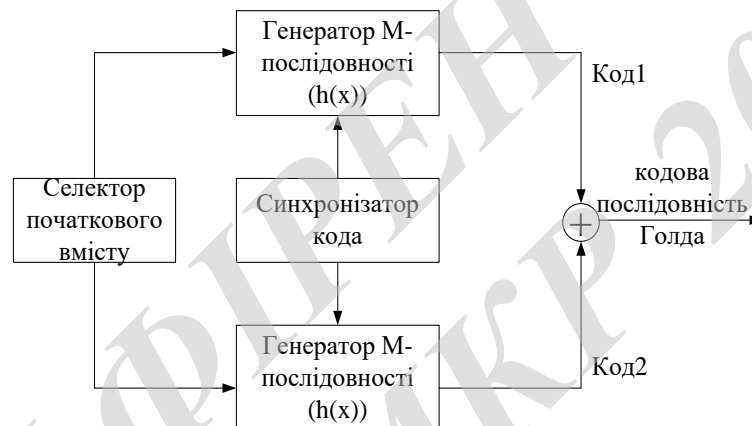


Рисунок 2.1 - Структурна схема генератору послідовності Голда.

Таблиця 2.1 - Пікові значення ВКФ кодових  $M$ -послідовностей і послідовностей Голда

$m$	$L = 2^m - 1$	Число $M$ - послідовностей	$R_{\max}$	$R_{\max}/L$	$t(m)$	$t(m)/L$
3	7	2	5	0,71	5	0,71
4	15	2	9	0,60	9	0,60
5	31	6	11	0,35	9	0,29
6	63	6	23	0,36	17	0,27

Продовження таблиці 2.1 - Пікові значення ВКФ кодівих  $M$ -  
 послідовностей і послідовностей Голда

7	127	18	41	0,32	17	0,13
8	255	16	95	0,37	33	0,13
9	511	48	113	0,22	33	0,06
10	1023	60	383	0,37	65	0,06
11	2047	176	287	0,14	65	0,03
12	4095	144	1407	0,34	129	0,03

Для порівняння в таблиці також наведені відносні величини пікових значень.

Розглянемо деякі приклади формування послідовностей Голда. Так як ці послідовності формуються на основі переважних пар  $M$ -послідовностей, то для наочності уявлення використовується граф, в вершинах якого задаються коефіцієнти утворюючих многочленів  $M$ -послідовностей даного періоду. Дві вершини графа з'єднуються ребром лише в тому випадку, якщо послідовності утворюють переважні пари.

Наприклад, як це слідує з таблиць 1.2 і 1.3 при  $m=5$  і  $m=6$  існують по 6  $M$ -послідовностей з коефіцієнтами утворюючих многочленів у вісімковому коді: 51, 57, 73, 45, 75, 67 для  $m=5$  і 141,163, 133, 103, 147, 155 – для  $m=6$ . На рисунку 3.2 зображені графи переважних пар для  $m=5$  (рис.2.2,а) і  $m=6$  (рис.2.2,б). Для  $m=7$  відповідний граф наведений в .

Зупинимося далі детальніше на випадку  $m=6$ , для котрого  $t(m)=17$ ;  $L=2^m-1=63$ .

У відповідності з раніше сформульованою теоремою взаємкореляційна функція переважних пар приймає три значення: 15, -1, -17. На рис.2.8, а, б зображена періодична взаємкореляційна функція двох переважних пар з

утвореними многочленами 103, 147 і 147,155. Для порівняння на цьому ж рисунку 1.13,в,г наведені взаємкореляційні функції  $M$ -послідовностей з утворюючими багаточленами 133,147, і 103,155, котрі не утворюють переважні пари.

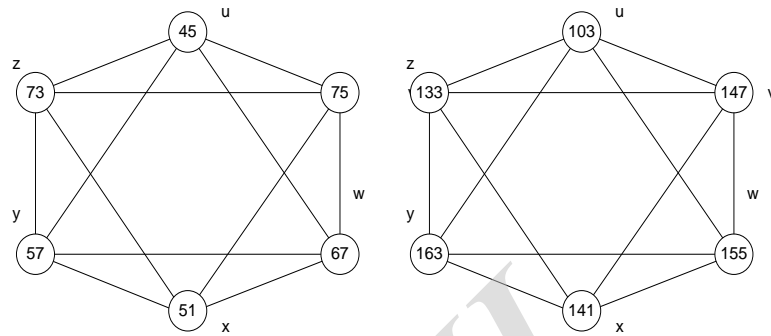


Рисунок 2.2 - Графи переважних пар для  $M$ -послідовностей періоду 31 (а), періоду 63 (б).

Як слідує з рисунку 2.2, існує 6 переважних пар  $i$ , відповідно, 6 множин послідовностей Голда, кожне з яких містить  $2^m + 2 = 65$  послідовностей періоду 63.

Дані послідовності утворюються многочленами виду:

$$g(x) = h(x)\bar{h}(x), \quad (2.4)$$

де  $h(x) = h_0x^m + h_1x^{m-1} + \dots + h_mx + h_m$ ;  $h = (h_0, h_1, \dots, h_m)$  - вектор двійкових коефіцієнтів

многочлена. Визначимо многочлен, утворюючий можливість  $G(u, v)$ .

В цьому випадку утворюючий послідовність  $u$  многочлен має коефіцієнти, виражені вісімковим числом 103, йому відповідний вектор двійкових коефіцієнтів

$$h = (1, 0, 0, 0, 0, 1, 1);$$

послідовність  $v$  народжується многочленом  $\bar{h}(x)$  з коефіцієнтами 147 або, в двійковому вигляді,  $\bar{h} = (1, 1, 0, 0, 1, 1, 1)$ . Звідки слідує, що:

$$h(x) = x^6 + x + 1,$$

а

$$\bar{h}(x) = x^6 + x^5 + x^2 + x + 1.$$

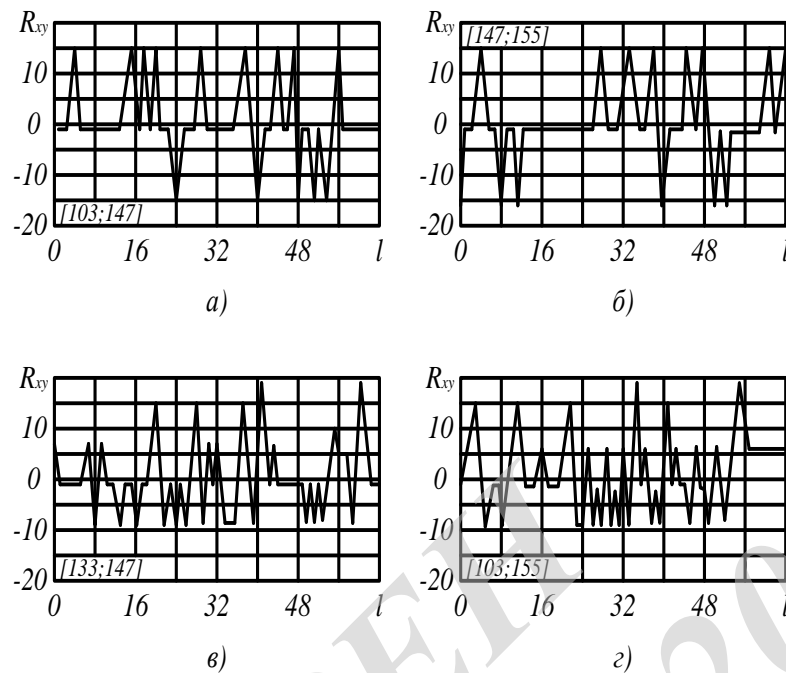


Рисунок 2.3 - Періодична взаємкореляційна функція переважних пар (а,б) непереважних пар (в,г) для  $M$ -послідовності.

Після перемноження многочленів і складання по модулю двох коефіцієнтів при однакових ступенях  $x$ , отримаємо многочлен виду:

$$g(x) = h(x)\bar{h}(x) = x^{12} + x^{11} + x^8 + x^6 + x^5 + x^3 + 1. \quad (2.5)$$

Отже, вектор двійкових коефіцієнтів даного многочлену  $g=(1,1,0,0,1,0,1,1,0,1,0,0,1)$  або , в вісімковому коді, 14551. Аналогічно можна отримати, що можності  $G(w,x)$  і  $G(y,z)$  утворюються поліномами з коефіцієнтами 13215 і 14375, відповідно. Три інших можності  $G(x,y)$ ,  $G(z,u)$  і  $G(v,w)$  утворюються зворотніми многочленами.

На рисунку 2.4, а), б) наведені періодичні взаємкореляційні функції двох послідовностей Голда із множини  $G(u,v)$ .

Таким чином, маючи переважну пару  $M$ -послідовностей з піковим значенням ВКФ, можна побудувати можливість з  $L+2$  послідовностей з тим же піковим значенням періодичної ВКФ і тим же піковим значенням бічних пелюсток авто кореляційної функції. Причому ці пікові значення виявляються менше, ніж для довільних пар  $M$ -послідовностей того ж періоду (див. табл.2.1).

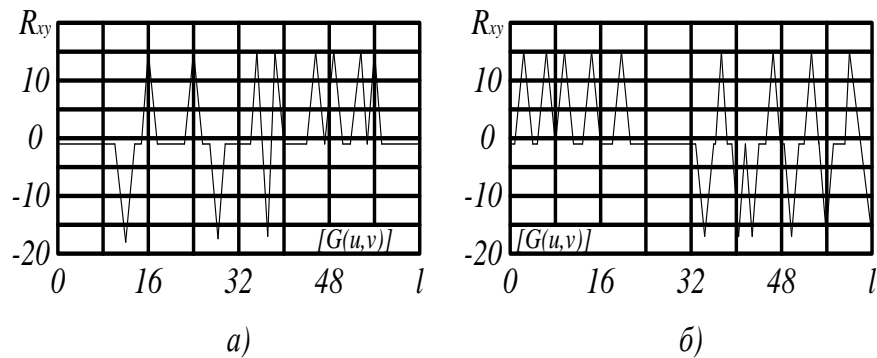


Рисунок 2.4. Взаємкореляційна функція двох послідовностей Голда

На рівні з використанням кодових  $M$ -послідовностей і послідовностей Голда розроблені і застосовуються інші послідовності, такі як Якоби, Касамі та ін., а також не лінійні ПСП, володіючи більш високою структурною прихованістю, тобто непередбачуваністю ПСП по її відомих символах. У відповідності з в якості оцінки непередбачуваності ПСП зазвичай приймають довжину еквівалентного РСЛОС. Так як довжина РСЛОС відповідає ступеню формуючого поліному даного еквівалентного РСЛОС, то її називають «еквівалентною лінійною мірою» (ЕЛМ) ПСП. В нелінійних псевдовипадкових послідовностей ЕЛМ може досягати значення  $2^m - 1$ , тобто рівняється періоду ПВП, що забезпечує структурну прихованість даної послідовності. А це, в свою чергу, не дозволяє постановникові перешкод сформувати найгіршу заваду в темпі перехвату ПВП.

На рівні з періодичними авто і взаємкореляційними функціями в задачах виявлення сигналів широкосмугових СШС з багато станційним доступом і кодовим розділенням каналів велике значення мають аперіодичні авто і взаємкореляційні функції.

## 2.2 Послідовності Касамі

Принцип формування послідовностей Касамі близький до принципів формування послідовностей Голда. Як і раніше, розглядається  $M$ -послідовність  $\{a_i\}$  довжини  $L = 2^n - 1$ , але у якої  $n = 2p$  парне число. В результаті децимації з індексом  $v = 2^p + 1$  сформуємо послідовність



$\{\beta_i\}=\{\alpha_i(v)\}$ . У даному випадку значення  $v$  не взаємно просто з періодом  $L$ . Тому, послідовність  $\{\beta_i\}$  має період, значення якого є дільником  $L$ . Доведено, що при дотриманні деяких умов на початкове значення послідовності «коротка» послідовність  $\{\beta_i\}$  є бінарною  $M$ - послідовністю довжини  $L_1 = 2^p - 1$ .

Ансамбль послідовностей Касамі  $\{ks_i\}$  періоду  $L$  формується за наступним правилом [2,5] :

$$ks_i^{(k)} = \alpha_i \oplus \beta_{i-k}, \quad k = 1, 2, \dots, L_1, \quad (2.6)$$

$$ks_i^{(L_1+1)} = \alpha_i. \quad (2.7)$$

З (2.7) випливає, що в ансамблі міститься  $K = L_1 + 1 = 2^p$  послідовностей касами, тобто істотно менше, ніж послідовностей Голда.

Формування послідовностей Касамі реалізується пристроєм, схема якого показана на рисунку 2.5.

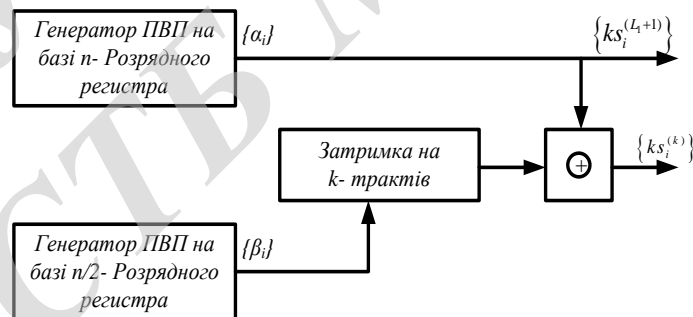


Рисунок 2.5 – Схема формування послідовностей Касами

Для послідовностей Касамі бічні пелюстки нормованої періодичної КФ приймає лише три можливі значення:

$$\rho_{\beta}(m) \in \left\{ \frac{\sqrt{(L+1)}-1}{L}, \frac{-\sqrt{(L+1)}-1}{L}, -\frac{1}{L} \right\}, m = 1, 2, \dots, L-1. \quad (2.8)$$

На наступному рисунку показано формування КФ послідовності Касамі при  $n = 8$ ,  $L = 255$ ,  $v = 17$ ,  $p = 4$ .

Для даної послідовності Касамі бічні пелюстки нормованої КФ приймають три можливих значення:

$$\rho_{\beta}(m) \in \{0,0588; -0,0667; -0,00392\}, m = 1, 2, \dots, 126.$$

Нормована ВКФ для послідовностей Касамі також приймає три вказані вище значення.

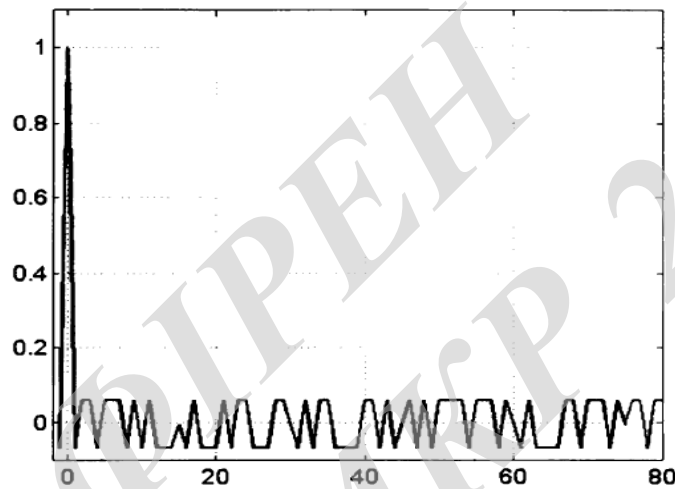


Рисунок 2.6 – Нормовання кореляційна функція послідовності Касами

Безліч послідовностей Касамі можуть бути отримані за допомогою двох різних процедур, описаних нижче:

1) Створення невеликого набору послідовності Касамі - Починаючи з  $M$ -послідовності  $u$  породжені примітивного полінома  $h_u(x)$  з періодом  $N = 2^n - 1$ , де  $n$  є парним числом, ми можемо створити послідовність  $v$  за допомогою примітивного полінома  $h_v(x)$ , винищуючи  $u$  у  $2^{n/2} + 1$ ; тобто:

$$v = u(2^{n/2} + 1). \quad (2.9)$$

Було доведено (Фаном і Дарнеллом в 1995 р.), що  $v$  є одна  $M$ -послідовність з періодом отриманий таким чином [5]:

$$\begin{aligned}
 \text{period} &= \frac{N}{\gcd[N, (2^{n/2} + 1)]} \\
 &= \frac{2^{n/2} - 1}{\gcd[2^{n/2} - 1, (2^{n/2} + 1)]} = \frac{(2^{n/2} - 1)(2^{n/2} + 1)}{\gcd[(2^{n/2} - 1)(2^{n/2} + 1), (2^{n/2} + 1)]}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

$$\text{period} = N_v = \frac{(2^{n/2} - 1)(2^{n/2} + 1)}{(2^{n/2} + 1)} = 2^{n/2} - 1.$$

Невеликий набір послідовностей Касамі створюється примітивний многочлен  $h(x) = h_u(x) h_v(x)$ , використовуючи модуль додавання і з усією можливою фази  $v$ , тобто:

$$\{u, u \oplus v, u \oplus T_v, \dots, u \oplus T^{N_v} v\}. \tag{2.11}$$

У комплект входять  $2^{n/2}$  послідовностей, кожна з періоду  $N$  і з тризначної кореляційна функція  $[-1, -S(n), s(n)-2]$ , де  $s(n) = 2^{n/2} + 1$ .

В наступній таблиці показані дані порівняння між послідовностями Касамі і Голда.

Таблиця 2.2 Порівняння між послідовностями Касамі і Голда

	Невеликий набір посл. Касамі	Великий набір посл. Касамі	Посл. Голда
Період індивідуальної послідовності	$2^n - 1$	$2^n - 1$	$2^n - 1$
Розмів послідовності	$2^{n/2}$	$2^{n/2}(2^n + 1)$	$2^n + 1$
n- значення	рівномірний	$2 \bmod 4$ $0 \bmod 4$	$2 \bmod 4$
Максимальна кореляція між парними числами	$2^{n/2} + 1$	$2^{(n+2/2)} + 1$	$2^{(n+2/2)} + 1$

2) Створення великого набору послідовності Касамі - Розглянемо наступне  $M$ -послідовностей: послідовності  $u$  створюється примітивний многочлен  $h_u(x)$  ступеня  $n$  і має період  $N$ , послідовність  $v$ , проріджування  $i$  на  $s(n)$ , тобто  $v = u[s(n)]$ , породжений примітивного полінома  $h_v(x)$  ступеня  $n/2$  і має період  $2^{n/2} - 1$  і  $w = [t(r)]$ , породжений поліномом  $h_w(x)$  ступеня  $n$  з періодом  $N$ , де  $t(r)$  визначається за формулою (2.10) і (2.11), де  $n$  парне. Тоді великий набір послідовності Касамі  $K_L(u)$  генерує примітивний многочлен  $h(x) = h_u(x) h_v(x) h_w(x)$  і визначається за формулою [2]:

$$K_L(u) = u \oplus v \oplus w, \quad (2.12)$$

і має період  $n = 2^n - 1$ . Розмір  $K_L(u) = 2^{n/2}(2^n - 1)$ , при  $n \equiv 2 \pmod{4}$ , і  $2^{n/2}(2^n + 1) - 1$ , при  $n \equiv 0 \pmod{4}$ .

Кореляційна функція для  $K_L(u)$  є багатозначним зі значеннями вибираються з множини  $\{-1, -t(r), t(r)-2, -s(n), s(n)-2\}$ . Максимальна величина кореляції  $t(r)$ . Цікаво порівняти послідовності Касамі із послідовності Голда і таке порівняння наведено в таблиці 2.2.

Наприклад, для  $n = 6$  (тобто 6-ступінчастий LFSR генератор), довжина послідовності Касамі становить 63 біт, розмір невеликого набору на 8 послідовностей, розмір великого набору становить 520 послідовностей і розмірів Голда за 6-ступінчастий LFSR генератора 65. З тієї ж 6-ступінчастий генератор LFSR, максимальні величини крос-кореляції між цими послідовностями є наступні: 9 для невеликого набору послідовності Касамі, 17 для великого набору Касамі, і 17 для послідовності Голда.

## 2.3 $M$ – послідовностей

### 2.3.1 Властивості $M$ – послідовностей

$M$  - послідовності володіють рядом властивостей. Наведемо деякі з них, які будуть використані для побудови автокореляційної функції.

1) Кожна  $M$  – послідовність має приблизну рівність нулів і одиниць: містить точно  $2^{m-1}$  одиниць і  $2^{m-1}-1$  нулів на період. Таким чином, в одному періоді  $M$  – послідовність містить  $(L-1)/2$  нулів і  $(L+1)/2$  одиниць. Дійсно, в одному періоді РСЛОС міститься  $2^m$  різних  $m$  – розрядних комбінацій. Із них в  $2^{m-1}$  комбінаціях останній символ рівний нулю. Якщо виключити комбінацію з одних нулів, то отримаємо  $2^{m-1}-1$  комбінацій, закінчених нулем. Оскільки, останні символи комбінацій являються елементами  $M$  – послідовності, то заключаємо, що  $M$  – послідовність містить точно  $2^{m-1}-1$  нулів і  $2^{m-1}$  одиниць.

2) Складання по модулю 2  $M$  – послідовності з послідовністю, отриманою шляхом будь-якого циклічного здвигу цієї послідовності на будь-які  $J$  – позиції, призводить до нової  $M$  – послідовності, котра представляє собою циклічний здвиг тієї ж самої послідовності [1]:

$$c_s \oplus c_{i+j} = c_{i+k}, \quad j \neq 0 \quad (2.13)$$

$M$  – послідовність вираховується рекурентним способом:

$$c_i = \sum_{k=1}^m a_k \cdot c_{i+k} \quad (2.14)$$

Розглянемо нову послідовність  $\{z_i\}$ , де  $z_s = c_s \oplus c_{i+j}$ . Зі способу генерування  $M$  – послідовності слідує, що:

$$z_i = \sum_{k=1}^m (a_k \cdot c_{i-k} \oplus c_{i+j-k}) = \sum_{k=1}^m a_k \cdot (c_{i-k} \oplus c_{i+j-k}) = \sum_{k=1}^m a_k \cdot (c_{i-k} \oplus z_{i-k}) \quad (2.15)$$

Ця рівність показує, що послідовність  $\{z_i\}$  формується по тому ж закону, що і шукана послідовність  $\{c_i\}$ . Отже, вона отримується з неї циклічним здвигом.

3) Якщо  $M$  – послідовність протягом періоду порозрядно порівнювати з послідовністю, отриманою шляхом циклічного здвигу, то число збігів елементів відрізняється від числа не збігів не більше ніж на одиницю. Дійсно, процедура порозрядного порівняння з точністю до інверсії еквівалентна порозрядному складанню по модулю 2. В силу другої властивості отримаємо  $M$  – послідовність, в якій число нулів і одиниць відрізняється на одиницю.

### 2.3.2 Автокореляційні властивості

Розглянемо кореляційні і спектральні властивості псевдовипадкових сигналів. На основі  $M$  – послідовностей формуються моделюючі функції для розширення спектру сигналів. Для ФМШПС розширюючі спектр функція [2]:

$$p_t = \sum_{k=1}^L b_k u(t - (k-1)\tau_\epsilon) \quad (2.16)$$

де  $b_k = 1 - 2c_k$  - являється комплексною згинаючою ФМШПС і однозначно визначає

кореляційні і спектральні характеристики сигналу [2]. Тому в подальшому замість ФМШПС будемо розглядати кореляційні і спектральні властивості функції  $p(t)$ .

Спочатку зупинимось на автокореляційній функції періодичного сигналу. Нехай є певна  $M$  – послідовність  $\{c_i\}$  з періодом  $L$ . Відповідна їй розширюючі спектр функція  $p(t)$  має період  $T = L\tau_\epsilon$ . Нормована періодична автокореляційна функція (АКФ) визначається як:

$$R_p(\tau) = \frac{1}{L\tau_\epsilon} \int_0^{L\tau_\epsilon} p(t) p(t - \tau) dt \quad (2.17)$$

Для побудови функції  $p(t)$  використовуються коефіцієнти  $b_i = 1 - 2c_i$ , які приймають значення +1 або -1 в кожному з інтервалів тривалості  $\tau_\epsilon$ . Для внутрішніх точок АКФ змінюється лінійно між точками  $j\tau_\epsilon$  ( $j$ - ціле). Таким чином, можна розглядати значення АКФ тільки в крайніх точках елементарних імпульсів, а між ними використовувати лінійну інтерполяцію. В крайніх точках значення інтегралу в (3.17) перетворюється в алгебраїчну суму виду:

$$R_p(j\tau_\epsilon) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L b_i b_{i+j} = \frac{A_j - D_j}{L}, \quad (2.18)$$

де  $A_j$  - число членів, для котрих  $b_i b_{i+j} = 1$ , а  $D_j$  - число членів з  $b_i b_{i+j} = -1$ .

Так, як заміна  $b_i = 1 - 2c_i$  перетворить 0 в 1, а 1 - в -1, то  $c_i \oplus c_{i+j}$  перетвориться в  $b_i b_{i+j}$ . Таким чином підсумовування по модулю двох кодових символів ПСП еквівалентно множенню двійкового ФМ сигналу, що генерується кодовими символами, з послідовністю прямокутних символів одиничної амплітуди, кожен тривалістю  $\tau_\epsilon$  і полярністю  $\pm 1$ . Звідки заключаємо, що  $A_j$  рівно числу нулів в періоді послідовності  $\{c_i \oplus c_{i+j}\}$ , а  $D_j$  - числу одиниць. З наведених вище властивостей 1 і 2 слідує, що  $A_j = (L-1)/2$ ,  $D_j = (L+1)/2$ . В результаті нормоване значення АКФ в кінцях елементарних імпульсів [2]:

$$R_p(j\tau_n) = \begin{cases} 1 & j=0, \pm L, \pm 2L, \dots; \\ -1 & j \neq 0, \pm L, \pm 2L, \dots \end{cases} \quad (2.19)$$

Для безперервного сигналу АКФ на одному періоді  $|\tau| < \tau_\epsilon(L+1)/2$  після лінійної інтерполяції (2.24) може бути представлена вираження:

$$R_p(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{L+1}{L} \frac{|\tau|}{\tau_n} & |\tau| \leq \tau_n; \\ -1/L & \tau_n < |\tau| < \tau_n(L+1)/2. \end{cases} \quad (2.20)$$

Автокореляційна функція періодичного ФМШПС в результаті періодичного продовження (2.20) може бути описана формуло:

$$\begin{aligned} R_p(\tau) &= -\frac{1}{L} + \frac{L+1}{L} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Lambda\left(\frac{\tau - iL\tau_n}{\tau_n}\right) = \\ &= -\frac{1}{L} + \frac{L+1}{L} \Lambda\left(\frac{\tau}{\tau_n}\right) * \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\tau + iL\tau_n), \end{aligned} \quad (2.21)$$

де знак \* означає операцію зворотки,

$$\Lambda\left(\frac{\tau}{\tau_{\text{и}}}\right) = \begin{cases} 1-|\tau|/\tau_{\text{и}} & |\tau| \leq \tau_{\text{и}}; \\ 0 & |\tau| > \tau_{\text{и}}. \end{cases} \quad (2.22)$$

Спектральна густина потужності ФМШПС в відповідності з теоремою Віннера – Хінчина визначається як перетворення Фур'є від АКФ і враховуючи, що перетворення Фур'є від константи являється дельта-функцією [2].

$$F\left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\tau + iL\tau_{\text{е}})\right] = \frac{1}{L\tau_{\text{е}}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(f + \frac{i}{L\tau_{\text{е}}}\right),$$

$$F\left[\Lambda\left(\frac{\tau}{\tau_{\text{е}}}\right)\right] = \tau_{\text{е}} \operatorname{sinc}^2(f\tau_{\text{е}}),$$

а перетворення Фур'є від зертки дорівнює твору, отриманого спектральну густина потужності періодичного ФМШ [2]:

$$G_p(f) = \frac{L+1}{L^2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{i}{L}\right) \delta\left(f - \frac{i}{L\tau_{\text{е}}}\right) + \frac{1}{L^2} \delta(f). \quad (2.23)$$

Тут  $\operatorname{sinc} x = \sin \pi x / (\pi x)$ ,  $F$  означає операцію перетворення Фур'є. З аналізу формули (3.23) слідує, що спектр  $G_p(f)$  являється лінійчатим, складається з дельта-функцій, віддалених один від одного на величину  $1/L\tau_{\text{е}}$ , і має огинаючу виду  $\operatorname{sinc}^2 x = [\sin \pi x / \pi x]^2$ . На рисунку 2.7 представлені автокореляційна функція  $R_p(\tau)$  і спектральна густина потужності  $G_p(f)$ . З рис. 2.6 а, видно, що АКФ на періоді має одну головну пелюстку, рівну одиниці з шириною  $2\tau_{\text{е}}$ , іншу частину періоду займає бічна пелюстка, відносна величина якої рівна  $-1/L$ .



Завдяки простоті реалізації і хорошим кореляційним властивостям  $M$ -послідовності знаходять широке застосування в системах радіозв'язку і управління. Проте, на рівні з перевагами, вони володіють і недоліками. Серед недоліків слідє відмітити низьку структурну прихованість. Так коефіцієнти  $a_k$  в ланцюзі зворотнього зв'язку реєстру здвигу можна відновити по  $2m$  символах ПСП, слідуєчих один за одним. Проілюструємо знаходження коефіцієнтів на прикладі  $M$ -послідовності періоду  $L = 2^4 - 1 = 15, 11110001001010$ . Елементи даної послідовності повинні задовольняти рекурентному співвідношенню вигляду.

$$c_i = a_1 c_{i-1} \oplus a_2 c_{i-2} \oplus a_3 c_{i-3} \oplus a_4 c_{i-4}.$$

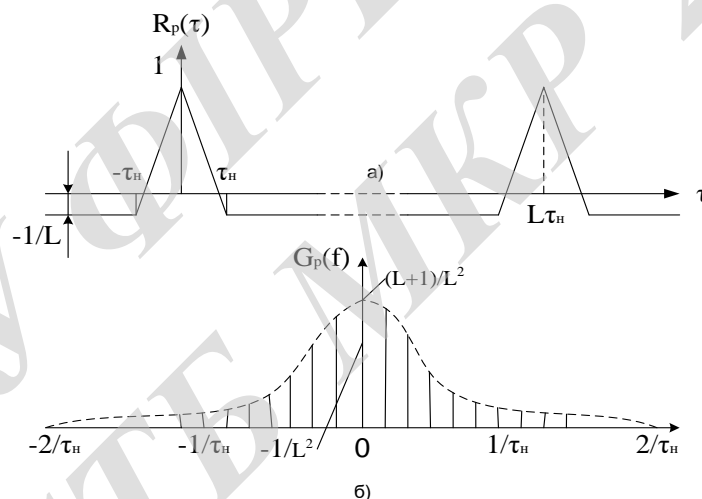


Рис. 2.7 - Автокореляційна функція  $R_p(\tau)$  (а) і спектр  $G_p(f)$  (б)

періодичного ФМШПС.

При відомих перших  $2m$  значеннях  $M$ -послідовності отримуємо систему  $m = 4$  рівнянь відносно коефіцієнтів  $a_1, a_2, a_3, a_4$

$$a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 0;$$

$$a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 0;$$

$$a_3 \oplus a_4 = 0;$$

$$a_4 = 1.$$

Рішення системи дає:  $a_4 = 1, a_3 = 1, a_2 = 0, a_1 = 0$ . Алгоритм відновлення коефіцієнтів лінійного регістру здвигу по відомих символах ПСП отримав назву алгоритму Берлекемпа-Мессі .

## 2.4 Функції Уолша

### 2.4.1 Загальні відомості про функції Уолша

У 60-х роках Хармут показав доцільність використання функцій Уолша в системах зв'язку і запропонував різні методи їх використання. Існують різні способи визначення функцій Уолша. Розглянемо спосіб, заснований на взаємозв'язку функцій Уолша з функціями Радемахера.

Функції Радемахера, у свою чергу, виходять з синусоїдальних функцій за допомогою співвідношення [1,3]

$$r_k(\theta) = \text{sign}[\sin(2^k \cdot \pi \cdot \theta)] \quad , \quad 0 \leq \theta < 1 \quad (2.24)$$

де аргумент  $\theta = t / T_0$  є безрозмірний час, тобто час, що нормується до довільного інтервалу  $T_0$ , а ціле позитивне число  $k$  – порядок функції. Символом  $\text{sign}$  (сигнум - функція) позначається функція:

$$\text{sign } x = \begin{cases} 1 & x > 0, \\ -1 & x < 0. \end{cases} \quad (2.25)$$

Відповідно до (2.24) і (2.25) функції Радемахера, що приймають одне з двох

значень  $\pm 1$ , мають вигляд меандру. Перші чотири функції Радемахера зображено на рисунку 2.8. Функції Радемахера ортогональні і ортонормовані

з одиничною ваговою функцією на інтервалі  $0 < \theta < 1$ . Дійсно, для будь-яких двох функцій  $r_m(\theta), r_n(\theta)$  має місце співвідношення:

$$\int_0^1 r_m(\theta)r_n(\theta)d\theta = \begin{cases} 1 & m = n, \\ 0 & m \neq n. \end{cases} \quad (2.26)$$

Всі функції Радемахера є непарними відносно середини інтервалу визначення  $i$ , значить, не можуть бути використаними для апроксимації сигналів  $s(\theta)$ , парних відносно моменту  $\theta=1/2$ . Іншими словами, система функцій Радемахера - неповна.

Функції Уолша (позначаються – wal, відповідно до початкової частини прізвища Walsh – Уолш) утворюють повну ортонормовану систему і можуть бути отримані шляхом перемножування ступенів відповідних функцій Радемахера. Перші вісім функцій Уолша зображені на рисунку 2.9.

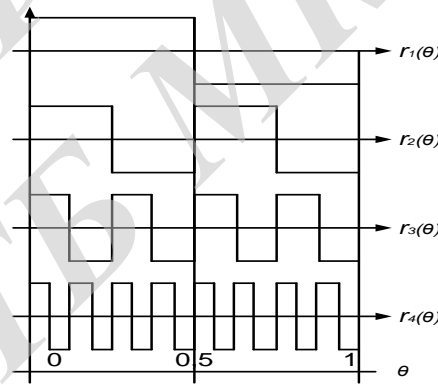


Рисунок 2.8- Функції Радемахера

Зіставлення цих функцій з функціями Радемахера (див. рис. 2.8.) дозволяє скласти, принаймні, для перших чотирьох функцій Уолша, наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} wal(0, \theta) &= r_1^0(\theta)r_2^0(\theta) = 1, \quad wal(1, \theta) = r_1(\theta)r_2^0(\theta) = r_1(\theta), \\ wal(2, \theta) &= r_1(\theta)r_2(\theta), \quad wal(3, \theta) = r_1^0(\theta)r_2(\theta) = r_2(\theta). \end{aligned}$$

Не важко також перевірити правильність співвідношень:

$$\begin{aligned}
 wal(4, \theta) &= r_1^0(\theta)r_2(\theta)r_3(\theta) = r_2(\theta)r_3(\theta), \\
 wal(5, \theta) &= r_1(\theta)r_2(\theta)r_3(\theta), \\
 wal(6, \theta) &= r_1(\theta)r_2^0(\theta)r_3(\theta) = r_1(\theta)r_3(\theta), \\
 wal(7, \theta) &= r_1^0(\theta)r_2^0(\theta)r_3(\theta) = r_3(\theta).
 \end{aligned}$$

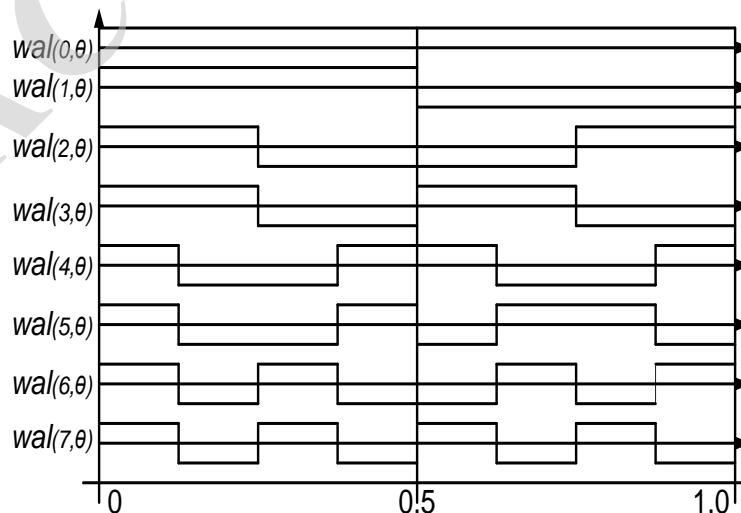
Отже, кожна функція Уолша  $wal(w, \theta)$ , що входить в систему із  $N=2^n$  функцій, є твором ступенів перших  $n$  функцій Радемахера, причому  $r_n^0(\theta)=1$ . Принцип знаходження показників цих ступенів пояснюється табл. 3.3 на прикладі  $N=2^3=8$ .

У цій таблиці використані наступні позначення:  $w$  – номер функції в системі;  $w_m - m$  -й розряд представлення числа  $w$  в двійковій системі числення, тобто:

$$\begin{aligned}
 w &= (w_1 w_2 \dots w_m \dots w_n)_2 = w_1 \cdot 2^{n-1} + w_2 \cdot 2^{n-2} + \dots + w_m \cdot 2^{n-m} + \dots + w_n \cdot 2^0 = \\
 &= \sum_{m=1}^n w_m \cdot 2^{n-m} = \sum_{m=1}^n w_{n-m+1} \cdot 2^{m-1} \\
 &w_m = 0,1; w_0 = 1.
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

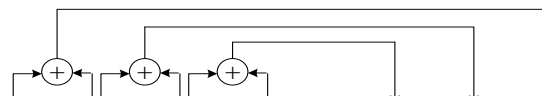
де  $\oplus$  - символ порозрядного підсумовування по модулю 2 по правилах:

$$1 \oplus 1 = 0, 0 \oplus 0 = 0, 1 \oplus 0 = 1, 0 \oplus 1 = 1. \tag{2.28}$$



## Рисунок 2.9 - Перші вісім функцій Уолша

Таблиця 2.3 Спосіб побудови функцій Уолша



$w$	$w_0$	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$r_1(\theta) \times r_2(\theta) \times r_3(\theta) = wal(w, \theta)$
0	0	0	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = wal(0, \theta)$
1	0	0	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = wal(1, \theta)$
2	0	0	1	0	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = wal(2, \theta)$
3	0	0	1	1	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = wal(3, \theta)$
4	0	1	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = wal(4, \theta)$
5	0	1	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = wal(5, \theta)$
6	0	1	1	0	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = wal(6, \theta)$
7	0	1	1	1	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = wal(7, \theta)$

Показаний в таблиці. 2.3 спосіб побудови функцій Уолша можна виразити аналітично для будь-якого  $N = 2^n$  у вигляді наступного співвідношення [1,3]:

$$wal(w, \theta) = \prod_{k=1}^n [r_k(\theta)]^{w_{n-k+1} \oplus w_{n-k}} \quad (2.29)$$

Пояснимо вживання (2.27) на прикладі шостої функції Уолша ( $w=6$ ), що входить в систему розміром  $N = 2^3 = 8$ .

Творення в (2.29) складається з трьох множників (при  $k = 1, 2, 3$ ) виду:

$$[r_1(\theta)]^{w_3 \oplus w_2}, [r_2(\theta)]^{w_2 \oplus w_1} \text{ і } [r_3(\theta)]^{w_1 \oplus w_0}.$$

Підстановкою в (2.26)  $w = 6$  і  $n = 3$  отримуємо:  $6 = w_1 \cdot 2^2 + w_2 \cdot 2^1 + w_3 \cdot 2^0$ , звідси слідує рівність:

$$w_1 = 1, w_2 = 1, w_3 = 0, \text{ так як } 6 = 1 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 0 \cdot 1.$$

Таким чином

$$w_3 \oplus w_2 = 0 \oplus 1 = 1, w_2 \oplus w_1 = 1 \oplus 1 = 0, w_1 \oplus w_0 = 1 \oplus 0 = 1$$

і по формулі (2.29)

$$wal(6, \theta) = r_1(\theta) \cdot r_2^0(\theta) \cdot r_3(\theta) = r_1(\theta) \cdot r_3(\theta).$$

З рис. 2.9 видно, що парним відносно середини інтервалу визначення ( $\theta = 0,5$ ) функціям  $wal(w, \theta)$  відповідають парні номери  $w$ , а непарним функціям – непарні номери.

Така взаємно-однозначна відповідність між парністю функцій  $wal(w, \theta)$  і парністю їх номерів  $w$  аналогічно властивостям тригонометричних функцій  $\cos(k \cdot t \cdot 2\pi/T)$  і  $\sin(k \cdot t \cdot 2\pi/T)$ . Тому інколи застосовуються позначення  $cal(i, \theta)$  для парних (симетричних) і  $sal(i, \theta)$  для непарних (асиметричних) функцій Уолша.

Початкові букви  $s$  і  $c$  (“синусоїдальні” і “косинусоїдальні”) використовуються для позначення, відповідно, непарних і парних функцій Уолша, а букви  $al$  складають частину прізвища Walsh. Ці позначення і відповідні тригонометричні функції приведені на рисунку 2.10, *a, в*.

Функції Уолша набувають лише двох значень:  $+1$  і  $-1$ , що є корисною властивістю при побудові схем на двійкових цифрових елементах (тригерах). На відміну від синусоїдальних і косинусоїдальних функцій зміна знаку функцій Уолша вже не відбувається через рівні проміжки значень  $\theta$ . Лише перші п'ять функцій Уолша поведуться так само, як синусоїдальні і косинусоїдальні функції в сенсі переходу через нуль, але в загальному випадку для наступних функцій це не виконується.

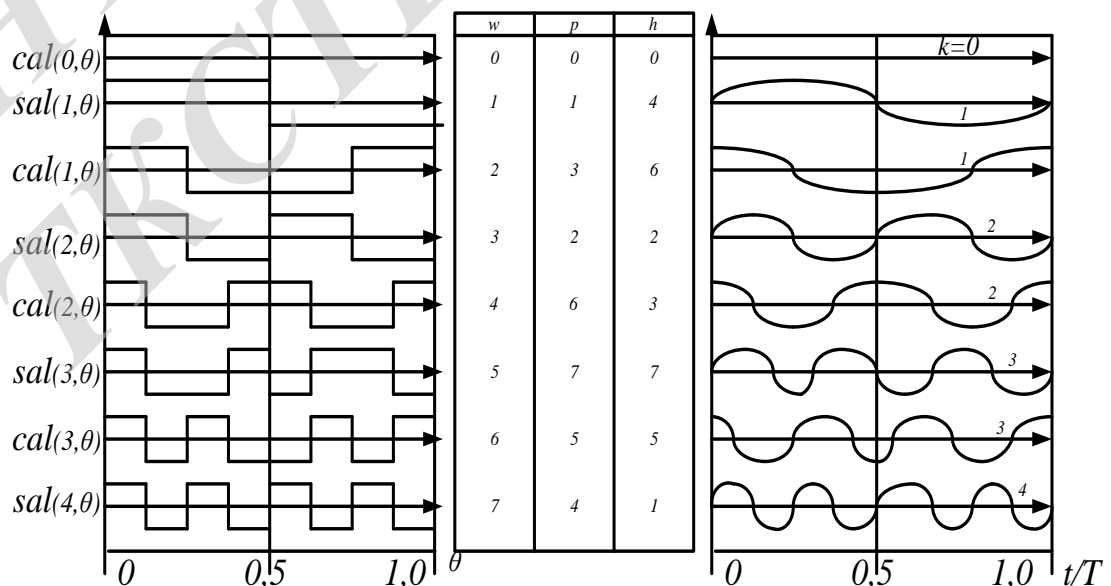


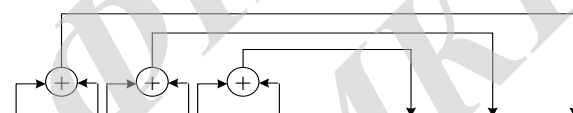
Рисунок 2.10 - Нумерація функцій по Уолшу, Пелі і Адамару

Спосіб нумерації функцій в системі називається впорядкуванням. Функції Уолша, сформовані за допомогою вираження (2.28), впорядковані по Уолшу (рис. 2.10, а).

Часто застосовуються функції Уолша, впорядковані по Пелі  $[pal(p, \theta)]$  і по Адамару  $[had(h, \theta)]$ . Позначення утворені з початкових букв прізвищ Paley і Hadamard (рис. 2.10, б). Незалежно від впорядкування функції Уолша, складові системи з  $N = 2^n$  функцій, завжди можна представити у вигляді творення ступенів перших  $n$  функцій Радемахера. Проте принцип знаходження показників цих ступенів індивідуальний для кожного впорядкування.

Так, для впорядкування Пелі принцип знаходження цих ступенів пояснюється в таблиці. 2.4 на прикладі  $N = 2^3 = 8$ .

Таблиця 2.4.



$P$	$P_0$	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$r_1(\theta) \times r_2(\theta) \times r_3(\theta) = pal(w, \theta)$
0	0	0	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = pal(0, \theta)$
1	0	0	0	1	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = pal(1, \theta)$
2	0	0	1	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = pal(2, \theta)$
3	0	0	1	1	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = pal(3, \theta)$
4	0	1	0	0	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = pal(4, \theta)$
5	0	1	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = pal(5, \theta)$
6	0	1	1	0	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = pal(6, \theta)$
7	0	1	1	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = pal(7, \theta)$

У цій таблиці по аналогії з (2.3) номер  $p$  функції  $pal(p, \theta)$  має двійкове представлення:

$$p = (p_1 p_2, \dots, p_m, \dots, p_n) = \sum_{m=1}^n p_{n-m+1} \cdot 2^{m-1}.$$

Очевидно, що аналітичний запис функцій Уолша у впорядкуванні Пелі має наступний вигляд:

$$pal(p, \theta) = \prod_{k=1}^n [r_k(\theta)]^{p_{n-k+1}} \quad (2.30)$$

Порівнюючи методи освіченості показників ступенів функції Радемахера на прикладах таблиці 2.3. і 2.4, легко доходимо до висновку, що двоякі розряди номерів функцій Уолша, впорядкованих по Пелі зв'язані з двоякими розрядами номерів функцій Уолша, впорядкованих по Уолшу, наступним співвідношенням:

$$p_m = w_{m-1} \oplus w_m. \quad (2.31)$$

Отже, перехід від впорядкування по Уолшу до впорядкування цих функцій по Пелі виражається в перестановці цих функцій в системі по закону (2.8).

Для представлення функцій Уолша часто використовують матриці Адамара, які визначаються наступним способом:

$$N_{2N} = \begin{vmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{vmatrix},$$

де  $H_N$  - квадратна матриця Адамара порядку  $N$  (число рядків рівне числу стовпців  $N$ ), а  $H_{2N}$  - матриця Адамара порядку  $2N$ .

В відповідності з цим матрицю Адамара порядку  $N$  можна побудувати рекурсивно, тобто:

$$H_N = \begin{vmatrix} H_{N/2} & H_N \\ H_{N/2} & -H_{N/2} \end{vmatrix}. \quad (2.31)$$

Допускаючи  $H_1 = 1$ , отримуємо наступні матриці порядку 2,4,

$$H_2 = \begin{vmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix};$$

$$H_4 = \begin{vmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}; \quad (2.32)$$



$$H_8 = \begin{vmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & | & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & | & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & | & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & | & 1 & -1 & -1 & 1 \\ \hline 1 & 1 & 1 & 1 & | & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & | & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & | & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & | & 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}. \quad (2.33)$$

Функція Уолша, впорядкована по Адамару, тобто  $\text{had}(h, \theta)$  з номером  $h$ , являється послідовністю прямокутних імпульсів з одиничними амплітудами і полярностями, відповідаючи ми знакам  $(\pm)$  елементів  $h$ -ї стрічки матриці Адамара при заміні 1 на (+), -1 на (-). Під тривалістю імпульсів мається на увазі  $(1/N)$ -а частина напіввідкритого інтервалу  $\theta \in [0, 1]$ .

Нумерація перших восьми функцій Уолша при різних способах впорядкування дана в таблиці, наведеній на рисунку 2.10,б.

Відмітимо, що в матриці Адамара (2.33) будь-яка стрічка, крім першої, містить рівне число 1 і -1. Крім того, ця матриця являється симетричною, тобто не змінюється, якщо рядки і стовпці поміняти місцями.

Таким чином, в якості кодових послідовностей системи Уолша можна брати рядки або стовпці матриці Адамара. Число кодових послідовностей рівне порядку матриці  $N$ . Отже, об'єм системи Уолша рівний  $N$ .

На рисунку 2.11 зображені, для прикладу, функції Уолша при об'ємі системи, рівному 16, і поряд дана таблиця впорядкування для функцій Пелі і Адамара.

Не залежно від способу впорядкування функції Уолша будемо, в основному, позначати символом  $wal(i, \theta)$ .

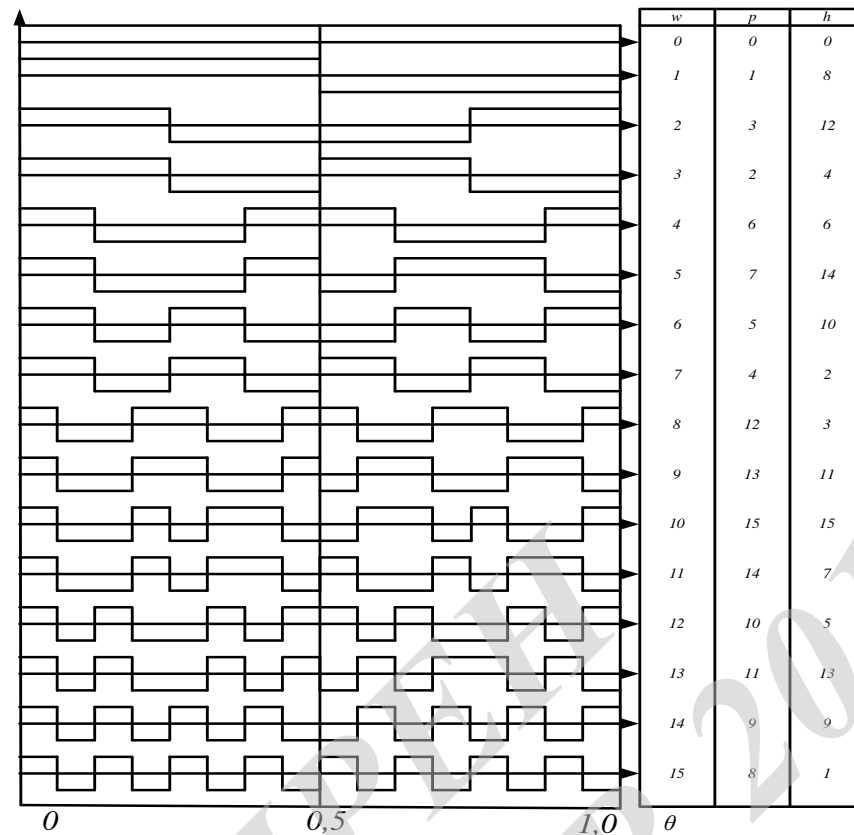


Рисунок 2.12 - 16 функції Уолша з нумерацією по Пелі і Адамару

#### 2.4.2 Властивості функцій Уолша

Перерахуємо ряд властивостей функцій Уолша.

1) Кодові послідовності Уолша являються ортогональними, тобто виконується рівність

$$\sum_{n=0}^{N-1} W_i(n)W_k(n) = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq k, \\ N & \text{при } i = k, \end{cases} \quad (2.34)$$

де  $W_i, W_k$  - відповідно,  $i$ -я і  $k$ -я послідовності Уолша;  $W_i(n), W_k(n)$  - відповідні  $n$ -і символи послідовностей.

2) Оскільки на інтервалі визначення в систему функцій Уолша входить  $N$  ортогональних функцій, то вона являється повною. Це означає, що її не можна доповнити на цьому інтервалі жодною новою функцією, котра була б ортогональна одночасно до всіх других функцій, входячих в систему.

3) Функції Уолша володіють властивістю мультиплікативності, тобто перемноження двох функцій Уолша дає нову функцію з тієї ж системи:

$$wal(k, \theta) \cdot wal(i, \theta) = wal(c, \theta), \quad (2.35)$$

до того  $c = k \oplus i$ , при цьому  $k$  і  $i$  повинні бути вираженими в двійковому вигляді записі. Вираз (3.35) носить назву «теореми множення».

Отже, результат по елементного перемноження двох рядків матриці будь-якої системи функцій Уолша являється рядком тієї ж матриці.

4) Функції Уолша  $wal(i, \theta)$  володіють властивостями симетрії, які проявляються в тому, що всі висновки відносно  $i$  (номера рядка матриці) справедливі також і відносно  $\theta$  (номера стовпця матриці). Так, наприклад, властивість мультиплікативності (2.35) з урахуванням властивості симетрії записується в вигляді:

$$wal(i, \theta_1) \cdot wal(i, \theta_2) = wal(i, \theta_1 \oplus \theta_2), \quad (2.36)$$

5) Множення будь-якої функції Уолша на саму себе дає функцію нульового

порядку  $wal(0, \theta)$ , так як в результаті виходять лише твори виду  $(+1) \cdot (+1)$  і  $(-1) \cdot (-1)$ . Таким чином:

$$wal(i, \theta) \cdot wal(i, \theta) = wal(0, \theta), \quad (2.37)$$

і модуль функції Уолша рівний одиниці  $|wal(i, \theta)| = 1$ .

Очевидно також, що множення  $wal(i, \theta)$  на  $wal(0, \theta)$  не змінює функцію  $wal(i, \theta)$ .

б) Функція Уолша – періодична з періодом  $N$

$$wal(i, \theta \pm N) = wal(i, \theta). \quad (2.38)$$

Функція Уолша при всіх  $i \neq 0$  має нульове середнє значення

$$\sum_{\theta=0}^{N-1} wal(i, \theta) = 0, \quad i \neq 0. \quad (2.39)$$

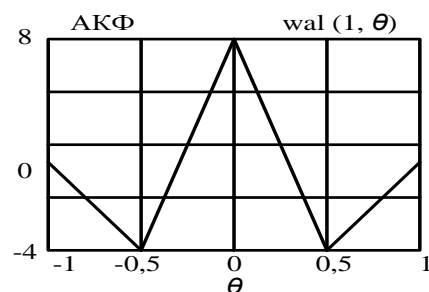
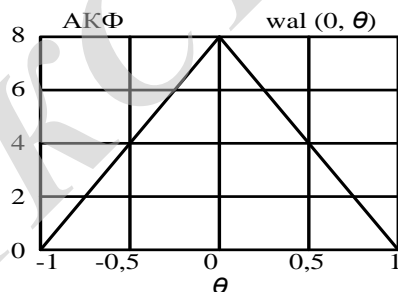
Ця властивість знаходить своє вираження в тому, що кожна стрічка (крім нульової) матриці системи функцій Уолша містить рівну кількість  $+1$  і  $-1$ .

Послідовності Уолша мають багато спільного з тригонометричними функціями (див.рис.2.11). Але, на відміну від тригонометричних функцій, послідовності Уолша дозволяють широко і просто використовувати цифрову техніку при формуванні і обробці сигналів, що й зумовило їх застосування в системах зв'язку з кодовим розділенням каналів.

### 2.4.3 Кореляційні властивості функцій Уолша

Кореляційні властивості систем Уолша не можна признати задовольняючими. Більшість АКФ і ВКФ послідовностей Уолша мають великі бічні списи. На рис.2.12 зображені АКФ послідовностей Уолша при об'ємі системи  $N=8$ . Як видно з перегляду рис.2.12, максимальні рівні бічних пелюсток АКФ (по модулю) складають  $wal(1, \theta)$ ,  $wal(2, \theta)$ , і  $wal(5, \theta)$ .

Значення  $V_{\max} = 4$ , для  $wal(6, \theta)$   $V_{\max} = 5$ , для  $wal(3, \theta)$  і  $wal(4, \theta)$   $V_{\max} = 6$ , а для функції Уолша з номером  $N-1=7$   $wal(7, \theta)$   $V_{\max} = 7$  при значенні основного кореляційного піку  $V_0 = N = 8$ . Відмітимо, що при будь-якому об'ємі функції Уолша  $2^z = N$  (де  $z$ - ціле число) остання функція  $wal(N-1, \theta)$  має вид меандру і, значить, рівень бічної пелюстки  $V_{\max} = N-1$  при  $V_0 = N$ . Так при  $N=16$  максимальна бічна пелюстка  $V_{\max} = 15$ , при  $N=32$   $V_{\max} = 31$ , а при  $N=64$ , прийнятому в стандарті КРК IS-95 (cdmaOne), значення  $V_{\max} = 63$ .



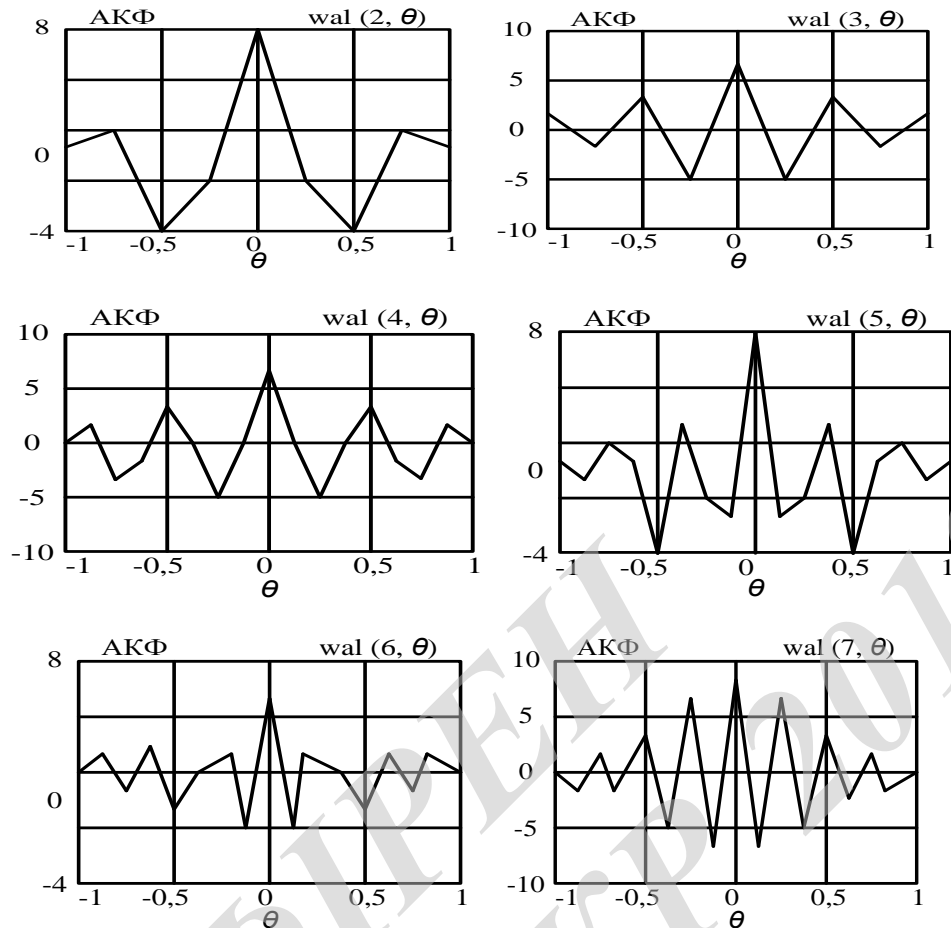


Рисунок 2.12 - АКФ восьми функцій Уолша

## 2.5 Синтез генератора кодової послідовності на регістрі зсуву

Синтезуємо генератора кодової послідовності на регістрі зсуву з періодом 0011111. Визначемо, що дорівнює кількості символів у послідовності:  $M = 7$ .

Виконаємо перевірку мінімальної кількості розрядів ГКП:

При  $n=2$ :  $N=00,01,11,11,11,11,10$ . Не задовольняє, оскільки кодові комбінації повторюються.

При  $n=3$ :  $N=001,011,111,111,111,110,100$ . Не задовольняє, оскільки кодові комбінації повторюються.

При  $n=4$ :  $N=0011,0111,1111,1111,1110,1100,1001$ . Не задовольняє, оскільки кодові комбінації повторюються.

При  $n=5$ :  $N=00111,01111,11111,11110,11100,11001,10011$ . Задовільняє, оскільки кодові комбінації не повторюються. Отже:

$$N = Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 00111,01111,11111,11110,11100,11001,10011 = 7,15,31,30,28,25,19$$

Складемо основний перемикальний граф генератора кодової послідовності на регістрі зсуву:

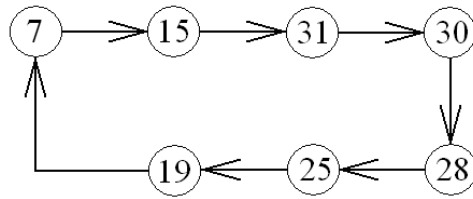


Рисунок 2.13 – Основний перемикальний граф

Побудуємо таблицю відповідності :

Таблиці 2.3 - Таблица відповідності

N	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>	Q <sub>4</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>3</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>2</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>1</sub> <sup>+</sup>	Q <sub>0</sub> <sup>+</sup>
7	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
15	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
31	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
30	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0
28	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1
25	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
19	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1

Побудуємо діаграму термів відповідно до таблиці відповідності:

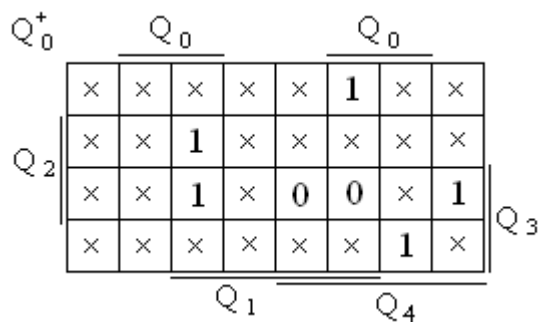


Рисунок 2.14 – Діаграма термів

Мінімізуємо функцію відповідно до діаграми термів:

$$Q^+_0 = \overline{Q_1} + \overline{Q_2} + \overline{Q_4}.$$

Промодельуємо генератор кодових послідовностей на регістрі зсуву з періодом 0011111 в графічному редакторі Quartus II.

Отримаємо схему (рис 2.15) та графіки часових діаграм (рис 2.16):

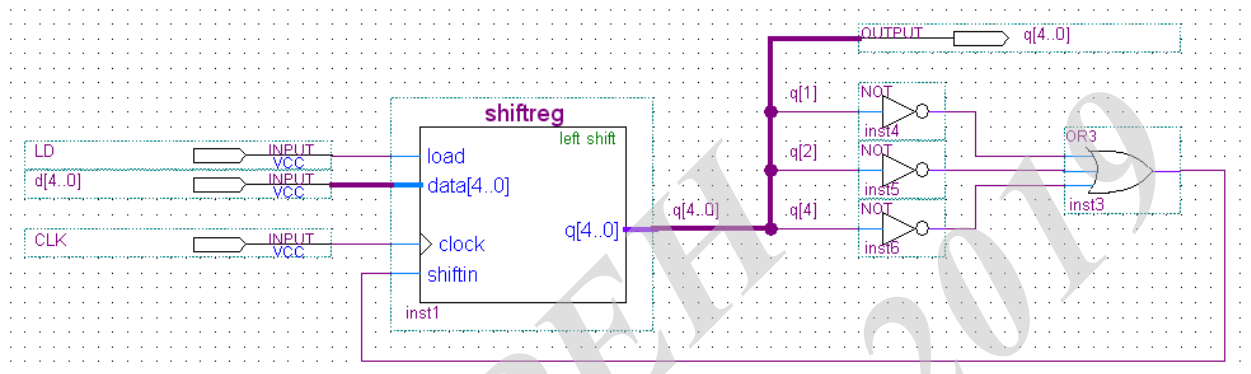


Рисунок 2.15 – Схема реалізована в графічному редакторі Quartus II.

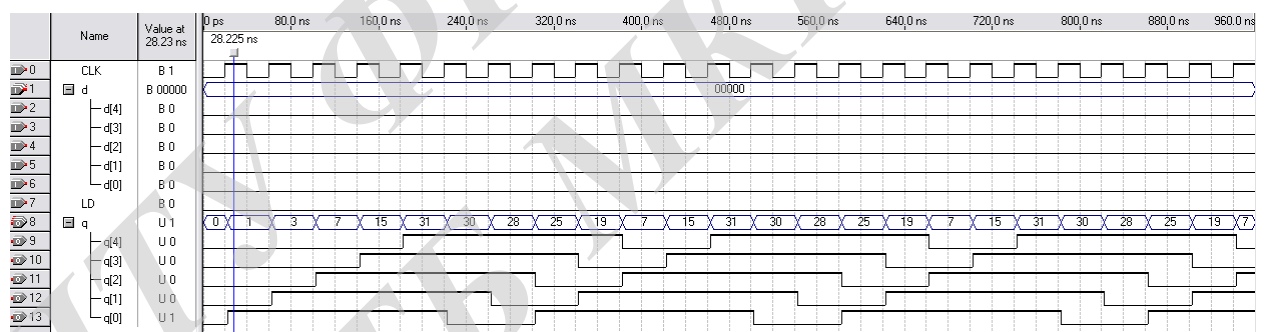


Рисунок 2.16 - Графіки часових діаграм реалізовані в графічному редакторі Quartus II.

Оскільки графік часових діаграм співпадають з діаграмою термів, отже результати моделювання є вірними.

### Висновки до розділу

У ході виконання розділу побудови формувачів псевдовипадкових послідовностей було досліджено кодові послідовності Голда, Касамі. Було детально розглянуто  $M$  – послідовності та їх властивості, а також безпосередньо автокореляційні властивості. На підставі результатів, можна зробити висновок, що системи з псевдовипадковою послідовністю дуже ефективні для широкосмугових радіосистем.

### 3 ШИРОКОСМУГОВІ ТЕХНОЛОГІЇ НА ОСНОВІ ПВП

#### 3.1 Послідовності Баркера

Кодова послідовність Баркера відноситься до багатопозиційних дискретних сигналів. Можна узагальнити формулу для автокореляційної функції аналогового сигналу таким чином, щоб можна було обрахувати дискретний аналог АКФ стосовно багатопозиційних сигналів. При цьому операцію інтегрування тут потрібно замінити додаванням, а замість змінної  $\tau$  використати ціле число  $n$  (додатне або від'ємне), яке буде вказувати, на скільки позицій зсунута копія відносно початкового сигналу. Оскільки в «порожніх» позиціях математична модель сигналу містить нулі, запишемо АКФ у вигляді:

$$\hat{B}_u(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j u_{j-n} . \quad (3.1)$$

Дана функція є скалярним добутком дискретного сигналу і його копії. Також вона є парною, оскільки зсув в обидва боки дає симетричні результати. При нульовому зсуві ця АКФ визначає енергію дискретного сигналу:

$$\hat{B}_u(0) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j^2 = E_u . \quad (3.2)$$

Кодова послідовність сигналу Баркера складається із символів  $\pm 1$  і характеризується нормованою АКФ виду:

$$B(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{для } \tau = 0, \\ 0 & \text{для } \tau = 2l + 1, \\ \pm 1/N & \text{для } \tau = 2l, \end{cases} \quad (3.3)$$

Знак в останньому рядку залежить від величини  $N$ . На рисунку 1 показана АКФ семизначного коду Баркера.



З (3.3) випливає, що одна з особливостей сигналу Баркера - рівність амплітуд всіх  $(N-1)$  бічних максимумів АКФ, і всі вони мають мінімально можливий рівень, що не перевищує  $1/N$ .

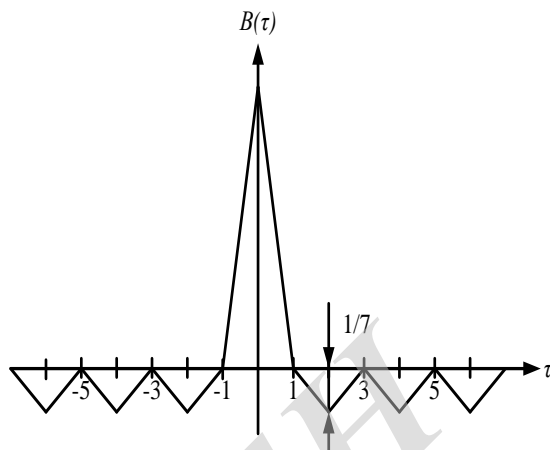


Рисунок 3.1 - АКФ семизначного кода Баркера

У таблиці 3.1 наведено відомі кодові послідовності Баркера та їх рівні бічних типів АКФ. Кодові послідовності, що мають властивості (18), для  $N > 13$  не знайдені.

Таблиця 4.1 – Кодові послідовності Баркера

Код	Кодова послідовність	Рівень бокових листків
3	1 1 -1	-1/3
4	1 1 -1 1	1/4
5	1 1 1 -1 1	1/5
7	1 1 1 -1 -1 1 -1	-1/7
11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1	-1/11
13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1	1/13

### 3.2 Формування та обробка сигналів Баркера

Формування сигналів Баркера може здійснюватися кількома способами, так само, як і довільного ФМ сигналу. Оскільки сигнали Баркера були першими ПШС, причому з найкращими АКФ, розглянемо коротко один з можливих способів формування та обробки сигналів Баркера.

На рисунку 3.2 зображено генератор сигналу Баркера з  $N = 7$ .

Генератор синхроімпульсів (ГСІ) формує вузькі прямокутні синхроімпульси, період проходження яких дорівнює тривалості сигналу Баркера  $T = 7\tau_0$ , а  $\tau_0$  - тривалість одиночного (одичного) прямокутного імпульсу.

Генератор синхроімпульсів запускає генератор одиночних імпульсів (ГОІ), який в свою чергу формує поодинокі прямокутні імпульси тривалістю  $\tau_0$  і періодом  $T$ . Одиночні прямокутні імпульси поступають на вхід багатовідвідної лінії затримки, яка має  $N-1 = 6$  секцій з відводами через інтервали часу, рівні  $\tau_0$ . Число відводів, включаючи початок лінії, так само 7.

Так як кодова послідовність Баркера з  $N = 7$  має вид 111-1 -11 -1, то імпульси з першого, другого, третього та шостого відводів (рахунок ведеться від початку лінії) надходять на вхід суматора (+) безпосередньо, а імпульси з четвертого, п'ятого та сьомого відводів надходять на вхід суматора через інвертори (ІН), які перетворюють позитивні поодинокі імпульси в негативні, тобто здійснюють зміна фази на  $\pi$ . Тому інвертори називаються також фазообертачі.

На виході суматора має місце відеосигнал Баркера, який потім надходить на один вхід балансного модулятора (БМ), на інший вхід якого подається радіочастотне коливання на частоті, що формується генератором несучої частоти (ГНЧ).

Балансний модулятор здійснює фазову маніпуляцію радіочастотного коливання ГНЧ відповідно до кодової послідовності Баркера: відео-імпульси з амплітудою 1 відповідає радіоімпульс з фазою 0, а відео-імпульси з амплітудою -1 - радіоімпульс з фазою  $\pi$ . Таким чином, на виході балансного модулятора має місце радіочастотний сигнал Баркера (рисунок 3.2).

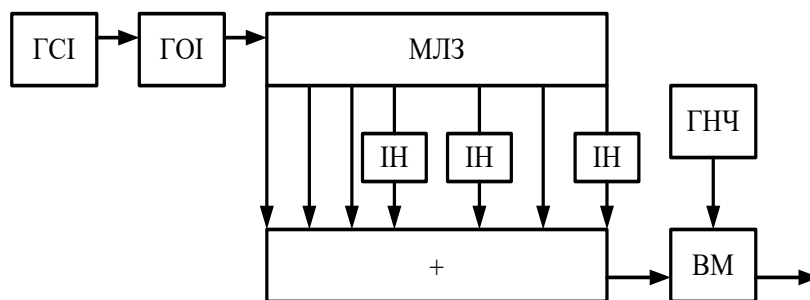


Рисунок 3.2 – Генератор сигнала Баркера з  $N = 7$

Оптимальна обробка сигналів Баркера так само, як і інших ШПС, проводиться або за допомогою узгоджених фільтрів, або за допомогою кореляторів. Можливо кілька способів побудови узгоджених фільтрів і кореляторів, що відрізняються один від одного в технічному виконанні, але забезпечують один і той же максимальне відношення сигнал-завада на виході. На малюнку 3.2 наведена схема узгодженого фільтра для сигналу Баркера з  $N = 7$ .

З виходу підсилювача проміжної частоти приймача сигнал надходить на узгоджений фільтр одиночного імпульсу (УФОІ), який виробляє оптимальну обробку (фільтрацію) одиночного прямокутного радіоімпульсу з центральною частотою, що дорівнює проміжній частоті приймача.

На виході УФОІ радіоімпульс має трикутну огинаючу. Трикутні радіоімпульси з тривалістю по підставі  $2\tau_0$  надходять на МЛЗ, яка має 6 секцій і 7 відводів (включаючи початок лінії). Відводи слідує через  $\tau_0$ . Так як імпульсна характеристика узгодженого фільтра збігається з дзеркально відбитим сигналом, то кодову імпульсну характеристику фільтра для сигналу Баркера з  $N=7$  слід встановлювати згідно з послідовністю -11-1-1111. Тому радіоімпульси з другого, п'ятого, шостого та сьомого відводів МЛЗ надходять в суматор (+) безпосередньо, а радіоімпульси з першого, третього і четвертого відводів - через інвертори (ІН), які змінюють фазу на  $\pi$ .

На виході суматора має місце АКФ сигналу Баркера, огинає якої наведена на рисунку 3.3.

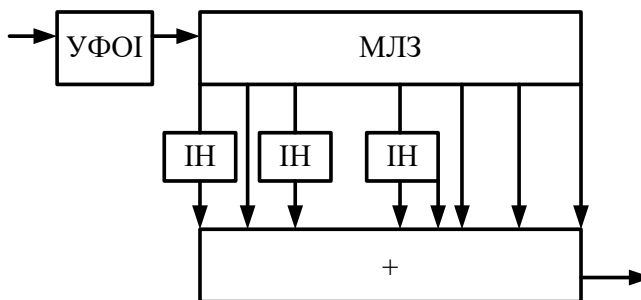


Рисунок 3.3 - Погоджений фільтр сигналу Баркера з  $N = 7$ .

### 3.3 Технологія розширення спектру методом прямої послідовності

Основна ідея технології розширення спектру (Spread Spectrum, SS) полягає в тому, щоб від вузькосмугового спектру сигналу, що виникає при звичайному потенційному кодуванні, перейти до широкосмугового спектру. Саме це дозволяє значно підвищити завадостійкість даних, які передаються. Розглянемо більш детально, як це відбувається.

При потенційному кодуванні інформаційні біти 0 і 1 передаються прямокутними імпульсами напруги. З курсу математики та фізики добре відомо, що будь-яку функцію  $i$ , відповідно, будь-який сигнал (обмеження, що накладаються на функцію, ми для простоти опускаємо) можна представити у вигляді дискретного чи безперервного набору гармонік - синусоїдальних сигналів з певним чином підібраними ваговими коефіцієнтами і частотами. Таке уявлення називають перетворенням Фур'є, а самі частоти гармонійних сигналів утворюють спектральне розкладання функції. При передачі прямокутного імпульсу тривалістю  $T$  спектр сигналу описується функцією:

$$T * \left| \frac{\sin(\pi * f * T)}{\pi * f * T} \right|, \quad (3.4)$$

де  $f$  – частота спектральної складової.

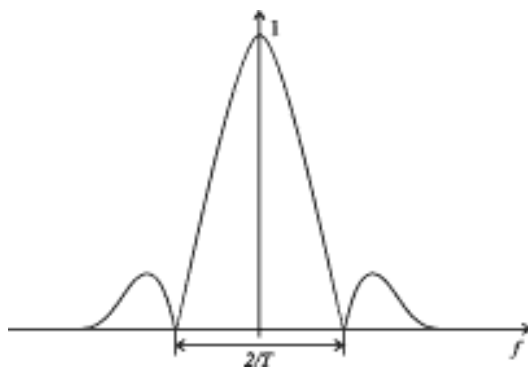


Рисунок 3.4. - Спектр прямокутного імпульсу тривалістю  $T$

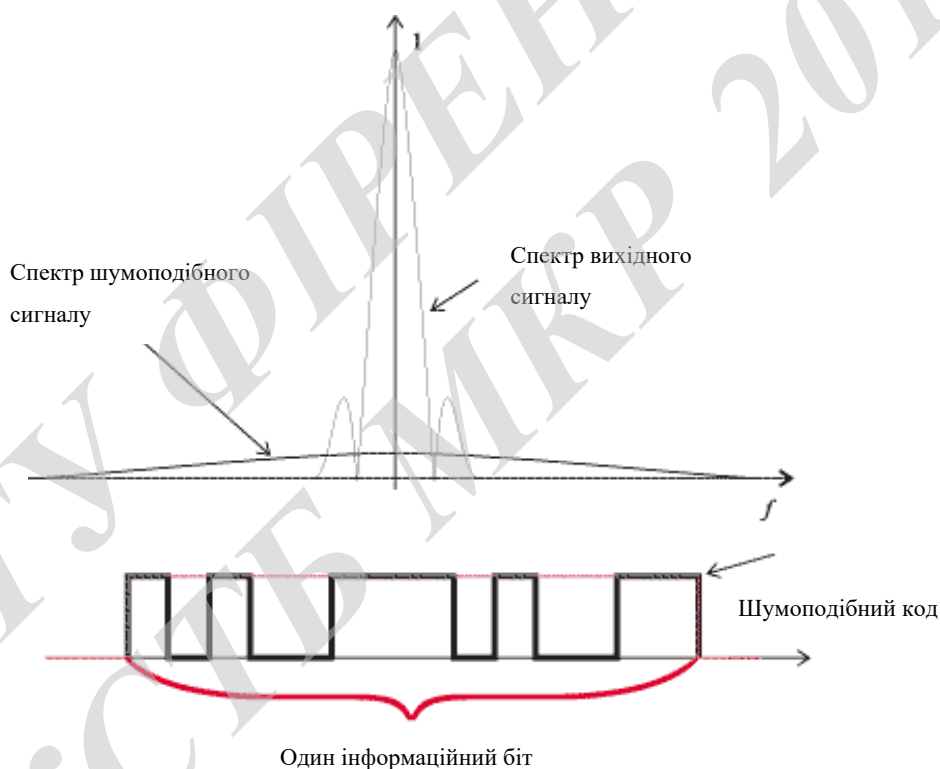


Рисунок 3.5 - Зміна спектра сигналу при додаванні шумо-подібного коду

Незважаючи на нескінченний спектр сигналу, найбільш вагомі гармоніки, тобто ті, що вносять значний внесок у результуючий сигнал, зосереджені в невеликій частотній області, ширина якої обернено пропорційна тривалості імпульсу. Таким чином, з хорошим ступенем точності вихідний сигнал можна представити як поєднання певної кількості гармонік в спектральній смузі, ширина

якої дорівнює тривалості імпульсу  $T$ . Відповідно, чим менше тривалість імпульсу, тим більший спектральний діапазон займає такий сигнал. Для того, щоб підвищити завадостійкість переданого сигналу, тобто збільшити ймовірність безпомилкового розпізнавання сигналу на приймальній стороні в умовах шуму, можна скористатися методом переходу до широкосмугового сигналу, додаючи надмірність у вихідний сигнал. Для цього в кожен інформаційний біт, що передається, «вбудовують» певний код, що складається з послідовності так званих чіпів.

Фактично інформаційний біт, що представляється прямокутним імпульсом, розбивається на послідовність більш дрібних імпульсів-чіпів. В результаті спектр сигналу значно розширюється, оскільки ширину спектра можна з високим ступенем точності вважати обернено пропорційною тривалості одного чіпу. Такі кодові послідовності часто називають шум-подібними кодами. Справа в тому, що поряд з розширенням спектру сигналу зменшується і спектральна щільність енергії. Тобто енергія сигналу як би «розмазується» по всьому спектру. Результуючий сигнал стає шум-подібним в тому сенсі, що його тепер важко відрізнити від природного шуму. Справа в тому, що кодові послідовності чіпів володіють унікальною властивістю автокореляції.

Під кореляцією в математиці розуміють ступінь подібності двох функцій, тобто наскільки дві різні функції схожі одна на одну. Відповідно під автокореляцією розуміється ступінь подібності функції самій собі в різні моменти часу. Наприклад, якщо деяка функція залежить (змінюється) від часу і ця залежність виражається у вигляді  $f(t)$ , то можна розглянути функцію в деякий момент часу  $t_0$  і в момент часу  $(t_0 + \tau)$ .

Ступінь відповідності цих двох функцій одна одній в різні моменти часу і називається автокореляцією. Виявляється, що можна підібрати таку послідовність чіпів, для якої функція автокореляції, відбиває ступінь подібності функції самій собі через певний часовий інтервал, буде мати різко виражений пік лише для одного моменту часу. Тобто функція буде подібна сама собі тільки для одного моменту часу і зовсім не схожа на себе для всіх інших моментів часу. Одна з

найбільш відомих таких послідовностей - код Баркера завдовжки в 11 чіпів: 11100010010. Коди Баркера володіють найкращими серед відомих псевдовипадкових послідовностей властивостями шум-подібних, що і зумовило їх широке застосування. Для передачі одиничного і нульового символів повідомлення використовуються відповідно пряма і інверсна послідовності. Для спрощеного обчислення автокореляційної функції послідовності Баркера можна розрахувати різницю між числом збігів і розбіжностей між окремими чіпами послідовності при їх циклічному по-чіповому зсуві один відносно одного.

Послідовність Баркера володіє яскраво вираженим автокореляційним піком, відповідним накладенню функції самої на себе. Провівши аналогічні розрахунки, неважко переконатися, що інші послідовності не володіють подібною властивістю, тобто мають декілька піків кореляції, які значно знижують завадостійкість переданого сигналу.

У таблиці: стовпчики – крок, послідовність Баркера, результат кореляції.

Таблиця 4.2. – Розрахунки автокореляційної функції послідовності Баркера

	0	11100010010	
1	01110001001		-1
2	10111000100		-1
3	01011100010		-1
4	00101110001		-1
5	10010111000		-1
6	01001011100		-1
7	00100101110		-1
8	00010010111		-1
9	10001001011		-1
10	11000100101		-1
11	11100010010		11

У приймачі отриманий сигнал помножується на код Баркера (обчислюється кореляційна функція сигналу), в результаті він стає вузько-смуговим, тому його фільтрують у вузькій смузі частот, рівній подвоєній швидкості передачі. Будь-яка завада, яка потрапляє в смугу вихідного широкосмугового сигналу, після множення на код Баркера, навпаки, стає широкосмуговою, тому у вузьку інформаційну смугу потрапляє лише частина завади, по потужності приблизно в 11 разів менша ніж завада, що діє на вході приймача. Отже, основний зміст використання кодів Баркера полягає в тому, щоб, маючи можливість передавати сигнал практично на рівні завад, гарантувати високий ступінь достовірності прийнятої інформації.

#### 3.4. Множинний доступ з кодовим розділенням каналів

Використання розширеного спектру в системах зв'язку множинного доступу дозволяє використовувати одну частотну смугу для одночасної передачі декількох сигналів без взаємної інтерференції. Використання розширеного спектру для задач множинного доступу розглядалася на прикладі систем FH/CDMA. Отже,  $N$ - користувачів отримують ідивідуальний код  $g_i(t)$ , де  $i = 1, 2, \dots, N$ . Коди з'являються приблизно ортогональними так, що взаємну кореляцію двох кодів рахують приблизно нулю. Основна перевага такої системи зв'язку – можливість асинхронної передачі даних по всьому діапазону різними користувачами. Іншими словами, моменти переходів в символах різних користувачів не повинні співпадати.

Блок-схема стандартної системи DS/CDMA приведена на рисунку 3.6. Перший блок схеми відповідає модуляції даними несучої хвилі,  $A_{\cos w_0(t)}$ . Вихід модулятора, який належить користувачу з групи 1, можна записати в наступному вигляді:

$$s_1(t) = A_1(t) \cos[w_0 t + \phi_1 t]. \quad (3.5)$$

Вид отриманого сигналу може бути випадковий, оскільки процес модуляції не обмежується додатковими вимогами.



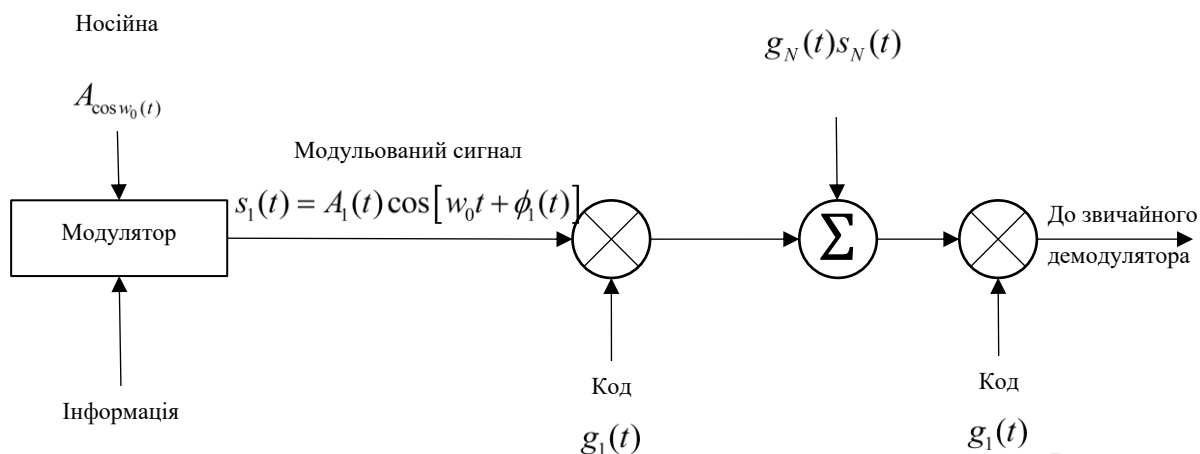


Рис. 3.6 – Множинний доступ з кодовим розділенням

Модульований сигнал перемножується на розширений сигнал  $g_1(t)$ , закріплений за групою №1; результат  $g_1(t), s_1(t)$  передається по каналу. Аналогічним чином для користувачів груп 2 до N додається витвір кодової функції та сигналу. Досить часто доступ до коду обмежений чітко визначеною групою користувачів. Результируючий сигнал в каналі виявляється лінійною комбінацією всіх передавальних сигналів. Нехтуючи затримками в передачі сигналів, вказану лінійну комбінацію можна записати наступним чином:

$$g_1(t), s_1(t) + g_2(t), s_2(t) + \dots + g_N(t), s_N(t). \quad (3.6)$$

Як зазначалося раніше, множення  $s_1(t)$  на  $g_1(t)$ , надає в результаті функцію, спектр який виявляється згорткою спектрів  $s_1(t)$  на  $g_1(t)$ . Оскільки сигнал  $s_1(t)$  можна рахувати вузько-смуговим (в порівнянні з кодовим або розширеним сигналом  $g_1(t)$ ), смуги  $g_1(t), s_1(t)$  і  $g_1(t)$  можна рахувати приблизно рівними. Розглянемо приймач, який налаштований на отримання повідомлень від групи користувача 1. Припустимо, що отриманий сигнал код  $g_1(t)$ , згенерований приймачем, повністю синхронізовані між собою. Першим кроком приймача буде

перемноження отриманого сигналу в формі 3.6 на  $g_1(t)$ . В результаті буде отримана функція

$$g_1^2(t)s_1(t)$$

і набір побічних сигналів.

$$g_1(t)g_2(t)s_2(t) + g_1(t)g_3(t)s_3(t) + \dots + g_1(t)g_N(t)s_N(t). \quad (3.7)$$

Якщо кодові функції  $\{g_i(t)\}$  взаємно ортогональні, отриманий сигнал може бути ідеально вилучений при відсутності шумів, оскільки  $\int_0^T g_1^2(t)dt = 1$ . Побічні сигнали легко відсіюються системою, так як  $\int_0^T g_1(t)g_j(t)dt = 0$  при  $i \neq j$ . Кодові функції не завжди ідеально ортогональні між собою. Відповідно, взаємна кореляція кодів приводить до погіршення якості зв'язку і обмежує максимальне число одночасно працюючих користувачів.

Розглянемо частотне бачення приймача DS/CDMA. На рис. 3.7, представлений широкопasmовий вхідний сигнал приймача, який включає в себе сигнали користувачів і побічні (небажані) сигнали. Кожен сигнал розширений окремим кодом з швидкістю передачі даних  $R_{ch}$  і характеризується функцією спектрально щільності потужності виду  $\text{sin}^2(f/R_{ch})$ . На графіку також представлений отриманий приймачем тепловий шум, який рівномірно розподілений по всьому діапазону. Сумарний канал, описаний виразом, надходить на вхід корелятора приймача, керуемого синхронізованою копією  $g_1(t)$ . На рис 3.7, представлений спектр, отриманий після кореляції (звуження) з кодом  $g_1(t)$ . В подальшому користувацький сигнал, розташований в інформаційній смузі частот (центральної на проміжній частоті), обробляється звичайним демодулятором, який повинен мати ширину смуги, достатню для передачі розшифрованого сигналу. Побічні сигнали не проходять процес звуження спектру. Тому інтерферувати з бажаним сигналом будуть тільки сигнали, розташовані в його інформаційній смузі частот.

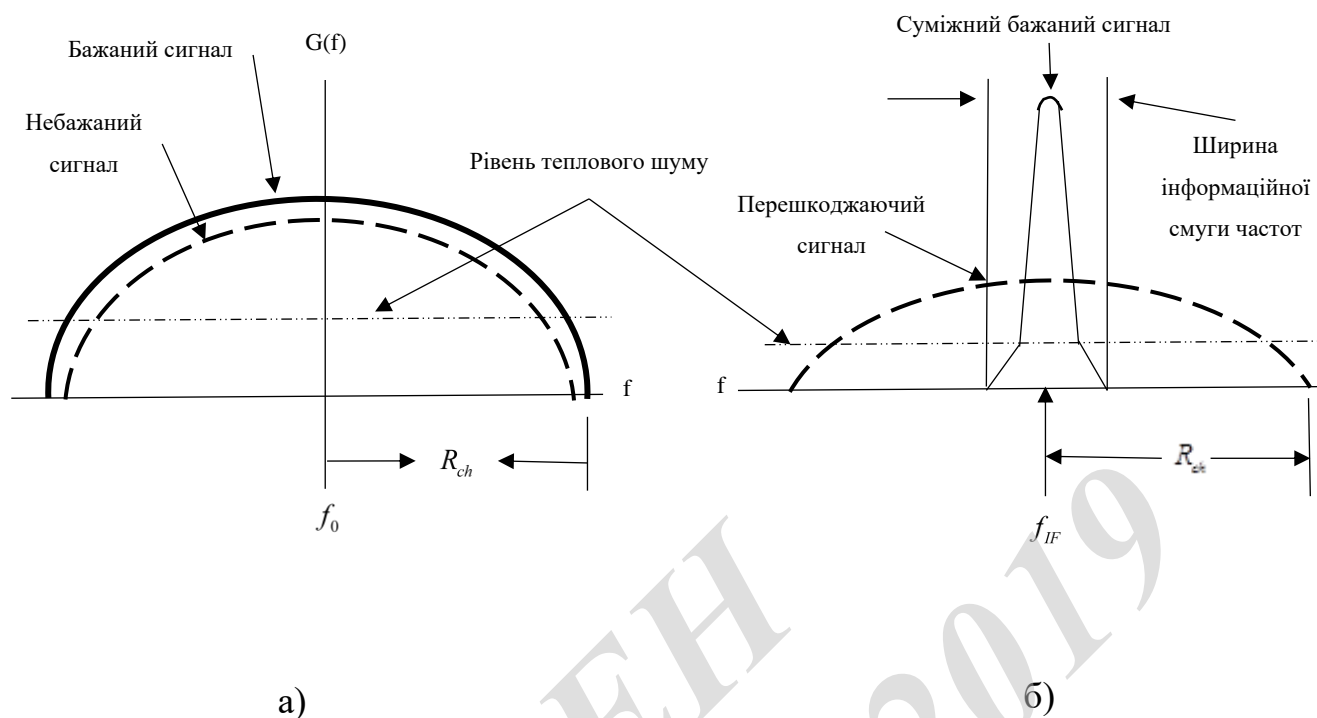


Рисунок 3.7 – Детектування сигналу розширеного спектра:

а) спектр на вході приймача; б) спектр після кореляції з точним і синхронізованим псевдовипадковим кодом

### 3.5 Цифрові стільникові системи зв'язку CDMA стандарту IS-95

Цифрові стільникові системи зв'язку CDMA стандарту IS-95 Interim Standard 95 (IS-95) визначає вимоги до радіотелефонних систем зв'язку з застосуванням сигналів розширеного спектру (метод прямої послідовності (DS / SS)) для забезпечення множинного доступу. Цей стандарт був розроблений корпорацією Qualcomm для роботи в діапазоні частот, що використовується аналоговими системами зв'язку (AMPS) в США. Одночасна робота систем зв'язку різних стандартів стала можливою завдяки технології дуплексної передачі сигналу з використанням частотного поділу (frequency division duplexing - FDD). Системи AMPS використовують смугу шириною 25 МГц для передачі сигналу від базової станції до мобільного пристрою (прямий канал) в діапазоні 869-894 МГц і смугу такої ж ширини для зворотної передачі сигналу (зворотний канал) в діапазоні 824-849 МГц. При роботі IS-95 в кожен окремий момент часу використовується система

CDMA з шириною смуги 1,25 МГц, а мобільні пристрої відповідають одночасно двом стандартам (AMPS і CDMA).

Можливості систем, що відповідають стандарту IS-95, обмежені інтерференцією. Для зниження відносини ( $E_b / I_0$ ) треба застосовуються різні методи обробки сигналу. Основні характеристики (форма сигналу, кодування, методи придушення інтерференції) розглянутих систем наводяться нижче.

- Кожен канал розширюється на смугу шириною 1,25 МГц, після чого фільтрується для обмеження спектра.

- Швидкість передачі елементарних сигналів  $R_{ch}$  для псевдовипадкового коду дорівнює 1,2288 мільйонів елементарних сигналів в секунду. Номінальна швидкість передачі даних, яка називається режимом RSI (Rate Set 1), дорівнює 9,6 Кбіт / с і відповідає коефіцієнту розширення  $G_p = R_{ch} / R = 128$ . У стандарті IS-95 можливе використання поліпшеного швидкісного режиму RS2 (14,4 Кбіт / с).

- Модуляція даних здійснюється за допомогою двійкової фазової маніпуляції (BPSK) із застосуванням розширення сигналу методом QPSK. При цьому кожен квадратура компонент несучої є сигналом BPSK, модульованим даними.

- Використовується згорткове кодування з декодуванням за алгоритмом Вітербо.

- Для рознесення за часом використовується влаштування тимчасового ущільнення імпульсних сигналів з інтервалом 20 мс.

- Сигнали з багатопроменевим поширенням обробляються RAKE-приймачем. Для просторового поділу використовуються дві антени в кожному секторі осередку,

- Для поділу по каналах застосовується ортогональне кодове ущільнення.

- Регулювання потужності дозволяє мінімізувати енергію сигналу, що передається і, отже, зменшити інтерференцію.

Передача сигналу від базової станції до мобільного пристрою може здійснюватися з використанням чотирьох типів прямих каналів: контрольний, синхронізаційних, пошуковий і канал передачі даних. При зворотного зв'язку розрізняють канали доступу і передачі даних. Існує кілька модифікацій стандарту

IS-95: IS-95A, JSTD-008, IS-95B, IS-2000. IS-95B включає в себе використання стільникового смуги частот стандарту IS-95, а також смуги служби персонального зв'язку (personal communication service - PCS). Цей стандарт дозволяє передавати голосові сигнали, а також дані зі швидкістю 115,2 Кбіт / с при одночасному використанні до восьми каналів RS2. Стандарт IS-2000 описує системи радіозв'язку CDMA третього покоління, також звані системами з використанням множинних несучих. У порівнянні з іншими модифікаціями, IS-2000 має безліч додаткових можливостей. У цьому розділі розглядається IS-95, структура якого зберігається в усіх подальших модифікаціях, оскільки всі вони побудовані на основі даного стандарту.

### 3.6 Прямий канал зв'язку

Базова станція використовує 64 канали для передачі щільного каналу. Для передачі даних користувача використовується 61 канал. Один з каналів виявляється контрольним, один – синхронізаційним і, по крайній мірі, один використовується як пошуковий. Стандарт IS-95 дозволяє одночасну передачу голосу, даних та спеціальних сигналів. Швидкість передачі голосу може бути рівна 9600, 4800, 2400 або 1200 біт/с. Дані рівні швидкості передбачені режимом RSI/ В режимі RS2 підтримується швидкість до 14,4 Кбіт/с. На рис 3.8 (додаток Г) представлена спрощена блок-схема передавача базової станції, який використовує стандартний канал даних з швидкістю передачі 9 Кбіт/с. За допомогою кодування методом лінійного передрікання випускається чорнове цифрування голосового сигналу з швидкістю 8 Кбіт/с. Після додавання бітів знаходження помилок швидкість передачі зростає до 9,6 Кбіт/с один кард містить 192 біт. Наступний крок, представлений на рис 4.8 – згорткове кодування (ступінь кодування  $\frac{1}{2}$ ,  $K=9$ ), в кроці якого всі біти даних в рівній мірі захищаються кодом. В результаті швидкість в каналі зростає до 19,2 Кбіт/с і залишається незмінною після обробки даних пристроєм часового ущільнення імпульсних сигналів з робочим інтервалом, рівним тривалості кадру (20мс). Наступні 3 кроки включають додавання по модулю 2 двійкових значень псевдовипадкових кодів і ортогональних послідовностей

(використовується для забезпечення конфіденційності); розподіл по каналам; і визначення базової станції. Кожна зміна коду може образно представити як бар'єр, який обмежує по тим чи іншим причинам доступ до визначеного повідомлення. В цілях конфіденційності використовують псевдовипадкові коди максимальної довжини с 42-розрядними регістрами зсуву. В системі з швидкістю передачі 1,2288 мільйонів елементарних сигналів в секунду такий код повторюється з періодом приблизно в 41 день. Системи, які відповідають стандарту IS-95, використовують ідентичне обладнання для кодування для всіх базових станцій і мобільних пристроїв. В цілях конфіденціальності кожен мобільний пристрій отримує унікальну модифікацію коду зсувом по фазі або по часу. Користувачам, які зв'язуються між собою, не потрібно знати кодові модифікації один одного, оскільки базова станція випускає демодуляцію і повторну модуляцію всіх оброблених сигналів. Значення швидкості передачі даних в каналі (19,2 Кбіт/с) перед кодуванням не виявляється закінченим. Код використовується для прорідження сигналу, тому використовується тільки кожний 64-й біт послідовності.

Наступний код, який використовують захист Уолша (Walsh cover). Даний код використовується для розподілу по каналам з наступним розширенням спектру. Код виявляється ортогональним і генерується за допомогою матриці Адамара. Використовуючи вказаний метод, можна створити код Уолша, розмірність якого рівна  $2^k \times 2^k$  ( $k$  – позитивне ціле число). Набір кодів Уолша характеризуються матрицею  $64 \times 64$ , де кожна стрічка відповідає окремому коду. Як показано на рис. 4.8 один з 64 кодів сумується по модулю 2 з захисною двійковою послідовністю. Оскільки, елементи набору кодів Уолша взаємно ортогональні, їх використання дозволяє розділяти прямий канал зв'язку на 64 сигнали.

### 3.7 Зворотній канал зв'язку

Щільний сигнал, який передається кожною базовою станцією, складає 64 канали, причому для передачі даних можуть використовуватись лише 61 з них. Однак при зв'язку в зворотному напрямку передається одиничний сигнал (канал), який може містити дані або запит на доступ до мережі. На рис. 3.9 (додаток Д) представлена спрощена блок-схема передачі сигналу з використанням зворотного каналу. Загальна структура аналогічна існуючій в прямому каналі (рис. 3.8), однак існують деякі істотні відмінності. В стандарті IS-95 не підтримується використання зворотно-керованих каналів, оскільки для кожного мобільного пристрою було б необхідний окремий канал такого типу. В стандарті IS-2000 для кожного зворотного каналу зв'язку резервується канал, який керує. Оскільки, зворотній канал менш стійкий в порівнянні з прямим, то для покращення роботи системи використовується більш ефективний код згортання (ступінь кодування 1/3). Слід також відзначити, що після обробки пристроєм часового ущільнення імпульсних сигналів біти каналу модулюють 64-розрядний код Уолша. Даний код аналогічний існуючому для розподілу по каналам при передачі по прямому каналу. Однак, при зворотному зв'язку коди Уолша використовуються для прямо протилежного ланцюга - вони грають роль хвиль, які модулюють. При швидкості передачі даних, рівна 9,6 Кбіт/с, два біта даних після розподілу відображаються одним з 64 ортогональних сигналів Уолша, який внаслідок і передається. Швидкість передачі символів Уолша рівна

$$R^k = \frac{R_c}{\log_2 M} = \frac{R(n/k)}{\log_2 M} = \frac{9600}{6} = 4800 \text{ символів Уолша / с.}$$

(3.8)

Тут швидкість передачі каналних бітів  $R_c$  рівна витвору швидкості передачі даних і зворотної інтенсивності коду, або  $R(n/k)$ . Кожен з 64-розрядних кодів Уолша складається з 64 елементів, які називаються елементарними сигналами Уолша. Елементарні сигнали Уолша повторюються 4 рази, і кінцева швидкість передачі даних складає 1,2288 мільйонів елементарних сигналів в секунду.

Для зворотного зв'язку необхідно розподілити по каналам, оскільки користувачі повинні бути поділені. При використанні зворотного каналу користувачі відрізняються один від одного довгим кодом (кодом конфіденціальності). В прямому каналі цей код використовується для прорідження сигналу, що дозволяє забезпечити конфіденціальність. При зв'язку мобільний пристрій – базова станція код використовується з швидкістю 1,2288 мільйонів елементарних сигналів в секунду для розподілу по каналам, а також для шифрування сигналу, досягнення конфіденціальності і розширення спектру. Після розширення довгим кодом, спектр сигналу розширюється ще раз за допомогою двох коротких псевдовипадкових кодів, що забезпечують відсутністю кореляції між синфазними і квадратурними символами. Останні кроки, відповідають за фільтрацію на фільтрі з кінцевою імпульсною характеристикою, а також перетворенню несучої з допомогою модуляції BPSK в сигнал OQPSK. Модуляція OQPSK використовується, щоб уникнути можливості зміни фази на 180 градусів. Метод дозволяє зменшити співвідношення пікової і середньої потужності підсилювача.

#### Висновки до розділу

У розділі широкосмугові технології на основі ПВП було проаналізовано кодові послідовності Баркера, а також їх застосування та формування. Множинний доступ з кодовим розділенням каналів та наведено блок-схему. Досліджено цифрові стільникові системи зв'язку CDMA стандарту IS-95, прямий та зворотній канали зв'язку до яких відповідно додані блок-схеми.



## 4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

### 4.1 Розширення послідовностей

Приклад моделі розглядає псевдовипадкові розповсюдження для широкополосної системи в наведеному вище середовищі. Потрібно звернути увагу, що коефіцієнт розширення (63) майже така ж, як і для ортогональних розповсюджень.

```
open_system('mrand_bpsk_1u_mp');
```

```
sim('mrand_bpsk_1u_mp');
```

На рисунку 4.1 представлена структурна схема кодової послідовності Голда

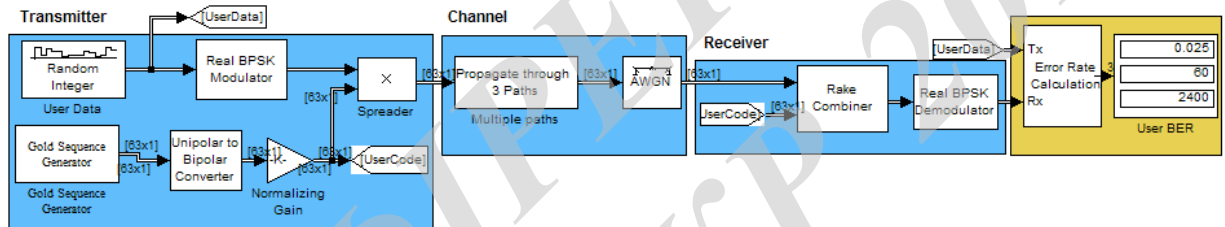


Рисунок 4.1- Схема розширення спектру за допомогою послідовностей Голда

У цьому випадку, для 3-шляхового каналу відзначається вигодою у зв'язку з різноманітністю об'єднання (60 помилок). Це стало можливим завдяки ідеальним автокореляційним властивостям псевдопослідовностей. Щоб проекспериментувати цю модель далі, потрібно спробувати інші послідовності (Касамі), вибравши інший вибір блоку з налаштованих блоків послідовності. З тієї ж послідовності, потрібно вибрати інші затримки шляхи, щоб побачити виконання варіацій.

Дві різні ПШ послідовностей використовується для розповсюдження, відзначимо, що індивідуальна робота користувача в даний час погіршилася за тими самими умовами каналу. Це в першу чергу за рахунок більш високої

взаємної кореляції між значеннями двох послідовностей, які не дають ідеальне розділення.

```
close_system('mrand_bpsk_2u_mp', 0);
```

Тепер розглянемо випадок, коли поширення здійснюється за допомогою різних послідовностей Касамі.

```
open_system('mrand_bpsk_2u_mp');
```

```
set_param('mrand_bpsk_2u_mp/User 1 Code','BlockChoice','Kasami Sequence Generator');
```

```
set_param('mrand_bpsk_2u_mp/User 2 Code','BlockChoice','Kasami Sequence Generator');
```

```
sim('mrand_bpsk_2u_mp');
```

На рисунку 4.2 представлена структурна схема кодової послідовності Касамі

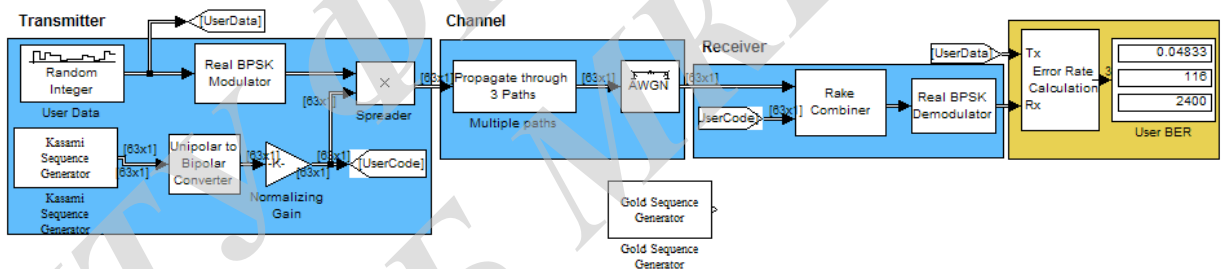


Рисунок 4.2 – схема розширення спектру за допомогою послідовностей Касамі

Тепер видно майже ідеальний поділ користувачів, по декількох шляхах з завоюванням об'єднання. Це можна віднести до "хорошим" кореляційних властивостей послідовностей Касамі, які забезпечують баланс між ідеальною крос-кореляцією властивостей ортогональних кодів і ідеальними автокореляційними властивостями ПШ послідовності. Щоб проекспериментувати з цю модель далі, потрібно пробувати різні псевдовипадкові послідовності (Касамі) з різними індексами послідовності, для вивчення змін показників помилок.

#### 4.2 Результати моделювання

Представлено результати комп'ютерного моделювання для BER продуктивності послідовності ПШ коду або кодованої системі Адамара-Уолша WCDA без будь-яких виявлень і корекції помилок коду або код Хеммінга з адитивним білим гауссовских канал (AWGN). Коли сигнал з кодовою послідовності ПШ проходить через канал AWGN без виявлення і корекції помилок коду (рисунок 4.3), відношення сигнал-шум (SNR) збільшується, а швидкість передачі даних помилок (BER) дещо зменшилася. Але з виявлення і корекцією помилок коду Хеммінга (рисунок 4.3 б), BER лінійно зменшується при збільшенні SNR. Для SNR = 10 дБ, змінюється BER і це рівне майже до нуля. Використання Адамара-Уолша коду замість ПШ послідовності коду за тієї ж умови, BER не лінійно зменшується при збільшенні SNR виявлення і корекції помилок кодування навколишнього середовища (рис. 4.4). Але з використанням коду Хеммінга, BER лінійно зменшується зі збільшенням SNR (4.4 б). Це незначно на SNR = 10 дБ в обох випадках. Так встановлено, що продуктивність системи підвищується за AWGN каналу за допомогою кодування Хеммінга.

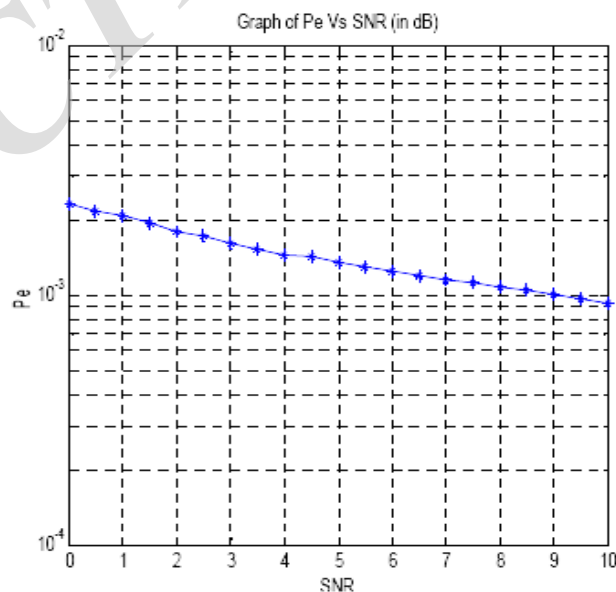


Рисунок 4.3-а - Послідовності ПШ закодованого переданого сигналу через канал AWGN без виявлення і корекції помилок коду

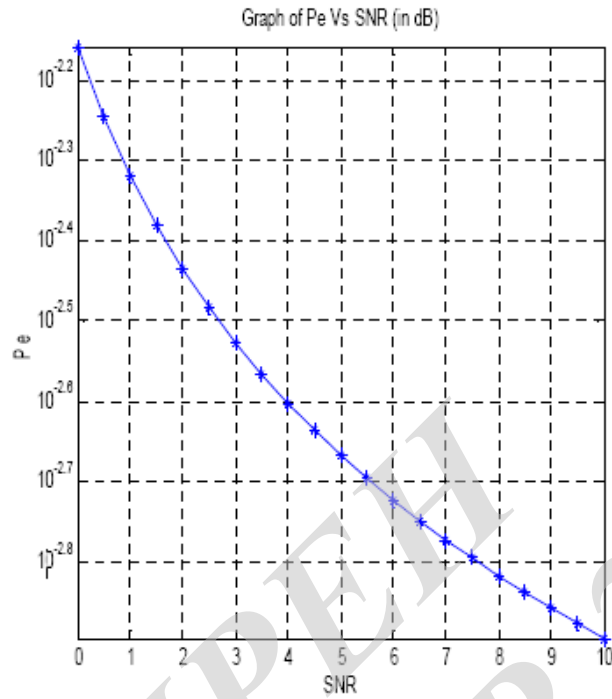


Рисунок 4.3-б - Код ПШ послідовності переданого сигналу через канал з AWGN кодом Хеммінга

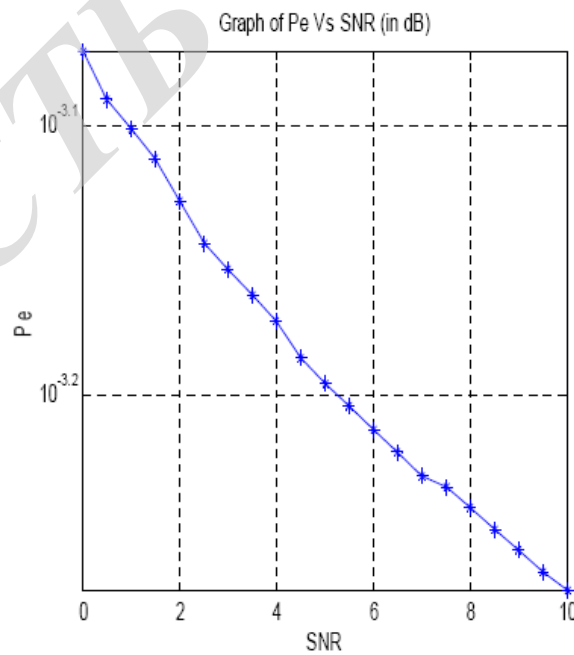


Рисунок 4.4-а - Код Адамара – Уолша переданого сигналу через канал AWGN без виявлення і корекції помилок коду

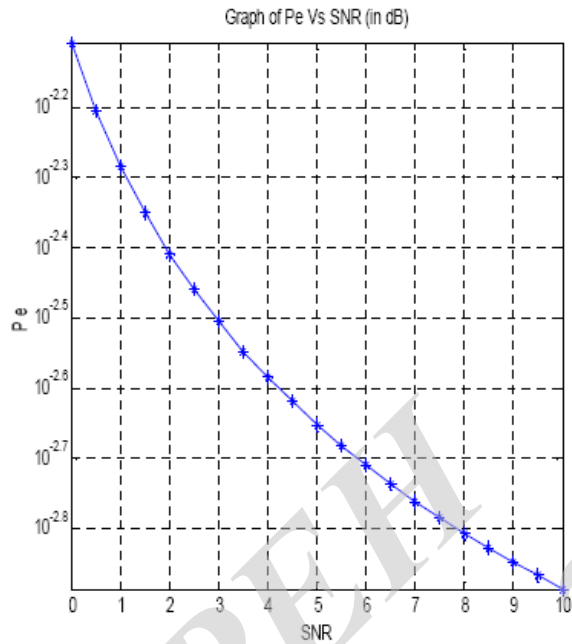


Рисунок 4.4-б - Код Адамара - Уолша переданого сигналу через канал з AWGN кодуванням Хеммінга

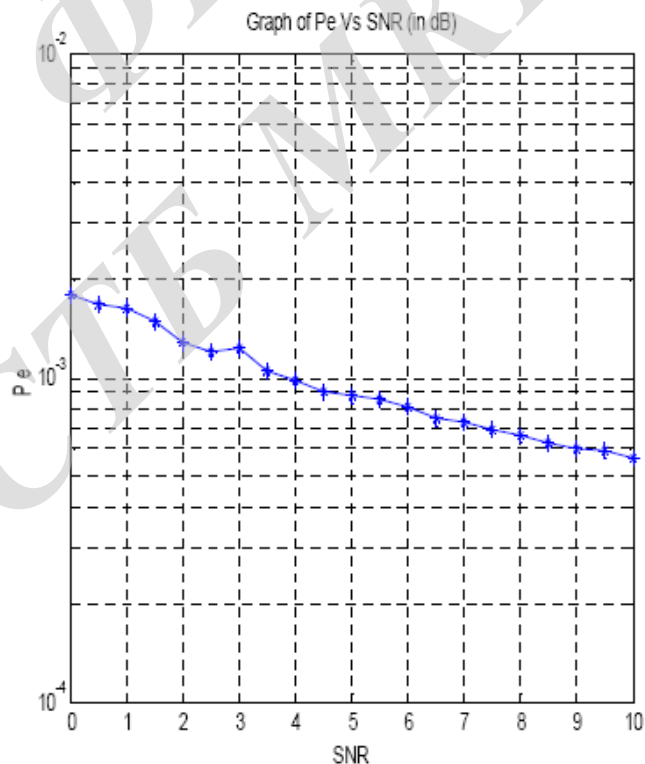


Рисунок 4.5-а - Послідовності ПШ закодованого переданого сигналу через канал без згасання виявлення і корекції помилок коду

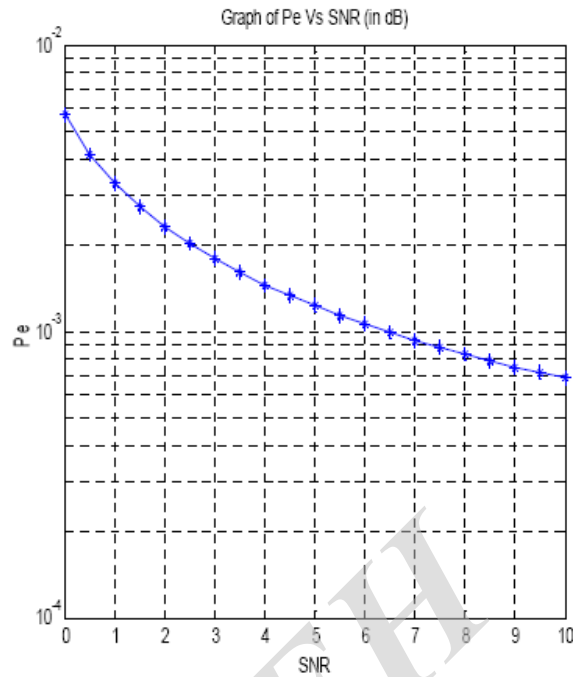


Рисунок 4.5-б - Послідовності ПШ закодованого переданого сигналу через канал з згасанням коду Хеммінга

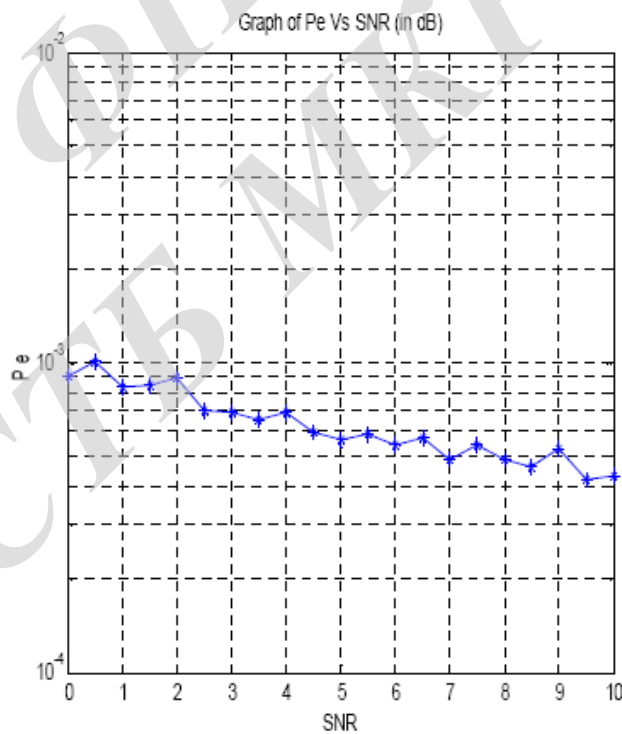


Рисунок 4.6-а - Код Адамара-Уолша закодованого переданого сигналу через канал без згасання виявлення і корекції помилок коду

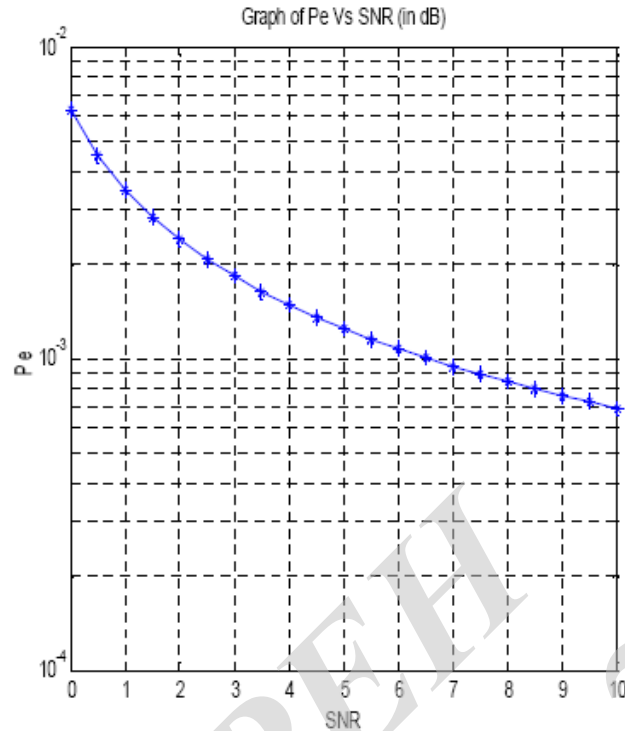


Рисунок 4.6-б - Код Адамара-Уолша закодованого переданого сигналу по каналу із згасанням коду Хеммінга

Рисунки 4.5 і 4.6 показують BER продуктивність, використовуючи ті ж параметри, які використовувались в AWGN каналі. Коли сигнал з кодовою послідовністю ПШ проходить через згасаючий канал, виявлення і корекції помилок код (рисунок 4.5 а), SNR збільшується, то зменшується BER випадково. При SNR = 10 дБ, то BER занадто висока. Але використання методу кодування Хеммінга (рисунок 4.5 б), лінійність на BER, яка зменшувалась при збільшені SNR, то відбуваються зміни по ньому на рівні 10 дБ SNR. Застосування Адамара-Уолша коду замість ПШ послідовності коду в тому ж середовищі, зв'язок між BER і SNR такий же, при використанні ПШ послідовності з використанням корекції помилок і виявлення кодування або кодування Хеммінга (рисунок 4.6). У порівнянні каналу з АБГШ каналом, виявляється, що через ефект згасання каналу, продуктивність системи знижується, і його продуктивність трохи покращується з кодуванням Хеммінга.

### 4.3 Проектування генератора ПВП у графічному редакторі САПР

Виконаємо автоматичне програмування генератора ПВП на регістрі зсуву з періодом 0011111 на мегафункціях.

Виконаємо моделювання в програмі Quartus II (FLEX10K):

На рисунку 4.7 представлена схема генератора ПВП реалізована в графічному редакторі Quartus II

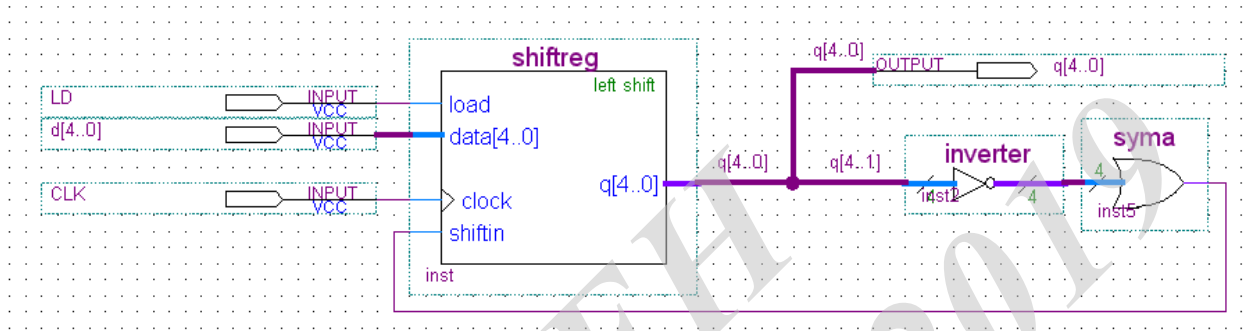


Рисунок 4.7 – Схема реалізована в графічному редакторі Quartus II (FLEX10K)

На рисунку 4.8 представлені графіки часових діаграм реалізовані в графічному редакторі Quartus II

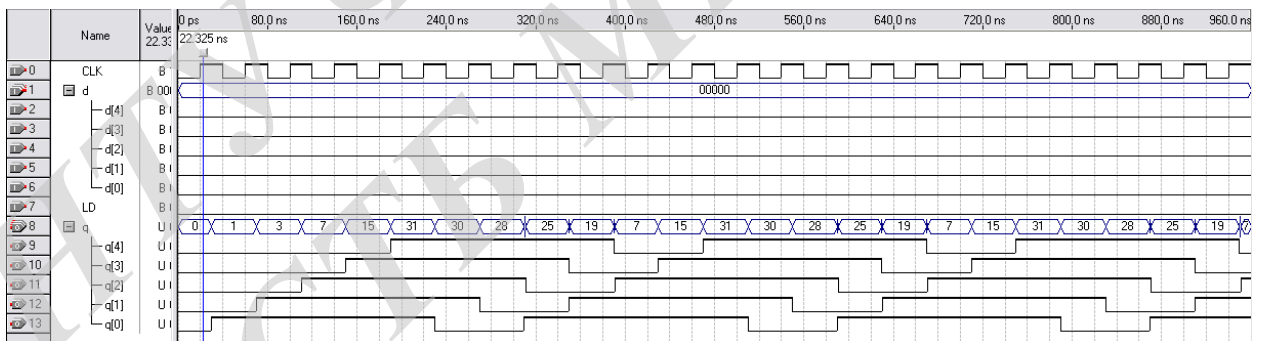


Рисунок 4.8 - Графіки часових діаграм реалізовані в графічному редакторі Quartus II (FLEX10K)

Здійснимо автоматичний аналіз швидкодії генератора ПВП з періодом 0011111 в Quartus II (на родині FLEX10K):



Registered Performance							tpd	tsu	tco	th	Custom Delays	
Clock: CLK												
		Value										
From	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[2]											
To	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[0]											
Clock period	8,000 ns											
Frequency	125.00 MHz											

Registered Performance							tpd	tsu	tco	th	Custom Delays	
Slack	Required tsu	Actual tsu	From	To	To Clock							
1	N/A	None	4,500 ns	d[0]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[0]	CLK						
2	N/A	None	2,300 ns	d[1]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[1]	CLK						
3	N/A	None	2,300 ns	d[3]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[3]	CLK						
4	N/A	None	2,300 ns	d[4]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[4]	CLK						
5	N/A	None	2,200 ns	d[2]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[2]	CLK						
6	N/A	None	2,000 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[4]	CLK						
7	N/A	None	2,000 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[3]	CLK						
8	N/A	None	2,000 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[1]	CLK						
9	N/A	None	2,000 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[0]	CLK						
10	N/A	None	1,800 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[2]	CLK						

Registered Performance							tpd	tsu	tco	th	Custom Delays	
Slack	Required tco	Actual tco	From	To	From Clock							
1	N/A	None	10,900 ns	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[2]	q[2]	CLK						
2	N/A	None	10,000 ns	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[1]	q[1]	CLK						
3	N/A	None	9,900 ns	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[0]	q[0]	CLK						
4	N/A	None	9,900 ns	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[3]	q[3]	CLK						
5	N/A	None	9,900 ns	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[4]	q[4]	CLK						

Registered Performance							tpd	tsu	tco	th	Custom Delays	
Minimum Slack	Required th	Actual th	From	To	To Clock							
1	N/A	None	0,900 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[2]	CLK						
2	N/A	None	0,700 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[4]	CLK						
3	N/A	None	0,700 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[3]	CLK						
4	N/A	None	0,700 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[1]	CLK						
5	N/A	None	0,700 ns	LD	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[0]	CLK						
6	N/A	None	0,500 ns	d[2]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[2]	CLK						
7	N/A	None	0,400 ns	d[1]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[1]	CLK						
8	N/A	None	0,400 ns	d[3]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[3]	CLK						
9	N/A	None	0,400 ns	d[4]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[4]	CLK						
10	N/A	None	-1,800 ns	d[0]	shiftreg_instlpm_shiftreg_lpm_shiftreg_componentldfs[0]	CLK						

Рисунок 4.9 - Аналіз швидкодії пристрою

#### 4.4 Проектування схеми за допомогою текстового редактора

Спроекуємо генератор ПВП на регістрі зсуву шляхом введення макрофункцій і даної функції у текстовий редактор:

```

1  INCLUDE "lpm_shiftreg.inc";
2  SUBDESIGN shiftreg
3  = (
4      clock      : INPUT;
5      data[4..0] : INPUT;
6      load       : INPUT;
7      shiftin    : OUTPUT;
8      q[4..0]    : OUTPUT;
9  )
10 VARIABLE
11
12 = lpm_shiftreg_component : lpm_shiftreg WITH (
13     LPM_DIRECTION = "LEFT",
14     LPM_TYPE = "LPM_SHIFTREG",
15     LPM_WIDTH = 5
16 );
17 BEGIN
18     shiftin = !q1#!q2#!q3#!q4;
19     q[4..0] = lpm_shiftreg_component.q[4..0];
20     lpm_shiftreg_component.load = load;
21     lpm_shiftreg_component.clock = clock;
22     lpm_shiftreg_component.data[4..0] = data[4..0];
23     lpm_shiftreg_component.shiftin = shiftin;
24 END;
```

Перевіримо правильність проектування за допомогою графіка часових діаграм, яка зображена на рисунку 4.10.

На рисунку 4.10 представлені графіки часових діаграм реалізовані в графічному редакторі Quartus II

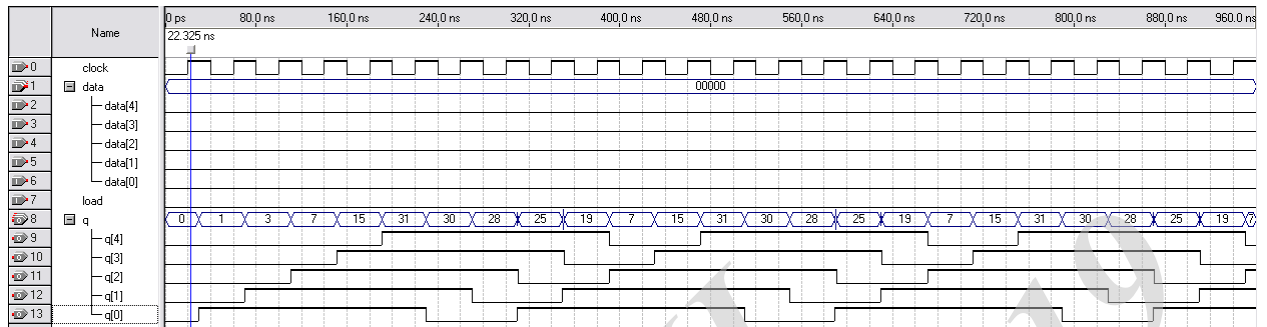


Рисунок 4.10 - Графіки часових діаграм реалізовані в графічному редакторі Quartus II.

Отже бачимо, що дані збігаються з попередніми, отже результати є вірними.

#### Висновки до розділу

У ході моделювання було оцінено продуктивність широкопasmової радіосистеми з використанням псевдовипадкової послідовності. Було показано, що система забезпечує гарну продуктивність рівня помилок в системі. Але ніяк істотно не підвищує продуктивність на згасанні каналу. На підставі результатів, отриманих у цьому дослідженні, можна зробити висновок, що системи з псевдовипадковою послідовністю дуже ефективні для широкопasmових радіосистем.

## 6. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

### 6.1 Технологічний аудит результатів проведених наукових досліджень

Як відомо, однією з найважливіших характеристик сучасних систем передачі інформації є їх завадостійкість, а задача її подальшого підвищення при фіксованій швидкості передачі інформації є актуальною і багатогранною.

Як відомо, в цифрових системах передачі повідомлень поряд з перешкодостійким кодуванням часто використовується додаткове кодування: ортогональне та псевдовипадкове. Спільне використання обох видів кодування дає значний енергетичний вигравш в порівнянні з використанням тільки завадостійких кодів, оскільки дозволяє значно знизити ймовірність помилки.

Тому у виконаній нами магістерській кваліфікаційній роботі були проведені дослідження та проаналізовано методи генерації послідовностей, які найчастіше використовується в системах зв'язку розширеного спектру. Найбільш використовувани псевдовипадкові послідовності – це:  $m$  послідовності, послідовності Голда і послідовності Касамі.

В результаті проведених досліджень було створено новий метод формування послідовностей багаторозрядних псевдовипадкових двійковий наборів заданої ваги, який може бути з високою ефективністю використаний в сучасних телекомунікаціях, при створенні шифрувальних програм тощо.

Для встановлення рівня комерційного потенціалу результатів проведених нами досліджень проведемо їх технологічний аудит.

Для цього запросимо 3-х відомих фахівців-експертів, що плідно займаються цією проблематикою: кандидата технічних наук, доцента Гікавого В.; кандидатку технічних наук, доцентку Харківського національного університету електроніки Гріненко Т. та д.т.н., професора Університету Бельсько-Бяла Карпінського М.

Технологічний аудит запрошені експерти здійснювали за критеріями, які наведено в Методичних рекомендаціях з комерціалізації розробок, створених в результаті науково-технічної діяльності (див. таблицю 4.1 [25]).

Таблиця 6.1 – Критерії за якими проводиться технологічний аудит

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
<b>Технічна здійсненність концепції:</b>					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено робоздатність продукту в реальних умовах
<b>Ринкові переваги (недоліки):</b>					
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
<b>Ринкові перспективи</b>					
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	Конкурентів немає

Продовження таблиці 4.1

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
<b>Практична здійсненність</b>					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витрачати 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
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 таблиці 6.2 [25].

Таблиця 6.2 – 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 критеріями, які зведено в таблицю 6.3.

Таблиця 4.3 – Результати технологічного аудиту отриманих наукових результатів

Критерії	Прізвище, ініціали експерта		
	Гікавий В.	Гріненко Т.	Карпінський М.
	Бали, виставлені експертами:		
1	3	3	4
2	3	3	4
3	3	3	4
4	3	3	4
5	3	3	4
6	3	3	4
7	3	3	3
8	3	3	3
9	2	3	3
10	3	3	3
11	3	3	3
12	2	3	3
Сума балів	$СБ_1 = 34$	$СБ_2 = 36$	$СБ_3 = 42$
Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{34 + 36 + 42}{3} = \frac{112}{3} = 37,33$		

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, дорівнює 37,33-ти балам, то можна зробити висновок, що результати проведених нами досліджень мають рівень комерційного потенціалу, який практично можна вважати «вище середнього».

Такий досить високий рівень комерційного потенціалу проведених нами досліджень пояснюється тим, що отримані нами наукові результати мають дуже широке коло застосування і можуть бути використані необмеженою кількістю користувачів.

## 6.2 Розрахунок витрат на проведення наукових досліджень

Для проведення наукових досліджень були зроблені такі витрати: [25]:

### 6.2.1. Основна заробітна плата $Z_o$ розробників:

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t \text{ грн,} \quad (4.1)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад розробника, грн.

Для науковців ВНТУ дані оклади не є високими і коливаються в межах:

$M = (4173 \dots 16000)$  грн. за місяць;

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

$t$  – число робочих днів роботи науковців (розробників).

Зроблені розрахунки основної заробітної плати зведемо до таблиці 4.4:

Таблиця 4.4 – Основна заробітна плата розробників

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	13000	650	25 годин	2708	6-год. робочий день
2. Магістрант – дослідник	2100	105	61	6300	
3. Консультант	11500	575	0,4 дня	240	
Загалом витрат на оплату праці				$Z_o = 9248$ грн	

### 6.2.2. Додаткова заробітна плата $Z_d$ розраховується за формулою:

$$Z_d = (0,1 \dots 0,12) \cdot Z_o. \quad (4.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$З_d = 0,12 \times 9248 = 1110 \text{ грн.}$$

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

$$H_{зп} = (З_o + З_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (4.3)$$

де  $\beta = 22\%$  – ставка єдиного внеску на загальне державне соціальне страхування.  
Для нашого випадку отримаємо:

$$H_{зп} = (9248 + 1110) \times 0,22 = 2279 \text{ грн.}$$

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

$$A = \frac{Ц \cdot H_a \cdot T}{100 \cdot 12} \text{ грн,} \quad (4.4)$$

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

$H_a$  – річна норма амортизаційних відрахувань. Спрощено можна прийняти, що

$$H_a = (2,25 \dots 22,5)\%;$$

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

Зроблені нами розрахунки зведемо у таблицю 4.5.

Таблиця 4.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань

Найменування основних засобів	Балансова вартість, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн.
1. Основні засоби, принтери, обладнання, комп'ютери	36000	22,5	2,5 міс. при 30% використанні	506
2. Приміщення університету, кафедри та радіофакультету	18000	3,0	2,5 міс. при 30% використанні	≈34
Разом				$A = 540$

6.2.5. Витрати на матеріали  $M$  розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot Ц_i \cdot K_i - \sum_1^n B_i \cdot Ц_b \text{ грн,} \quad (4.5)$$



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

6.2.6. Витрати на комплектуючі  $K$  розраховуються за формулою:

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

де  $N_i$  – кількість комплектуючих  $i$ -го виду, шт.;  $\Pi_i$  – 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 800 грн.

6.2.7. Витрати на силову електроенергію  $V_e$ , що була використана при виконанні даної роботи, розраховуються за формулою:

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d}, \quad (4.7)$$

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

$\Pi$  – установлена потужність обладнання, кВт;  $\Pi = 1,7$  кВт;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що  $\Phi = 119$  годин;

$K_{\Pi}$  – коефіцієнт використання потужності;  $K_{\Pi} < 1 = 0,71$ .

$K_d$  – коефіцієнт корисної дії,  $K_d = 0,52$ .

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$V_e = \frac{V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{2,50 \cdot 1,7 \cdot 119 \cdot 0,71}{0,52} \approx 691 \text{ грн.}$$

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

$$V_{\text{ін}} = (1..3) \times 3_0. \quad (4.8)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$V_{in} = 1,15 \times 9248 = 10635 \text{ грн.}$$

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

$$V = 9248 + 1110 + 2279 + 540 + 800 + 691 + 10635 = 25303 \text{ грн.}$$

6.2.10 Загальні витрати на виконання цієї роботи розраховуються за формулою:

$$ЗВ = \frac{V}{\beta}, \quad (4.9)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує етап виконання даної роботи на шляху до її можливого впровадження:

якщо це тільки науково-дослідні роботи, то  $\beta \approx 0,1$ ;

якщо це стадія технічного проектування, то  $\beta \approx 0,2$ ;

якщо стадія розробки конструкторської документації, то  $\beta \approx 0,3$ ;

якщо це стадія розробки технології, то  $\beta \approx 0,4$ ;

якщо це стадія розробки дослідного зразка, то  $\beta \approx 0,5$ ;

якщо це стадія розробки промислового зразка,  $\beta \approx 0,7$ ;

якщо це стадії впровадження, то  $\beta \approx (0,8 - 0,9)$ .

Для нашого випадку доцільно прийняти, що  $\beta \approx 0,80$ .

$$\text{Тоді: } ЗВ = \frac{25303}{0,8} = 31628,75 \text{ грн або приблизно 32 тис. грн.}$$

Тобто загальні витрати на завершення проведених нами наукових досліджень становлять приблизно 32 тис. грн.

### 6.3 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]:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.10)$$

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,  $T_{скл} = (1 \dots 3)$ ;

$R$  – 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;

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

$t$  – час проведення подальших досліджень, років.

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

Для визначення коефіцієнтів, наведених у формулі 4.10, запросимо тих же експертів, які здійснювали технологічний аудит.

Результати висновків експертів занесено у таблицю 4.6.

Таблиця 4.6 – Результати оцінювання експертами зазначених коефіцієнтів

Показник	Експерти			Переважаюча оцінка
	Гікавий В.	Гріненко Т.	Карпінський М.	
1. Коефіцієнт важливості роботи, I	3	3	3	3
2. Коефіцієнт використання результатів роботи, n	2,5	2,5	2	2,5
3. Коефіцієнт складності роботи, T <sub>c</sub>	1,8	2	1,7	1,8
4. Коефіцієнт результативності роботи, R	2	1,9	2,0	2,0
5. Вартість роботи, тис. грн.	32	32	32	32
6. Час проведення подальших досліджень, роки	1	0,5	0,6	0,6

Аналізуючи результати, наведені в таблиці 4.6, можна зробити висновок, що переважаними коефіцієнтами, які були виставлені експертами, будуть такі:

I – коефіцієнт важливості проведених досліджень, I = 3;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; n = 2,5;

T<sub>c</sub> – коефіцієнт складності роботи, T<sub>скл</sub> = 1,8;

R – коефіцієнт результативності проведених досліджень; R = 2,0;

V – вартість роботи; V = 32 тис. грн.

t – час завершення досліджень, t = 0,6 рік.

Тоді показник K<sub>p</sub>, що визначає технічний рівень результатів, отриманих під час проведених досліджень, буде дорівнювати:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{V \cdot t} = \frac{3^{2,5} \cdot 1,8 \cdot 2,0}{32 \cdot 0,6} = \frac{15,58 \cdot 1,8 \cdot 2,0}{32 \cdot 0,6} = 2,92.$$

Оскільки K<sub>p</sub> = 2,92 > 1, то це свідчить про те, що технічний рівень результатів проведених наукових досліджень є досить високим.

Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю:

Показники	Задані у ТЗ	Досягнуто у магістерській кваліфікаційній роботі	Висновок
1. Витрати на виконання роботи	Не більше 40 тис. грн	32 тис. грн.	Виконано
2. Коефіцієнт використання результатів проведених досліджень	не менше 2	2,5	Виконано
3. Коефіцієнт важливості проведених досліджень	не менше 3	3	Виконано
4. Коефіцієнт результативності проведених досліджень	не менше 2	2,0	Виконано
5. Комплексний показник, що характеризує технічний рівень отриманих результатів	не менше 2,0	2,92	Досягнуто

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

## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

У цьому розділі проводиться розгляд шкідливих, небезпечних [1] і уражаючих для людини і оточуючого середовища факторів, які виникають при проведенні дослідження псевдовипадкових послідовностей в ширококутових системах доступу. Тут розглядаються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення попереднє КПО для верхнього природного освітлення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

### 5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

#### 5.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження псевдовипадкових послідовностей в ширококутових системах доступу, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Відповідно до [2] допустимі параметри мікроклімату в робочій зоні для теплого та холодного періодів року наведені у таблиці Х.1 додатку Х.

При опроміненні менше 25% поверхні тіла людини, допустима інтенсивність теплового опромінення –  $100 \text{ Вт/м}^2$ .

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони і підпадає під систематичний контроль з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці Х.2 додатку Х.

При роботі з ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, що знаходяться в повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів мають відповідати [4] і наведені у таблиці Х.3 додатку Х.

З метою встановлення нормованих показників мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено: у приміщенні повинна бути розміщена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року; застосування вентиляції, яка видаляє забруднення або нагріте повітря з приміщення, а також за допомогою неї контролюється швидкість руху повітря і вологість.

#### 5.1.2 Виробниче освітлення

З метою забезпечення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях великі вимоги пред'являються щодо якісних та кількісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження псевдовипадкових послідовностей в широкосмугових системах доступу, згідно [3] знаходимо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – великий, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд 2.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості для штучного освітлення наведені в таблиці Х.4 додатку Х.

Оскільки приміщення розташоване в місті Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а вікна орієнтовані за азимутом  $225^\circ$ , то за таких умов КЕО визначатиметься за виразом [3, 4]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (5.1)$$

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

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – номер групи забезпеченості природним світлом.

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

$$e_{N,b} = 2 \cdot 0,85 = 1,7 (\%);$$

$$e_{N,c} = 1,2 \cdot 0,85 = 1,02 (\%).$$

З метою забезпечення нормованих значень показників освітлення запропоновано такі заходи: при недостатньому природному освітлені в світлу пору доби доповнення штучним завдяки використанню газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення; використання штучного освітлення в темну пору доби.

Вихідні дані: Розміри приміщення (м):  $6 \times 4 \times 3,4$ . Освітлення комбіноване симетрично розташованими світловими прорізами у покритті, розміри яких (м):  $2,0 \times 2,0$ . Висота від підлоги до підвіконня – 0,8 м. Остіклення подвійне, плетіння металеві. Конфронтуючі будинки відсутні. Кількість світлових прорізів у покритті  $n = 2$ .

Оскільки приміщення знаходиться в м. Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а світлові пройми орієнтовані за азимутом  $225^\circ$ , то для таких умов КПО буде рівним [2]:

$$e_{N,\text{верх}} = e_{n,\text{верх}} m_N [\%]; \quad (5.2)$$

$$e_{N,\text{верх}} = 5 \cdot 0,85 = 4,25 (\%).$$



Природне освітлення забезпечується необхідними архітектурно-будівельними рішеннями – положенням світлових проїм в покритті.

Розрахункове значення коефіцієнта природної освітленості визначається за формулою [3]:

$$e_{\Pi} = \frac{n S_B \tau_3 r_1 100}{K_3 \eta_B S_{\Pi} K_{БУД}} [\%], \quad (5.2)$$

де  $n$  – кількість світловими прорізами у покритті;

$S_B, S_{\Pi}$  – площа світлового прорізу у покритті та підлоги відповідно,  $m^2$ ;

$\tau_3$  – загальний коефіцієнт світлопропускання;

$r_1$  – коефіцієнт, що враховує підвищення КПО при комбінованому освітленні завдяки світлу, яке відбивається від поверхонь приміщень;

$K_3$  – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень  $K_3 = 1,3 \dots 1,5$ );

$\eta_B$  – світлова характеристика світлових прорізів у покритті;

$K_{БУД}$  – коефіцієнт, що враховує затінення вікон будівлями, які розташовані напроти.

Площу кожного світлового прорізу в покритті знайдемо за формулою

$$S_B = H_B B_B [m^2], \quad (5.3)$$

де  $H_B, B_B$  – висота та ширина світлового прорізу у покритті відповідно, м.

Площа стелі рівна площі підлоги і визначається за формулою

$$S_{стелі} = S_{\Pi} = L_{\Pi} B_{\Pi} [m^2], \quad (5.4)$$

де  $L_{\Pi}, B_{\Pi}$  – довжина та ширина підлоги відповідно, м.

Знайдемо загальний коефіцієнт світлопропускання за формулою:

$$\tau_3 = \tau_1 \tau_2 \tau_3 \tau_4 \tau_5, \quad (5.5)$$

де  $\tau_1$  – коефіцієнт світлопропускання матеріалу;

$\tau_2$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у віконній рамі;

$\tau_3$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у несучих конструкціях (при боковому освітленні  $\tau_3 = 1$ ; при верхньому –  $\tau_3 = 0,8-0,9$ );

$\tau_4$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у сонцезахисних пристроях;

$\tau_5$  – коефіцієнт, що враховує втрати світла у захисній сітці, яка встановлюється під ліхтарями (при суміщеному освітленні приймається рівним 0,9; при природному 1).

Для одинарного остіклення вибираємо  $\tau_1 = 0,9$ . Для дерев'яного виду віконних рам  $\tau_2 = 0,75$ . Для верхнього освітлення приймаємо  $\tau_3 = 0,85$ . Оскільки сонцезахисні пристрої не використовуються, то приймаємо  $\tau_4 = 1$ . Для природного освітлення приймаємо  $\tau_5 = 1$ .

Підставляючи відомі значення у формули (5.3, ..., 5.5) отримаємо

$$S_B = 2,0 \cdot 2,0 = 4 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$S_{стелі} = S_{\Pi} = 6 \cdot 4 = 24 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$\tau_3 = 0,9 \cdot 0,75 \cdot 0,85 \cdot 1 \cdot 1 = 0,57.$$

Приймаємо коефіцієнт запасу  $K_3 = 1,3...1,5 = 1,4$ .

Для визначення коефіцієнту  $r_1$  необхідно знайти середній коефіцієнт відбиття приміщення за формулою:

$$\rho_{CP} = \frac{\rho_{стелі} S_{стелі} + \rho_{стін} S_{стін} + \rho_{\Pi} S_{\Pi}}{S_{стелі} + S_{стін} + S_{\Pi}}, \quad (5.6)$$

де  $\rho_{стелі}$ ,  $\rho_{стін}$ ,  $\rho_n$  – коефіцієнти відбиття стелі, стін та підлоги відповідно;

$S_{стелі}$ ,  $S_{стін}$ ,  $S_n$  – площа стелі, стін, та підлоги відповідно, м<sup>2</sup>.

Приймаємо  $\rho_{стелі} = 0,725$ ;  $\rho_{стін} = 0,7$ ;  $\rho_n = 0,25$ .

Площу стін визначимо за формулою

$$S_{стін} = H_{стіни}(2L_{П} + 2B_{П}) \text{ [м}^2\text{]}, \quad (5.7)$$

де  $H_{стіни}$  – висота стіни, м.

Підставляючи відомі значення у формули (5.7, 5.6) отримаємо

$$S_{стін} = 3,4 \cdot (2 \cdot 6 + 2 \cdot 4) = 68 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$\rho_{ср} = \frac{0,725 \cdot 24 + 0,7 \cdot 68 + 0,25 \cdot 24}{24 + 68 + 24} = 0,612.$$

Для визначення коефіцієнту  $r_1$  необхідно також визначити співвідношення

$$B_n/h; l/B_n; L_n/B_n, \quad (5.8)$$

де  $h$  – висота від рівня умовної робочої поверхні до верхнього краю світлового прорізу у покритті, м;

$l$  – відстань розрахункової точки до зовнішньої стіни, м.

Визначимо висоту від рівня умовної робочої поверхні до верхнього краю світлового прорізу у покритті за формулою:

$$h = H_{стіни} - h_p - (H_{стіни} - H_B - h_{П}) = H_B + h_{П} - h_p \text{ [м]}, \quad (5.9)$$

де  $h_p = 0,8$  м – висота робочої поверхні.

Розрахункову точку приймаємо на відстані 1 м від стіни, протилежної від світлового прорізу у покритті

$$l = B_n - 1 \text{ [м]}. \quad (5.10)$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.10, 5.11) отримаємо

$$l = 4 - 1 = 3 \text{ (м)};$$

$$h = 2,0 + 0,8 - 0,8 = 2 \text{ (м)}.$$

Отже, співвідношення, необхідні для визначення коефіцієнту  $r_1$  дорівнюють  $B_n/h = 4 / 2 = 2$ ;  $l/B_n = 3 / 4 = 0,75$ ;  $L_n/B_n = 6 / 4 = 1,5$ .

За отриманими значеннями і величиною  $\rho_{cp}$  вибираємо коефіцієнт  $r_1 = 5,93$ . Світлову характеристику світлових прорізів у покритті вибираємо за значеннями співвідношень  $L_n/B_n$ ;  $B_n/h$ , для яких  $\eta_B = 12,1$ .

Оскільки конфронтуючі будинки відсутні, то  $K_{БВД} = 1$ .

Отже, розрахункове значення коефіцієнта природної освітленості становить

$$e_n = \frac{2 \cdot 4 \cdot 0,57 \cdot 5,93 \cdot 100}{1,4 \cdot 12,1 \cdot 24 \cdot 1} = 6,651 \text{ (\%)}. \quad (5.11)$$

Оскільки  $e_n = 6,651 \text{ \%} > e_N = 4,25 \text{ \%}$ , то природна освітленість в даному приміщенні є достатньою.

### 5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого устаткування використовується обладнання, робота якого генерує шум та вібрацію, потрібно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Визначено, що приміщення, де проводиться робота з дослідження псевдовипадкових послідовностей в широкосмугових системах доступу може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється вентиляторами блоку живлення ЕОМ і кулерами мікропроцесора, відеоадаптера.

З метою попередження травмування працюючих під дією шуму він підлягає нормуванню. Головним нормативом з питань виробничого шуму, діючим в нашій країні, є [5], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у виробничих приміщеннях не мають перевищувати значень, які наведено у таблиці Х.5 додатку Х. Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці Х.6 додатку Х для локальної вібрації.

З метою поліпшення віброакустичного клімату в приміщенні передбачено такі заходи: оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання; передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

#### 5.1.4 Виробничі випромінювання

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

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регульовальних пристроїв не повинні перевищувати  $7,74 \cdot 10^{-12}$  Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) згідно [14].

Для забезпечення захисту та досягнення нормованих рівнів випромінювань потрібно застосовувати приєкранні фільтри, локальні світлофільтри та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат.

## 5.2 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.

### 5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Розміщення робочих місць, оснащених ЕОМ здійснюється в приміщеннях з однобічним розташуванням світлових отворів, які обов'язково повинні бути обладнані сонцезахисним засобами: шторами та жалюзьями [7].

У випадку розміщення робочих місць у приміщеннях з джерелами небезпечних та шкідливих промислових факторів, вони повинні розміщатись у повністю 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 як  $20 \text{ м}^3$ , а висота – не менше  $3,2 \text{ м}$  [8].

Поверхня підлоги має бути рівною, без вибоїн, не слизькою, мати антистатичні властивості, зручною для вологого прибирання. Забороняється використовувати для оздоблення інтер'єру полімерні матеріали, які забруднюють повітря шкідливими хімічними речовинами та сполуками.

### 5.2.2 Електробезпека

Основними причинами ураження електричним струмом в даному приміщенні можуть бути: робота під напругою під час проведення ремонтних робіт, несправність устаткування, випадкове торкання до металевих частин, які опинилися під напругою або струмоведучих частин. У відповідності до [9] це приміщення відноситься до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності високої (більше 75 %) відносної вологості. Через це безпека експлуатації електрообладнання повинна забезпечуватись комплексом заходів, які включають використання ізоляції струмовідних частин, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [10].

### 5.2.3 Пожежна безпека

Згідно [11] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження псевдовипадкових послідовностей в широкосмугових системах доступу, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці Х.7. В таблиці Х.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [12].

### 5.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Дослідження безпеки роботи широкопугової системи доступу в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

В даній частині розділу необхідно провести дослідження безпеки роботи широкопугової системи доступу в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу.

Вплив радіації приводить як до оборотних, так і необоротних змін електричних властивостей інтегральних схем. Оскільки такі зміни можуть приводити до відмов електронних підсистем, значні зусилля останнім часом направляються на розробку методів, що дозволяють уникнути погіршення параметрів мікроелектронного обладнання при опроміненні. У багатьох випадках вирішувати цю проблему доцільно шляхом застосування радіаційно-стійких приладів [21].

Основні наслідки впливу опромінення на електронні пристрої – іонізація і зсув атомів. Вони викликають різні зміни в напівпровідникових приладах.

В опроміненому кремнії можуть зустрічатися різні типи дефектів. Елементарні дефекти іноді називають точковими або ізольованими. Можливе виникнення областей з більшим числом досить близько розташованих дефектів. Така область називається кластером дефектів або каскадом зсувів. Згідно з фізикою напівпровідників, атоми домішки в решітках кремнію мають дискретні рівні енергії, які лежать у забороненій зоні між мінімумом зони провідності й максимумом валентної зони. Порушення періодичності атомної решітки може привести до виникнення деяких рівнів енергії в забороненій зоні. До їхньої появи



призводять, зокрема, радіаційні дефекти, і саме ці дефектні стани або центри впливають на електричні властивості напівпровідникових приладів, що може призвести до відказів системи в цілому. Тому є необхідним провести дослідження стійкості роботи широкопasmової системи доступу саме при впливах іонізуючих випромінюваннях та електромагнітному імпульсі.

5.3.1 Дослідження безпеки роботи широкопasmової системи доступу в умовах дії іонізуючих випромінювань

За критерій безпеки роботи широкопasmової системи доступу в цих умовах приймається таке максимальне значення рівня радіації елементної бази, при якому в елементній базі можуть виникнути зміни, але система ще буде працювати з необхідною якістю. Максимально допустимі значення потужності дози елементів широкопasmової системи доступу наведені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 - Максимально допустимі потужності дози широкопasmової системи доступу.

К	Бло	Елементи блоків системи доступу	$P_{гр,i}(P/год)$	$P_{гр}(P/год)$
	БЖ	Транзистори КТ3102В	$10^5$	$10^4$
		Діоди загального призначення S1M	$10^5$	
	БП	Конденсатори SMD1206 Inf, 16V	$10^6$	
		Резистори SMD1206 0,125 - 10кОм	$10^6$	
П	БК	Мікросхеми PIC16F877	$10^4$	
		Діелектрики GTP15	$10^4$	

1. За мінімальним значенням  $r_{гр}$  (див. табл. 5.1) межа стійкості  $r_{гр}$  роботи системи складає  $r_{гр} = 10^4$  (Р/год).

2. Для дослідження безпеки роботи ширококугової системи доступу визначається граничне значення потужності дози гамма-випромінювання ( $P_{гр}$ ) за наступною формулою:

$$P_{гр} = K \times p_{гр} \times K_{пос}, \quad (5.1)$$

де:  $K$  – коефіцієнт надійності,  $K = 0,9..0,95$ ;

$r_{гр}$  – рівень радіації, що відповідає початку зворотних змін найменш стійкого елемента;

$K_{пос}$  – коефіцієнт послаблення радіації ( $K_{пос} = 2$ ),

$$P_{гр} = 0,94 \times 10^4 \times 2 = 1,88 \times 10^4 \text{ (Р/год)},$$

1. З вище наведених розрахунків можна зробити висновок, що безпека в умовах дії іонізуючих випромінювань буде забезпечуватись, якщо радіація в умовах експлуатації не перевищуватиме  $P_{гр} = 1,88 \times 10^4$  (Р/год).
2. Розрахуємо допустимо максимальний час перебування приладу на території в умовах дії іонізуючих випромінювань та ЕМІ:

$$D_{.м} = \frac{2P_{гр}(\sqrt{t_K^2} - \sqrt{t_{II}^2})}{1}, \quad (5.2)$$

де:  $t_{доп} = 12,342 \times 10^3$  (год).

Отже, ширококугова система доступу буде працювати безпечно в умовах іонізуючих випромінювань.

5.3.2 Дослідження безпеки роботи ширококугової системи доступу в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початкові дані: напруга живлення:  $U_{.жс} = 12В$ ; максимальна довжина

горизонтальної струмопровідної частини електричної принципової схеми:

$$l_B = 3,4 \text{ м.}$$

В якості показника стійкості елементів системи до дії електромагнітного імпульсу використовують коефіцієнт безпеки [20]:

$$K_\sigma = 20 \lg \frac{U_\sigma}{U_{B(\Gamma)}} \geq 40 [\text{дБ}], \quad (5.3)$$

де  $U_\sigma$  - допустиме коливання напруги живлення;

$U_{B(\Gamma)}$  - напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних системах.

Спочатку визначається допустиме коливання напруги живлення:

$$U_\sigma = U_{\text{жс}} + \frac{U_{\text{жс}}}{100} \cdot N, \quad (5.4)$$

де  $N$  - допустимі коливання (приймається  $N = 5\%$ )

Шляхом підстановки числових даних в (5.4) отримується:

$$U_\sigma = 12 + \frac{12}{100} \cdot 5 = 12,6 (\text{В}).$$

Визначається максимально очікувана напруга в горизонтальних лініях [20]:

$$U_B = \frac{U_\sigma}{10^{\frac{K}{20}}} \quad (5.5)$$

Після підстановки числових даних:

$$U_B = \frac{12,6}{10^{\frac{40}{20}}} = 0,126 (\text{В}).$$

З формули визначається горизонтальна складова напруженості електричного

поля [21]:

$$U_B = E_\Gamma \cdot l_B. \quad (5.6)$$

Отже,  $E_\Gamma$  визначається:

$$E_\Gamma = \frac{U_B}{l_B}. \quad (5.7)$$

Після підстановки числових даних в формулу (5.6):

$$E_\Gamma = \frac{1,26}{3,4} = 0,37 (В / м).$$

Вертикальна складова напруженості електричного поля визначається з формули [21]:

$$E_\Gamma = 10^{-3} \cdot E_B. \quad (5.8)$$

Тоді  $E_B$  буде:

$$E_B = 0,37 \cdot 1000 = 370 (В / м).$$

Це значення вертикальної складової напруженості електромагнітного поля можна вважати граничним, до якого гарантується безпечна робота широкопугової системи доступу.

#### 5.4 Висновки

Отже, в даному розділі було проведено дослідження безпеки роботи широкопугової системи доступу при дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу. Як видно з отриманих результатів, широкопугова система доступу є стійкою до дії іонізуючих випромінювань.

Згідно з виконаними розрахунками безпека роботи широкопугової системи доступу в умовах дії електромагнітного імпульсу можлива при напруженості вертикальної складової електричного поля  $E_B < 370$  В/м.

### Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення попереднє КПО для верхнього природного освітлення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження псевдовипадкових послідовностей в широкопугових системах доступу, безпека в надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

В процесі виконання магістерської кваліфікаційної роботи було досліджено псевдовипадкові послідовності в широкосмугових системах доступу. Принцип роботи даної системи полягає у розширенні спектра передачі сигналу, збільшуючи таким чином завадо-захищеність інформації, яка передається по каналу передачі, від низькочастотних і високочастотних завад. Широкосмугові системи на псевдовипадкових послідовностях можна часто побачити у професійній радіоелектроніці.

Псевдовипадкові послідовності генерують алгоритм, в якому використовується певне вихідне (або початкове) число. Алгоритм є детермінований, тому що генеруючі числа не є статистично випадковими. У той же час при досить хорошому алгоритмі отримана послідовність чисел успішно пройде багато розумних тестів на випадковість, подібні числа часто називають псевдовипадковими. Важливим є те, що передбачити послідовність без знання алгоритму і початкового числа неможливо.

Для отримання оптимальної структурної схеми було розглянуто та досить детально проаналізовано декілька структурних схем. Усі елементи розробленої структури максимально прості, уніфіковані та сучасні.

В електричному розрахунку було проведено дослідження псевдовипадкових послідовностей. Результати розрахунків підтвердили можливість реалізації необхідних функцій.

Моделювання в графічному редакторі САПР підтвердило правильність проведених електричних розрахунків.

В розділі "Безпека життєдіяльності" проаналізовані умови праці робітників, визначені необхідні санітарні норми і правила, яких потрібно дотримуватись при роботі на заданій ділянці. Було проведено розрахунок системи вентиляції, пожежної безпеки і т.д.

В економічному розділі досліджено технологічний аудит результатів проведених наукових досліджень, а також розрахунок витрат на проведення наукових досліджень.

## СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Вильям Столингс “Беспроводные линии связи и сети”- Вильямс, 2003.- 864 с.
2. Джон Прокис “Цифровая связь” Пер с англ./Под ред. Д.Д. Кловского.- М. Радио и связь. 2000.-800 с.: ил.
3. Бернад Скляр “Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применения”. Изд. 2-е, испр.: Пер с англ.- М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003.- 1104 с.: ил.- Паралл. аит. англ.
5. Феер К. “Беспроводная цифровая связь”- Радио и связь, 2000.-520с
6. Шахнович И. “Современные технологии беспроводной сети”- Техносфера, 2006.
7. DIX094 Dixon R. Spread Spectrum Systems with Commercial Applications. — New York: Wiley, 1994
8. PETE95 Peterson R., Ziemer R., Borth D. Introduction to Spread Spectrum Communications. — Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.
9. Кардашев Г.А. Моделирование на персональном компьютере. – М.: Телеком, 2003. – 284 с.
10. В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распопов. Сети и системы беспроводного доступа. - М.: Экотрендз, 2005, 381 с.
11. Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей / Уклад. В. В. Кухарчук, О. Г. Ігнатенко, Р. Р. Обертах. – Вінниця: ВДТУ, 2002.
12. Марчук Л. А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи ВАС, 1991, 136 с.
13. Поповский В. В., Коляденко Ю. Ю. Методы адаптивной компенсации сосредоточенных помех в задачах приема полезных сигналов в спутниковых системах связи. / Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2002. № 1. С.97- 102.
14. Скалин Ю.В., Бернштейн А.Г., Финкевич А.Д. Цифровые системы передачи: Учебник для техникумов. – М.: Радио и связь, 1988. – 272 с.
15. Справочник по интегральным микросхемам. Под ред. Тарабрина Б.В. - 2е изд. – М.: Энергия, 1980.
16. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Горюнова Н.Н. – 4е изд. – М.: Энергия, 1977.
17. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с., ил.
18. Зубчук В.И. и др. Справочник по цифровой схемотехнике. – К.: Техника, 1990. – 448с.
19. Жураковский Ю.П., Назаров В.Д. Каналы связи. – К.: Высшая школа, 1985. – 232 с.
20. Нефёдов А.В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник. Т5.-М.: КубК-а; 1997. - 608 с.

21. Атаев Д.И., Болотников В.А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры.- М.: Издательство МЭИ, 1992.- 240с.
22. Цифровой зв'язок: довідник / І.П. Панфілов, В.К. Стеклов, М.А. Бірюков та ін., Під ред. д-ра техн. наук. В.К. Стеклова. - К.: техніка, 1992, - 230с. мова рос.
23. Аванесян Г.Р., Левшин В.П. Интегральные микросхемы ТТЛ, ТТЛШ: Справочник. – М.: Машиностроение, 1993. – 256с.
24. Кичак В.М., Бортник Г.Г., Семенюк О.А. Засоби оргтехніки та зв'язку. Навч. посібник. – Вінниця: ВДТУ. 2001. – 151с.
25. 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.).
26. Козловський В. О. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. – Вінниця: ВНТУ, 2012.
27. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2003. – 75 с.
28. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
29. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
30. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
- 31.Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
31. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвук та інфразвук.
32. ДСН 3.3.6.039 99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
33. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
34. 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.



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  
ПСЕВДОВИПАДКОВІ ПОСЛІДОВНОСТІ В ШИРОКОСМУГОВИХ  
СИСТЕМАХ ДОСТУПУ  
08-34.МКР.006.00.000 ТЗ

Керівник роботи  
к.т.н., проф. кафедри ТКСТБ ВНТУ  
Барась С.Т.

Виконавець: ст. гр. АРЗ-18м  
Котик О.М.

Вінниця-2019

## 1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

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

Дата початку роботи: 02.09.2019 р.

Дата закінчення: 09.12.2019 р.

## 2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

*Метою* даної магістерської кваліфікаційної роботи є розробка методів та засобів формування псевдовипадкових послідовностей для їх ефективного використання в технологіях широкосмугового доступу.

*Задачами* магістерської кваліфікаційної роботи є:

- розробка технічного завдання;
- аналіз структури псевдовипадкових послідовностей;
- дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей;
- дослідження методів ефективного використання псевдовипадкових послідовностей в технологіях широкосмугового доступу;
- синтез та моделювання кодових послідовностей Голда, Касамі, М-послідовностей, Баркера.

*Об'єкт дослідження* є процеси формування випадкових та псевдовипадкових послідовностей у широкосмугових системах доступу.

*Предмет дослідження* є завадостійкість сигналів з розширеним спектром та ефективність вирішення проблеми конфіденційності при використанні псевдовипадкових наборів для широкосмугових систем.

*Основними завданнями* роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;
- аналіз псевдопослідовностей та широкосмугових систем;
- побудова формувачів ПВП;

- дослідження широкосмугових технологій на основі ПВП;
- комп'ютерне моделювання;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

### 3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Робота базується на результатах бакалаврської дипломної роботи “Широкосмугові системи на псевдовипадкових послідовностях”, яка виконувалась у ВНТУ у 2018р. Під час підготовки магістерської кваліфікаційної роботи будуть використані матеріали цієї БДР.

Список використаних джерел розробки:

3.1 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение / Бернард Скляр ; [пер. с англ]. – М.: Изд. Дом “Вильямс”, 2003. – 1104с.

3.2 Вильям Столингс “Беспроводные линии связи и сети”- Вильямс,2003.- 864 с.

3.3 Джон Прокис “Цыфровая связь” Пер с англ./Под ред. Д.Д. Кловского.- М. Радио и связь.2000.-800 с.: ил.

3.4 Бернард Скляр “Цыфровая связь. Теоретические основы и практическое приминения”. Изд. 2-е, испр.: Пер с англ.- М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003.- 1104 с.: ил.- Парапл. аит. англ.

3.5 Феер К. “Беспроводная цифровая связь”- Радио и связь,2000.-520с

3.6 Шахнович И. “ Современные технологии беспроводной сети”- Техносфера,2006.

3.7 DIX094 Dixon R. Spread Spectrum Systems with Commercial Applications. — New York: Wiley, 1994

3.8 PETE95 Peterson R., Ziemer R., Borth D. Introducton to Spread Spectrum Communications. — Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.

3.9 Кардашев Г.А. Моделирование на персональном компьютере. – М.: Телеком, 2003. – 284 с.

3.10 В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распопов. Сети и системы беспроводного доступа. - М.: Экотрендз, 2005, 381 с.

3.11 Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей / Уклад. В. В. Кухарчук, О. Г. Ігнатенко, Р. Р. Обертах. – Вінниця: ВДТУ, 2002.

3.12 Марчук Л. А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи ВАС, 1991, 136 с.

3.13 Поповский В. В., Коляденко Ю. Ю. Методы адаптивной компенсации сосредоточенных помех в задачах приема полезных сигналов в спутниковых системах связи. / Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2002.№ 1.С.97- 102.

3.14 Положення про кваліфікаційну роботу у Вінницькому національному технічному університеті / Уклад. О. Н. Романюк, Р. Р. Обертюх, Т. О. Савчук, Л. П. Громова – Вінниця : ВНТУ, 2015 – 27 с.

3.15 Кухарчук В.В., Ігнатенко О.Г., Обертюх Р.Р. Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей.- В.: ВДТУ, 2002.

3.16 Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – В.: ВДТУ, 2003.

3.17 ДСТУ 3008-2015. Інформація та документація, звіти у сфері науки і техніки.- К.: ДП «УкрНДНЦ», 2016.

3.18 Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Э.Т.Романьчевой.- М: Радио и связь, 1989.

3.19 Бортник Г.Г., Васильківський М.В. Методичні вказівки до підготовки магістерських кваліфікаційних робіт для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» усіх форм навчання.- Вінниця:ВНТУ, 2018.- 50 с.

#### 4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи АРЗ-18м Котик О.М.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати дослідження широкосмугової системи на псевдовипадкових послідовностях.

5.1 Ширина смуги інформаційного сигналу, кГц	200;
5.2 Діапазон зміни співвідношення сигнал/шум, дБ	0..10
5.3 Потужність передавача, Вт	0,5
5.4 Радіус роботи, км	10
5.5 Розрядність послідовності	10
5.6 Бітова помилка	$10^{-6}$

#### 6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	02.09.2019 р.	06.09.2019р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки (ТЕО)	09.09.2019 р.	13.09.2019р.	Розроблене ТЕО	Вступ. Розділ 1.
3.	Аналіз псевдопослідовностей та широкосмугових систем	16.09.2019 р.	04.10.2019р.	Проведений аналіз	Розділ 2
4.	Побудова формувачів ПВП	07.10.2019 р	25.10.2019р.	Побудова ПВП	Розділ 3

5.	Широкопосмугові технології на основі ПВП	28.10.2019 р.	08.11.2019р.	Дослідження та аналіз	Розділ 4
6.	Аналіз економічної ефективності	11.11.2019 р.	15.11.2019р.	Економічна частина МКР	Розділ 5
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	18.11.2019 р.	22.11.2019р.	Частина ОП та БНС	Розділ 6
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	25.11.2019 р.	29.11.2019р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Нормоконтроль, попередній захист, рецензування МКР	02.12. 2019р.	06.12.2019р.	Позитивні відзиви	Відзив. рецензія
10.	Захист МКР ЕК		09.12. 2019р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

## 7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- структура системи передачі дискретних повідомлень;
- формувачі ПВП;
- економічна частина МКР;
- розділ ОП та БНС;

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі телекомунікацій:

- в дисципліні «Цифрова обробка сигналів».

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується ефективність використання псевдовипадкових послідовностей в технологіях широкопосмугового доступу.

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

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

## 9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

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

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

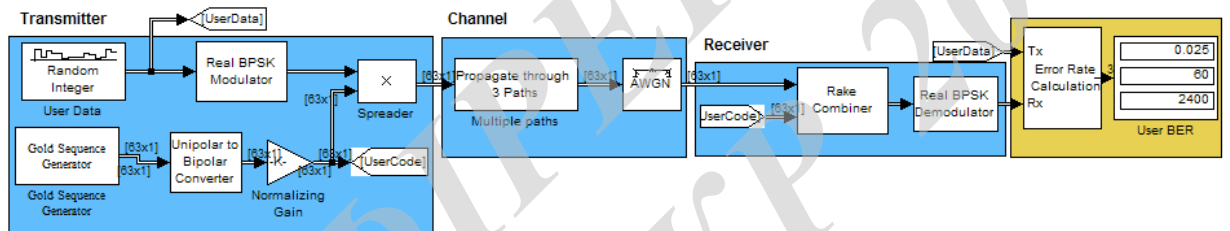
## 10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- техніко-економічне обґрунтування розробки;
- структура системи передачі дискретних повідомлень;
- формувачі ПВП;
- економічна частина МКР;
- розділ ОП та БНС;

## 11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

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



ВНТУ ФІЗИКА  
ТКСТЬ МКР 2019



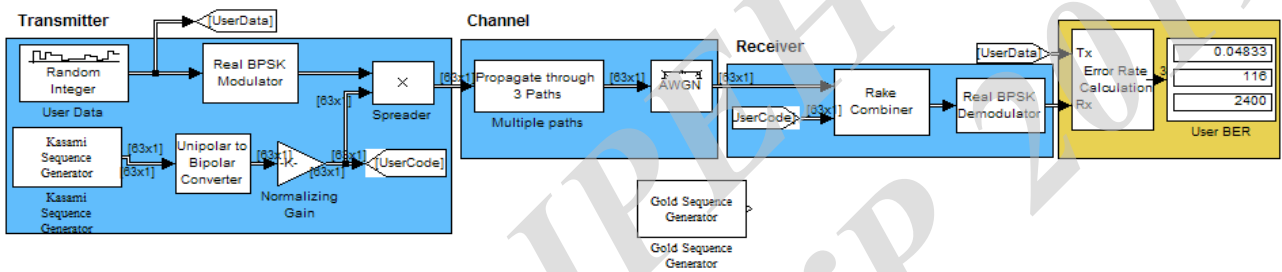
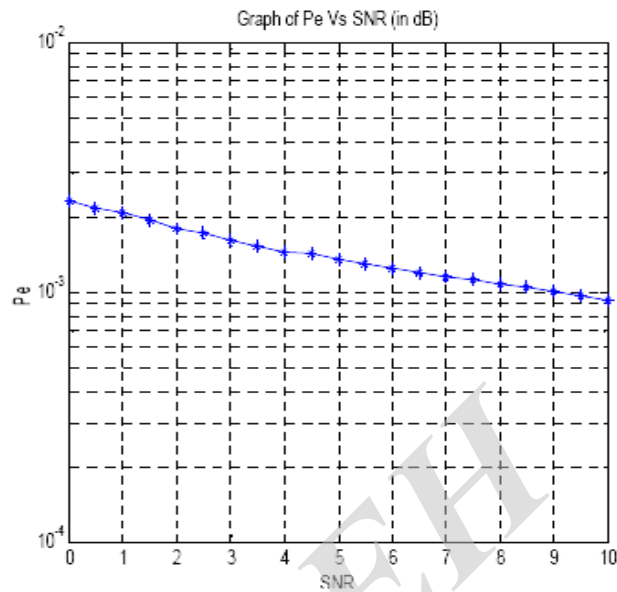
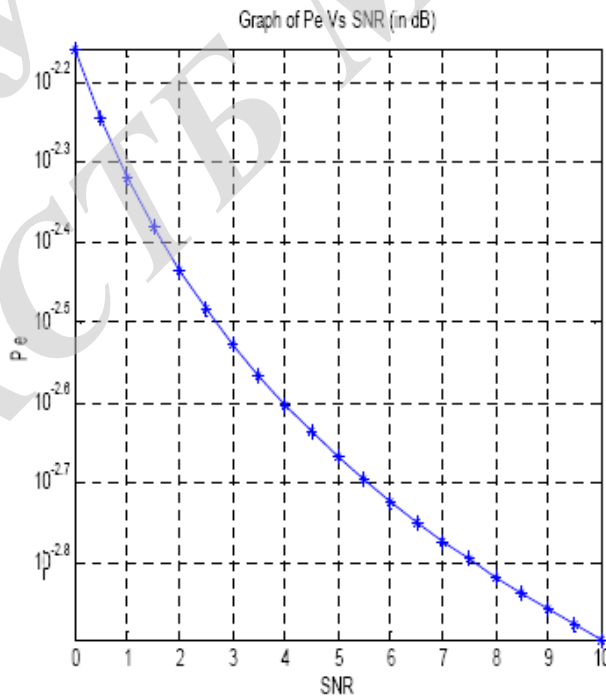


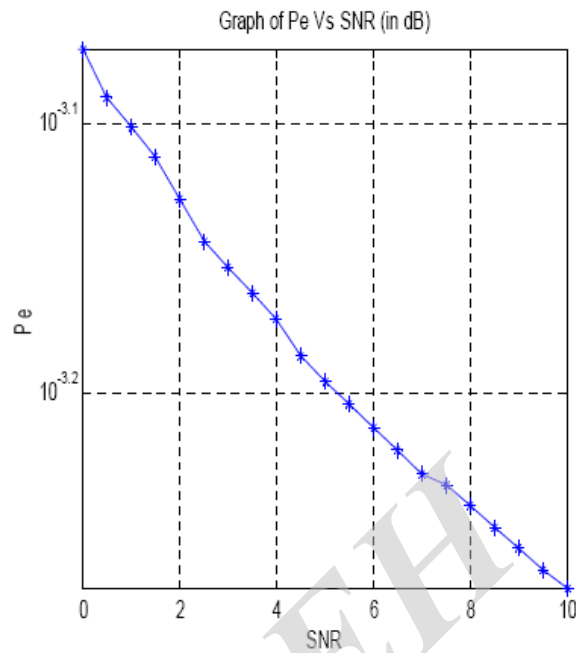
Схема розширення спектру за допомогою послідовностей Касамі



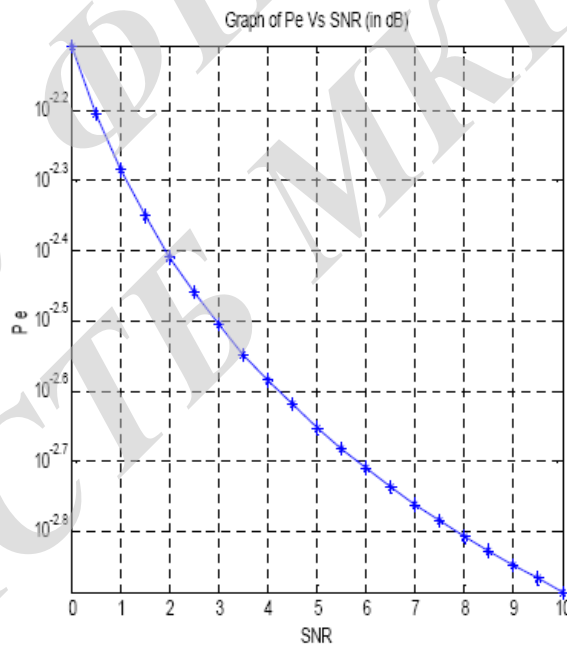
Послідовності ПШ закодованого переданого сигналу через канал AWGN без виявлення і корекції помилок коду



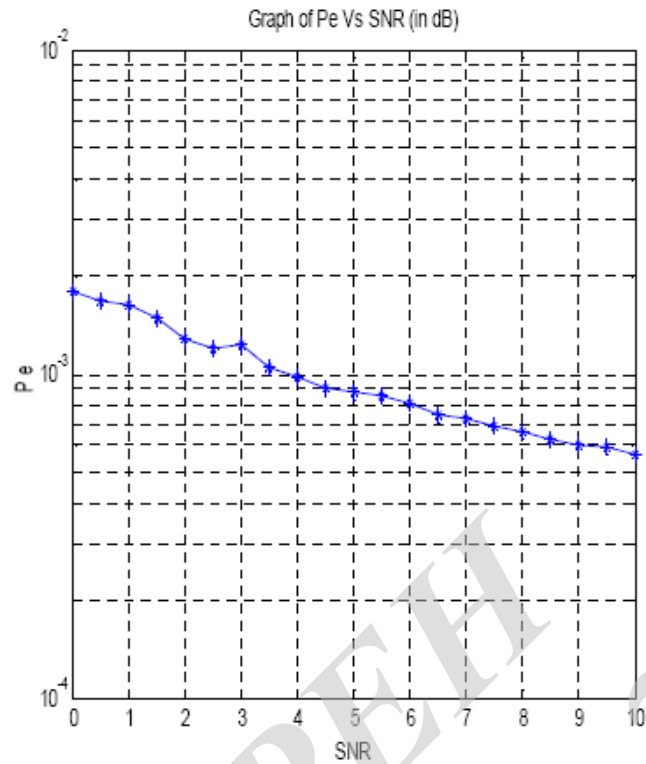
Код ПШ послідовності переданого сигналу через канал з AWGN кодом Хеммінга



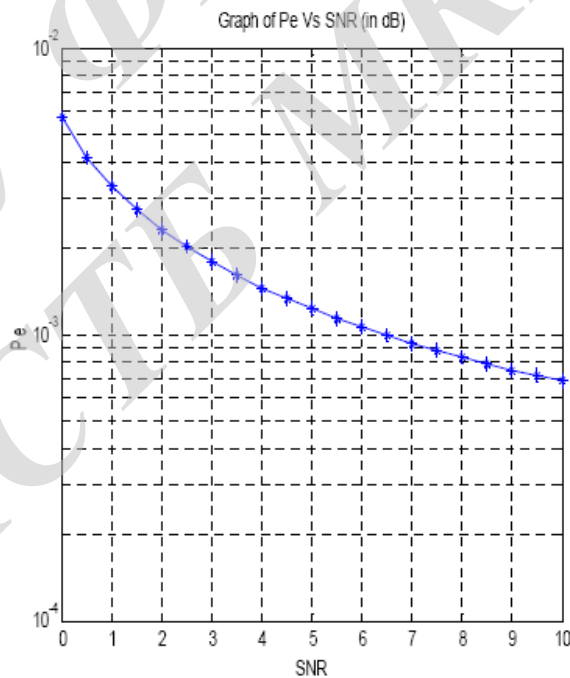
Код Адамара – Уолша переданого сигналу через канал AWGN без виявлення і корекції помилок коду



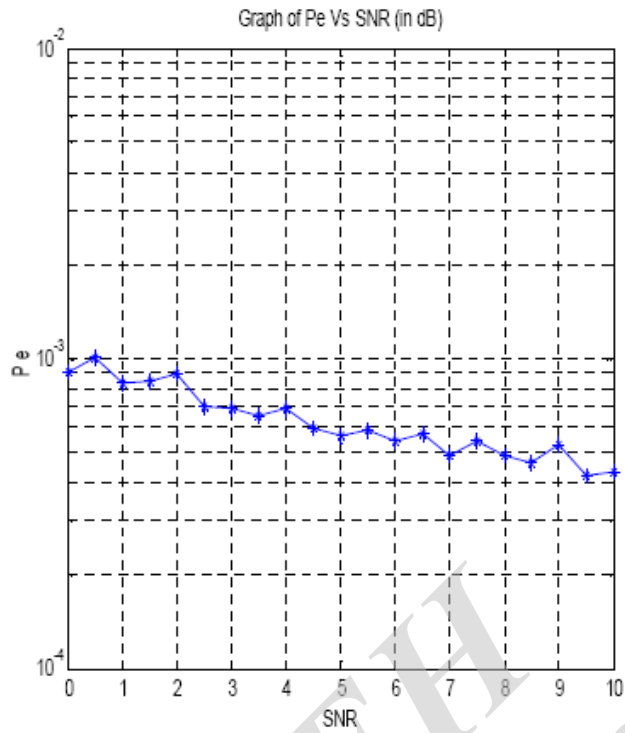
Код Адамара - Уолша переданого сигналу через канал з AWGN кодуванням Хеммінга



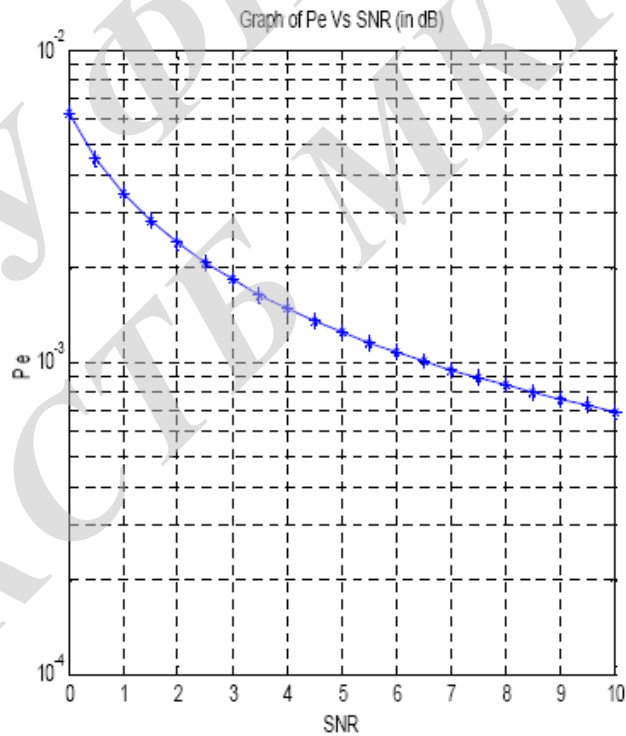
Послідовності ПШ закодованого переданого сигналу через канал без згасання виявлення і корекції помилок коду



Послідовності ПШ закодованого переданого сигналу через канал з згасанням коду Хеммінга



Код Адамара-Уолша закодованого переданого сигналу через канал без згасання виявлення і корекції помилок коду



Код Адамара-Уолша закодованого переданого сигналу по каналу із згасанням коду

Додаток Д  
(Обов'язковий)

Блок-схема передачі голосу по прямому каналу зв'язку

ВНТУ ФІРЕН  
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Е

(Обов'язковий)

Блок-схема передачі голосу по зворотному каналу зв'язку

ВНТУ ФІРЕН  
ТКСТЬ МКР 2019

### Допустимі показники мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іа	21-25	18-26	75	≤0,1
Теплий		22-28	20-30	55 при 28°С	0,1-0,2

### Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [4]

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

### Число іонів у 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

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



Нормовані значення КПО і мінімальні освітленості для штучного освітлення

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізн., мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Штучне освітлення, ЛК		Природне освітлення (верхнє), КПО, %	Природне освітлення (бокове), КПО, %	Суміщене освітлення (бокове), КПО, %
						При комбінованому освітленні	При загальному освітленні			
Високої точності	0,3-0,5	III	г	великий	середній	400	200	5	2	1,2

Допустимі рівні шуму 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

Нормовані рівні вібрації

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

### Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення

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
2	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M0	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M0	REI 15 M0	R 30 M0

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.

### Протипожежні норми проектування будівель і споруд

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуйоволу	Відстань між будівлями та спорудами, м, при ступені їх			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м <sup>2</sup> , для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I, II	III	IV, V		1	2	3 і більше
до 15	B	2	10	60	40	110	9	9	12	8	не обмежується		