

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет Інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до бакалаврської дипломної роботи на тему:

«АЛГОРИТМИ ФІЛЬТРАЦІЇ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ»

Виконав: студент 2 (4)-го курсу, групи ТКР-22мс,
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Буданевич О.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

«12» 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ

Михалевський Д.В.
(прізвище та ініціали)

«12» 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осалчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«13» 06 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

Олександр ОСАДЧУК

2024 року

ЗАВДАННЯ

НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Буданевичу Олексію Вячеславовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Алгоритми фільтрації шумоподібних сигналів систем радіозв'язку»

керівник роботи Семенов Андрій Олександрович, д.т.н., проф., проф. каф. ІРТС

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "11" 03 2024 року № 80

2. Строк подання студентом роботи 07 06 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: діапазони частот 828...821 МГц, 873...876 МГц і 2400...2483,5 МГц; потужність випромінювання 100 мВт; відношення сигнал/шум 60 дБ; швидкість передачі інформації 8 Мбіт/с; відстань передачі інформації – не менше 300 м; енергетичний фактор шумоподібних сигналів не менше 19,8 дБ, база шумоподібних сигналів не менше 100.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Характеристики шумоподібних сигналів. Практичне використання шумоподібних сигналів. Завадостійке кодування. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки..

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Схема модуляції даних псевдовипадкової послідовності довжиною в 15 елементів. Розподіл потужності ШПС по частоті для довжини коду 128. Блок-схема приймача ШПС. Функціональна схема генератора лінійної рекурентної послідовності. Структурна схема формування складного сигналу в мобільній станції. Структура приймального пристрою з АНФ. Ймовірність розпізнавання m-значних комбінацій ПСП при $\pi_{ij}=0.95$. Ймовірність розпізнавання m-значних комбінацій ПСП при $\pi_{ij}=1.0$. Перешкоди та їх джерела. Класифікація заважаючих впливів в лініях зв'язку. Класифікація перешкодостійких кодів. Сфери декодування. Залежність нижньої межі допустимих значень x від m (суцільна лінія) і залежність відносної надмірності від m (пунктирна лінія).

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професо, професор каф. ІРТС Семенов А.О.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 12.03.2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР	14.02.2024-28.02.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2024-10.03.2024	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БДР.	11.03.2024-31.03.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.04.2024-06.05.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	07.05.2024-18.05.2024	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2024-22.05.2024	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2024-28.05.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2024-05.06.2024	
9.	Нормоконтроль	06.06.2024-07.06.2024	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	08.06.2024-10.06.2024	
11.	Захист БДР ЕК	11.06.2024-17.06.2024	

Студент  Буданевич О.В.
(підпис)

Керівник роботи  Семенов А.О.
(підпис)

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Буданевич О.В. Алгоритми фільтрації шумоподібних сигналів систем радіозв'язку. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 110 с. Українською мовою. Бібліогр.: 20 . назв; Рис.: 19.

У бакалаврській дипломній роботі здійснено дослідження складних шумоподібних сигналів. Наведені типи шумоподібних сигналів та їх застосування в широкосмугових системах зв'язку. Виконаний аналіз характеристик шумоподібних сигналів, методів кодування, розглянуто адаптивну фільтрацію сигналу. Здійснено аналіз схеми адаптивного фільтра. Розглянуто завадостійке кодування в загальному вигляді, а також детально з використанням коду Хемінга.

Ключові слова: алгоритм, фільтрація, шумоподібні сигнали, широкосмуговий, система радіозв'язку.

ABSTRACT

Budanevych O.V. Algorithms for filtering noise-like signals of radio communication systems. Bachelor's thesis. - Vinnytsia: VNTU, 2024. 110 p. In Ukrainian. Bibliography: 20. titles; Figures: 19.

In his bachelor's thesis, he studied complex noise-like signals. The types of noise-like signals and their application in broadband communication systems are presented. The characteristics of noise signals, coding methods, and adaptive signal filtering are analysed. The adaptive filter circuit is analysed. The noise immune coding is considered in general and in detail using the Heminge code.

Keywords: algorithm, filtering, noise-like signals, broadband, radio communication system.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ	9
1.1 Можливості шумоподібних сигналів	10
1.2 Типи шумоподібних сигналів і їх застосування в широкосмугових системах зв'язку	12
1.3 Множинний доступ в системах зв'язку. Огляд системи з кодовим розділенням каналів	16
1.4 Додаткова модуляція, її значення	23
1.5 Формування спектру ШПС і методи його розширення.....	27
1.6 Діапазони частот техніки ШПС.....	31
1.7 Характер зв'язків, кореляція, регресія.....	33
1.8 Автокореляційна й взаємкореляційна функція.....	36
1.9 Формування М-послідовності.....	38
2 ПРАКТИЧНЕ ВИКОРИСТАННЯ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ	44
2.1 Стандарти CDMA. Принципи функціонування. Переваги, недоліки, ефективність	44
2.2 Адаптивна фільтрація шумоподібних сигналів на основі багатозначних псевдовипадкових послідовностей	49
3 ЗАВАДОСТІЙКЕ КОДУВАННЯ	56
3.1 Поняття перешкод та їх класифікація	56
3.2 Історія кодування, контролюючого помилки	56
3.3 Призначення кодів, контролюючих помилки.....	59
3.4 Загальні відомості про коди і системи кодованого зв'язку.....	60
3.5 Заваджаючі впливи в каналах зв'язку.....	65
3.6 Основні принципи перешкодостійкого кодування. Класифікація перешкодостійких кодів.....	69
3.7 Практика кодування.....	70
3.8 Код Хемінга.....	76
4 ОХОРОНА ПРАЦІ.....	86
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	86
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	89
4.3 Пожежна безпека.....	95
ВИСНОВКИ.....	98
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	99
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	101
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи.....	109

ВСТУП

Актуальність теми. Загальновідомо, що відмітною особливістю сучасного суспільства є його висока інформаційність. Завдяки успіхам радіо і мікроелектроніки в даний час створені настільки досконалі системи, про створення яких ще півстоліття назад можна було в кращому разі припускати. У ці системи вкладена краща наукова і інженерна думка, накопичена за все минуле століття. На щастя або на жаль, вони багато в чому визначають якість життя сучасної людини, оскільки доступ до більшості технічних новин має кожен охочий.

Новий перспективний напрямок в громадянському електрозв'язку - застосування складних шумоподібних (ШПС) сигналів в порівнянні із звичними вузькосмуговими телекомунікаційними системами - володіє рядом переваг.

Вже сьогодні область застосування техніки ШПС розповсюджується на бездротові локальні комп'ютерні мережі, стільниковий зв'язок (аж до глобальних інформаційних систем), персональні системи телекомунікацій. Ця техніка набуває все більш помітну вагу на шляху до інформаційного суспільства. Саме техніка ШПС багато в чому допоможе зробити доступним кожному в будь-якому місці у будь-який час обмінюватися мовними повідомленнями, відеоінформацією, передавати дані і т.д.

Аналіз сучасного стану розвитку науки та техніки за тематикою роботи. Основна задача будь-якої системи зв'язку - передача повідомлень від джерела інформації до споживача найекономічнішим чином. Звичайно в системах радіозв'язку для ефективної передачі інформації використовується відносно вузька смуга частот. Як відомо, перенесення інформації в радіочастотний діапазон здійснюється зміною (модуляцією) одного або декількох параметрів несучого ВЧ коливання. На приймальній стороні здійснюється зворотна операція - демодуляція.

Метод модуляції вибирають так, щоб звести до мінімуму дію перешкод і спотворень. Традиційні методи модуляції дозволяють максимально збільшити потужність на основній частоті і гранично звузити займану смугу частот. Зага-

льноприйнятим критерієм ефективності методу модуляції звичайно є оцінка концентрації потужності сигналу по спектру для заданої швидкості передачі інформації. Такий підхід представляється інтуїтивно правильним і відповідним здоровому глузду. Це прагнення знайшло, наприклад, свою реалізацію при переході від амплітудної модуляції (АМ) до односмугової (SSB). Придушення несучої і одну з бічних смуг дозволяє удвічі скоротити займану смугу частот в ефірі і сконцентрувати всю потужність передавача в одній бічній смузі. Схожим чином формується і телевізійний сигнал. Якщо уважно проаналізувати будь-яку традиційну систему передачі, можна побачити, що всі вони містять один модуляційний процес - несуче коливання модулюється передаваною інформацією.

У системах зв'язку з шумоподібними сигналами у світлі традиційного підходу може показатися несподіваним рух в строго протилежному напрямі - від вузькосмугових систем зв'язку до широкосмугових. У апаратурі ШПС завжди здійснюються два модуляційні процеси, один з яких призначений спеціально для значного розширення спектру. Проте при цьому системи зв'язку не тільки нічого не втрачають, але й отримують нові якості.

Системи, що використовують складні шумоподібні сигнали, застосовуються вже більше 50 років. Відомі переваги шумоподібних сигналів, такі як високий перешкодзахист по відношенню до вузькосмугових перешкод великої потужності, можливість розділення абонентів по кодовій ознаці, прихованість передачі, висока стійкість до багатопроменевого розповсюдження і навіть висока роздільна здатність при радіолокаційних і навігаційних вимірюваннях, зумовили їх використання в різних системах зв'язку і системах визначення місцеположення.

Метою роботи є дослідження алгоритмів фільтрації шумоподібних сигналів систем широкосмугового радіозв'язку.

Об'єктом дослідження є процес перетворення енергії спектрального складу електричних сигналів під час фільтрації шумоподібних сигналів систем широкосмугового радіозв'язку.

Предмет дослідження – частотні та часові параметри і характеристики сигналів під час фільтрації шумоподібних сигналів систем широкосмугового радіозв'язку.

Для досягнення поставленої мети в бакалаврській дипломній роботі розв'язуються наступні задачі:

- провести аналіз сучасних досягнень;
- обрати структурну схему пристрою;
- обґрунтувати структурну схему пристрою;
- здійснити аналіз математичної моделі пристрою;
- здійснити комп'ютерне моделювання;
- виконати розділ безпеки життєдіяльності.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: методи завадостійкого кодування; основних положень теорії функції комплексної змінної; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл; теорії комп'ютерного моделювання пристроїв і систем.

Наукова новизна одержаних результатів

Отримав подальший розвиток метод завадостійкого кодування шляхом розширення смуги частот амплітудно-частотного спектра.

Практичне значення одержаних результатів

Нова структурна схема пристрою кодування з використанням шумоподібних сигналів для широкосмугових систем радіозв'язку.

Структура і обсяг роботи. Бакалаврська дипломна робота складається зі вступу, 4 розділи, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ

Важливим параметром системи, що використовує шумоподібні сигнали, є виґраш сигнал/шум при обробці (processing gain). Виґраш при обробці (ВО) показує міру покращання відношення сигнал/шум при перетворенні отриманого приймачем шумоподібного сигналу в необхідний інформаційний сигнал. Ця процедура отримала назву стиснення або дерозподілення (despreading). Згідно класичного визначенню, ВО рівний

$$BO = 10 * \lg^* \left[\frac{C_K}{C_I} \right], \quad (1.1)$$

де C_K – частота проходження чіпів псевдовипадкової послідовності, чіп/секунду.

C_I – швидкість передачі інформації, біт/секунду.

За цим визначенням система, яка має швидкість передачі інформації 1 Мбіт/секунду і частоту проходження чіпів 11 Мчіп/секунду (це означає, що кожен біт інформації кодується псевдовипадковою послідовністю з 11 бітів), матиме ВО, рівний 10,41 дБ. Цей результат означає, що працездатність системи передачі інформації збережеться з тим же коефіцієнтом BER, якщо корисний сигнал на вході зменшиться на 10,41 дБ.

У звичайних комерційних шумоподібних радіомодемах, таких як Arlan, Wavelan, і ним подібних, найбільше значення часто наділяється швидкості передачі інформації, а не прихованості або завадостійкості. Оскільки інструкціями федеральної комісії по зв'язку в США (Federal Communication Comission) для таких пристроїв передбачено мінімальне значення ВО 10 дБ, а також виділена мінімально допустима ширина смуги частот одного каналу (що накладає обмеження на максимальну частоту проходження чіпів C_K , то довжина псевдовипадкової кодової послідовності повинна бути не менше 11 чіпів на біт. Якщо, збільшити довжину кодової послідовності до 64 чіпів на біт (це максимально

можлива довжина для широковідомого процесора ШПС Z87200 фірми Zilog), то при тій же частоті проходження чіпів 11 Мчіп/секунду, виграш при обробці буде $10Lg(64) = 18,06$ дБ, швидкість передачі інформації при цьому зменшиться в $64/11 = 5,8$ рази.

Щоб бути використаними в ШПС системі, кодові послідовності повинні володіти певними математичними і іншими властивостями, основними з яких є дуже хороші автокореляційні і взаємкореляційні властивості. Крім того, кодова послідовність повинна бути добре збалансована, тобто число одиниць і нулів в ній повинне відрізнятися не більше ніж на один символ. Остання вимога важлива для виключення постійної складової інформаційного сигналу.

DSSS приймач порівнює отриману кодову послідовність з точною її копією, що зберігається в пам'яті. Коли він виявляє кореляцію між ними, то переходить в режим прийому інформації, встановлює синхронізацію і розпочинає операцію декодування корисної інформації. Будь-які часткові кореляції можуть привести до помилкового спрацьовування і порушення роботи приймача, от чому кодова послідовність повинна володіти хорошими кореляційними властивостями. Розглянемо поняття кореляції детальніше.

1.1 Можливості шумоподібних сигналів

Багато десятиліть єдиним носієм або переносником інформації було синусоїдальне коливання, методи маніпуляції якого поступово удосконалювалися (амплітудна, частотна, фазова, відносна фазова). Поява техніки радіолокації і освоєння УКВ діапазонів привела до появи нового носія інформації у вигляді періодичної послідовності імпульсів з синусоїдальним заповненням. Імпульсна несуча породила цілу низку нових видів модуляції і маніпуляції (АІМ, ЧІМ, ШІМ і ін.) і призвела до створення принципово нових систем зв'язку. Характерним прикладом таких систем є багатоканальні системи зв'язку з часовим ущільненням.

В останні десять років з'явився новий вид носія інформації — широкосмуговий шумоподібний сигнал. Дякуючи принципово новим якостям, якими володіє такий носій інформації, він за цей короткий відрізок часу знайшов застосування при рішенні різного роду проблем і складних задач.

Селекція сигналів формою є новим видом селекції, який узагальнює амплітудну, частотну, фазову і імпульсну селекції.

Перехід до більш складного носія інформації призводить, природно, до відомого ускладнення систем зв'язку. У зв'язку з цим цілком доречно запитати, які нові можливості відкривають шумоподібні системи в техніці передачі повідомлень?

Цікавою особливістю системи зв'язку з шумоподібними сигналами є її адаптивні властивості — із зменшенням числа працюючих станцій завадостійкість діючих автоматично зростає.

Завдяки частотній надлишковості в шумоподібних системах вони можуть успішно працювати за наявності в їх смузі ряду звичних, будемо їх називати вузькосмуговими, радіостанцій. В цьому випадку уражені вузькосмуговими радіостанціями ділянки спектру вирізуються (оператором або автоматом).

До числа інших проблем, від вирішення яких значною мірою залежить подальший прогрес засобів зв'язку, слід віднести проблему встановлення надійного зв'язку в каналах за наявності багатопроменевого характеру поширення радіохвиль. Типовим прикладом такого роду каналів є КВ канали. Наявність багатопроменевого поширення призводить до спотворення сигналів, що приймаються, що ускладнює прийом і знижує достовірність передачі інформації. Спроби подолання шкідливого впливу багатопроменевості робляться вже давно. До них можна віднести рознесений прийом, селекцію сигналів за часом і кутом приходу, корегуюче кодування і деякі інші методи.

Однак всі ці методи не дають принципового вирішення проблеми. Широкосмуговий шумоподібний сигнал, дякуючи своїм хорошим кореляційним властивостям, може бути «згорнутий» у вузький імпульс, тривалість якого обернено пропорційна використовуваній ширині смуги частот. Таким чином, вибира-

ючи таку смугу системи, щоб тривалість згорнутого імпульсу була менше часу запізнювання проміння, можна здійснити роздільний прийом одного або ряду проміння, що запізнюється, а підсумовуючи їх енергію, підвищити завадостійкість прийому шумоподібних сигналів. Тим самим вказана проблема одержує принципове вирішення.

З приведених прикладів, які далеко не охоплюють всіх задач, які вирішуються новими системами, слідує їх перспективність і необхідність вивчення, освоєння і упровадження в практику. Принципова можливість побудови широкосмугових систем безпосередньо виходить з класичної роботи А. В. Котельникова, в якій показано, що потенційна перешкодостійкість системи зв'язку при дії гаусових перешкод інваріанта по відношенню до ширини смуги частот. У декількох пізніших роботах К. Шеннона було показано, що шумовий сигнал володіє максимальною ентропією, і показаний принциповий шлях побудови систем зв'язку з шумовими сигналами. Однак знадобилося більше десяти років, щоб ці ідеї знайшли своє інженерне втілення і були здолані труднощі, пов'язані з складністю генерації, селекції і синхронізації шумоподібних сигналів. Першою такою системою з'явилася американська система короткохвильового радіозв'язку «Рейк», в якій дякуючи «згортці» широкосмугового сигналу здійснювався роздільний прийом запізнюючого проміння.

За минулий час шумоподібні сигнали знайшли низку застосувань як в наземному, так і в космічному радіозв'язку, в радіолокації, в панорамних розвідувальних приймачах і вимірювальних системах.

Цікаві можливості відкриваються при комбінуванні широкосмугових методів із відомими методами модуляції і маніпуляції. Тут можна назвати використання маніпуляції по форм в поєднанні з АІМ, що знайшло застосування в дискретно-адресних системах з викликом довільного абонента, а також поєднання маніпуляції по формі з відносними методами передачі, особливо з відносною фазовою телеграфією (ВФТ).

1.2 Типи шумоподібних сигналів і їх застосування в широкосмугових системах зв'язку

Шумоподібні або складні сигнали найчастіше розділяються на типи по методу формування, визначаючому всі їх властивості і, як наслідок, застосовність в тій або іншій радіоелектронній системі. Кажучи про шумоподібні сигнали, мають на увазі їх широкосмуговість. У теорії зв'язку широкосмуговими називають сигнали, для яких виконується нерівність $FT \gg 1$, де T - тривалість сигналу. Рівність або приблизна рівність виконується тільки для простих сигналів, наприклад, амплітудно-модульованих (АМ) сигналів в системах радіомовлення, у випадку сигналів, видаваних в телефонну лінію модемами, сигналів з вузько-смуговою частотною модуляцією (ЧМ) і т.п.

Класифікація ШПС і їх властивості розглянуті в Таблиці 1 проте з розвитком техніки з'явилися деякі нові типи складних сигналів. Всі вони можуть використовуватися як переносники інформації в системах зв'язку. Основні типи ШПС і їх застосування в широкосмугових системах з множинним доступом (SSMA - Spread Spectrum Multiple Access) зведені в таблицю 1.1.

Таблиця 1.1 – Класифікація шумоподібних сигналів

ШПС	Абре- віату- ра	Міжнародна назва	Абревіа- тура	Широкосмугові системи зв'язку (SSMA)
частотно-модульовані	ЧМ	Frequency Modulated	FM	локаційні, наві- гаційні системи
багаточастотні	БЧ	Multi-Carrier	MC	MC-CDMA (cdma2000: про- ект IMT-MC, WB-CDMA)
дискретні частотні (частотно- маніпульовані, зі «стрибаючою» часто- тою, з псевдовипадко- вою перебудовою ра- діочастоти)	ДЧ (ЧМн, ППРЧ)	Frequency- Shift Keying	FSK	деякі види тран- кінгових засобів зв'язку

Продовження таблиці 1.1 – Класифікація шумоподібних сигналів

дискретні складові частотні	ДСЧ	Frequency Hopping	FH	FH-CDMA
фазоманіпульовані	ФМн	Direct Sequence	DS	DS-CDMA (CDMA one-? IS-95)
багаторівневі	БР	Multilevel Direct Sequence	MLDS	відомчі, кабельні системи зв'язку
із псевдовипадковою перебуваючою в часі	ППВ	Time Hopping	TH	TH-CDMA: TC-CDMA, TD-CDMA

Окрім вказаних ШПС можливі різні їх комбінації в цілях оптимізації роботи систем в певних умовах або у разі пред'явлення до них яких-небудь спеціальних вимог. Всі приведені типи ШПС, окрім частотно-модульованих, є дискретними, тому вигідніше застосовувати їх для передачі цифрової інформації, хоча не виключено їх застосування і для трансляції аналогових сигналів.

Шумоподібні сигнали - другий важливий момент в системах CDMA. Не дивлячись на те, що основне розширення спектру відбувається по функціях Уолша, деякі допоміжні ШПС і їх автокореляційні властивості виконують також дуже важливу роль. Розглянемо достоїнства і недоліки перерахованих ШПС, також оцінимо ступінь їх застосовності в системах СПС з CDMA.

Частотно-модульовані сигнали є безперервними сигналами із змінною по наперед певному закону частотою. Діапазон зміни частоти ΔF визначає ефективно ширину смуги частот. База такого сигналу рівна $\Delta F T$. Для окремого екземпляра ЧМ ШПС достатньо просто будується оптимальний приймач у вигляді узгоджуючого фільтру (УФ). Проте при зміні закону зміни частоти потрібна заміна УФ, що є нераціональним. Тому такі сигнали застосовуються в системах, в яких закон зміни частоти залишається постійним протягом всього часу експлуатації, наприклад, локаційних і навігаційних системах.

Для застосування ЧМ ШПС в зв'язних системах замість континуального застосовують рахункову безліч частот і дискретний час. ЧМ ШПС в цьому випадку вироджується в дискретний частотний сигнал (ДСЧ ШПС). Нехай кіль-

кість дискрет часу рівна N , а тривалість одного дискрета рівна T_0 . Для рівномірного заповнення частотно-тимчасової області елементами ДЧ ШПС необхідне таке ж число частотних дискрет. Отже, ефективна смуга частот, займаних одним частотним дискретом, буде рівна $1/T_0$. Тоді база сигналу $B = N^2$. Звідси робимо важливий висновок: для отримання бази ШПС B необхідно мати $\sqrt{B}$ елементів з відмінною частотою і $\sqrt{B}$ елементарних інтервалів часу. Сказане означає, що для отримання надвеликих баз необхідно мати порівняно невелику кількість частотних і тимчасових елементів. Основна достоїнством ДЧ ШПС є слабка чутливість до частотно-селективних завмирань, оскільки ширина смуги частот, займаної одним елементом мала. Якщо при цьому кількість таких елементів достатньо велика, то такі сигнали слабо схильні до явища багатопроміневого розповсюдження радіохвиль, імпульсних перешкод і шумоподібні системи на їх основі відрізняються високою гнучкістю при частотному плануванні. Основний недолік таких сигналів - це високі вимоги, що пред'являються до синтезаторів безлічі частот в значенні постійності початкових фаз. Проте в цілому такі сигнали дуже перспективні і в системах CDMA вони застосовуються разом з ФМн ШПС, утворюючи дискретні складові частотні сигнали.

Багаточастотні сигнали - простіший варіант ДЧ ШПС. БЧ ШПС утворюється підсумовуванням сигналів з декількома середніми частотами, тобто тимчасові дискети відсутні. Як і ДЧ ШПС ці сигнали ефективні при багатопроміневому розповсюдженні і частотно-селективних завмираннях, проте їх формування значно простіше. Багаточастотний ШПС застосований в СПС стандарту CDMA2000, в якій інформація від одного джерела розбивається на три потоки і кожний з них передається на своїй несучій. Такий метод відрізняється гнучкістю в розгортанні системи і високою швидкістю передачі.

Фазоманіпульовані сигнали, які за кордоном називаються Direct Sequence, представляють собою послідовність радіоімпульсів, фаза яких змінюється на дискретну величину по певному псевдовипадковому закону. Такі сигнали відрізняються простотою формування і відносною простотою обробки. Кажучи про ШПС, в більшості випадків мають на увазі саме цей тип ШПС. До цієї групи

сигналів належать послідовності максимальної довжини або М-послідовності, коди Голда, Касами і ін. База сигналів рівна кількості елементарних символів на один біт інформації. Найчастіше ФМн ШПС формуються в регістрах зсуву із зворотними зв'язками (РЗЗС). У системах стандарту IS-95 застосовуються М-послідовності з різною базою: 215 - 1 і 242 - 1.

Багаторівневі послідовності застосовуються в основному в "чистих" каналах: кабельних мережах, ВОЛЗ і т.п. В нестаціонарних лініях зв'язку, до числа яких відноситься радіоканал, їх прийом скрутний. БР ШПС забезпечують найвищу швидкість передачі даних за рахунок збільшеного динамічного діапазону значень сигналу.

Сигнали з псевдовипадковою перебудовою в часі є порівняно складний варіант шумоподібних сигналів. Як і при тимчасовому розділенні сигналів, часовий інтервал заданої тривалості розбивається на N тимчасових вікон, але в цьому випадку інформаційний сигнал закодований імпульсами, що знаходяться в різних тимчасових точках. Для цих сигналів розроблена концепція ІМТ-ТС або Time Division CDMA. Система TD CDMA дуже гнучка у виборі каналних сигналів, але для оптимального прийому і обробки потрібні великі обчислювальні потужності.

В основному перераховані типи ШПС застосовуються у вигляді комбінацій, оскільки кожен сигнал має свої достоїнства і недоліки. Шляхом підбору оптимальних взаємозв'язків різних ШПС можна поліпшити якісні показники системи зв'язку для даних конкретних умов. АКФ шумоподібних сигналів має високий рівень поблизу нульового зміщення в часі і різко спадає за наявності тимчасового зсуву. Ця властивість виконує важливу роль в системах CDMA, наприклад, забезпечує початкову синхронізацію мобільної станції.

1.3 Множинний доступ в системах зв'язку. Огляд системи з кодовим розділенням каналів

Найважливішою вимогою при проектуванні систем загального користування є можливість забезпечення зв'язком всіх абонентів без взаємних переш-

код. Фізичним носієм інформації в системах рухомого зв'язку (СРС) є радіосигнал. Всі користувачі створюють в точці прийому складний єдиний електромагнітний процес. Розробники СРС повинні визначити, по якому критерію виділятиметься з сумарного радіосигналу інформація від того або іншого користувача. У зв'язку з цим розглядаються п'ять "чистих" методів розділення сигналів:

- частотний;
- часовий;
- поляризаційний;
- просторовий (по напрямку приходу сигналу);
- кодовий (формою, по вигляду сигналу).

Розглянемо їх докладніше. Поняття частотного розділення каналів тісним чином пов'язане з поняттям спектру сигналу, тобто з частотним представленням його тимчасової реалізації. Виявляється, що практично будь-який радіосигнал є вузькосмуговим процесом, для якого виконується нерівність $F/f_0 \ll 1$. У нерівності F - ефективна ширина смуги частот, займаної сигналом, f_0 - середня (центральна) частота спектру. Розташувавши на частотній осі сигнали від різних джерел так, щоб вони не перекривалися, за допомогою пристроїв частотної фільтрації з ідеальними характеристиками можна без взаємних перешкод розділяти інформаційні сигнали. Цей спосіб найбільш відомий і почав застосовуватися ще на зорі розвитку радіотехніки під час першої світової війни після того, як іскрові передавачі були замінені передавачами з безперервною генерацією на електронних лампах. Згідно історичним даним, першопрохідцями в цьому напрямку були німці, що, до речі, привело до легкого переполюху розвідок їх супротивників, коли одного разу замість звичної в ефірі тріскотні електричних розрядів вони почули тишу.

У 80-ті рр. на основі частотного розділення будувалися аналогові СРС першого покоління: північноєвропейська Nordic Mobile Telephone (NMT), американська Advanced Mobile Phone Service (AMPS), англійська Total Access Communications System (TACS) і деякі інші.

Ідея часового розділення каналів прийшла ненабагато пізніше, ніж частотного, проте реальне її застосування почалося з розвитком імпульсної техніки в 50-60 рр. минулого століття. Суть методу також дуже проста. Якщо говорити про аналогові сигнали, то виявилося, що передачу повідомлень можна вести імпульсною послідовністю або відліками з перервами в передачі. Амплітуда імпульсів повинна відповідати миттєвому значенню сигналу у момент узяття відліку, а в перервах можна передавати відліки від інших джерел. Мінімальна частота дискретизації визначається теоремою В. А. Котельникова і рівна подвоєній максимальній частоті спектру повідомлення. На тривалість імпульсів ніяких умов не накладається. Стосовно цифрових СРС тимчасове розділення каналів означає передачу кожного бінарного потоку в своєму тимчасовому вікні. Найвідомішої СРС з тимчасовим розділенням каналів є європейська Global System for Mobile Communications (GSM), в якій на одну несучу доводиться 8 (16) цифрових каналів.

Поляризаційне розділення сигналів ґрунтується на вибірковості приймальних антен до положення вектора напруженості електричного (магнітного) поля - вертикальне (V), горизонтальне (H) - або напрямку його обертання - праве (R), ліве (L). Зі сказаного робимо висновок, що для лінійної поляризації на одній частоті і в у свій час можна розрізнити максимум чотири канали: V/H поляризації електричної складової і V/H поляризації магнітної складової поля. Така ж ситуація і у разі використання сигналів з круговою поляризацією. Ущільнення каналів по поляризації здійснене в основному в супутникових системах зв'язку і віщання. Наприклад, в супутниковому телебаченні спектри сигналів сусідніх ТВ каналів істотно перекриваються, проте вони передаються з різними поляризаціями і на приймальній стороні впевнено розділяються.

Просторове розділення реалізується у випадку "від багатьох з різних напрямків до одного" або в зворотному порядку. Основою такого методу розділення каналів служать направлені властивості приймально-передаючих антен. Так, вибірковість антени по азимуту (куту місця) дозволяє розділяти сигнали з однаковою середньою частотою, поляризацією і в у свій час, але що приходять з рі-

зних напрямів в горизонтальній (вертикальній) площині. Це явище використовується в переважній більшості радіоелектронних систем. Стосовно СРС просторове розділення сигналів, що приходять, реалізоване у вигляді багатосекторіальних антен базових станцій, що дозволяє повторювати частоти прийому (передачі) в різних секторах.

Ідея кодового розділення (ущільнення) каналів відома вже близько 70 років і базується на кореляційних властивостях сигналів. Її розвиток доводиться на 60-ті рр. ХХ ст., коли були розроблені порівняно швидкодіючі електронні логічні схеми і апаратура з кодовим розділенням каналів стала прийнятних розмірів. Цей новий метод вперше почав використовуватися в зв'язкових радіостанціях в американській армії. Тип вживаного широкосмугового сигналу був сигнал із "стрибаючою" по певному закону радіочастотою. Така реалізація значно ускладнювала прослуховування переговорів і, крім того, мала високі якісні показники.

У англomовній літературі системи з кодовим розділенням каналів називаються Code Division Multiple Access (CDMA), що дослівно в перекладі на українську мову означає множинний доступ з кодовим розділенням. Правильне розуміння ущільнення сигналів формою (коду) вимагає введення поняття кореляції сигналів.

Для кодового розділення каналів, вживаного в стандартах CDMA, важливий випадок, коли $Y(\tau) = 0$ в точці $\tau = \tau_0$, або $Y(\tau) \approx 0$ на всьому відрізку визначення зсуву τ . Сигнали, які задовольняють першій рівності, називаються ортогональними "в точці", задовольняючи другій приблизній рівності - квазіортогональними. Сигналів, для яких ВКФ строго рівна нулю при всіх тимчасових зсувах, не існує, тому надалі, кажучи про ортогональні коди, матимемо на увазі ортогональні "в точці". У зв'язку з вказаними випадками розглядають два типи адресних систем з кодовим ущільненням каналів: синхронні і асинхронні. СРС з кодовим ущільненням каналів, засновані на стандарті IS-95, є синхронними адресними системами.

Задум кодового ущільнення каналів на прикладі лінії "вниз", тобто від базової станції (БС) до абонентної (АС), зводиться до наступного:

1. N інформаційним потокам, призначеним для N абонентів, привласнюється своя кодова псевдовипадкова послідовність (ПСП);
2. кодові послідовності некорельовані один з одним;
3. бінарні інформаційні потоки модулюються власною ПСП;
4. каналні широкосмугові сигнали складаються в підсумовуючі пристрої;
5. модуляція несучої результуючим складним широкосмуговим сигналом і випромінювання радіосигналу в простір.

На приймальній стороні в абонентній станції:

1. відома "власна" кодова послідовність;
2. здійснюється перенесення сигналу з радіочастоти в область низьких частот;
3. низькочастотний імпульсний сигнал поступає на вхід корелятора, на другий вхід якого синхронно поступає кодуєча ПСП; корелятор, що складається з перемножувача й інтегратора, обчислює взаємкореляційну функцію двох сигналів;
4. відгук на виході корелятора відбувається тільки тоді, коли в ущільненому складному сигналі присутня "своя" ПСП, інакше на виході спостерігається тільки шум.

Стандарт IS-95 є базовим для існуючих стандартів супутникових систем персонального зв'язку, а також рухомого стільникового зв'язку, в т.ч. CDMA2000 і WB-CDMA. Кількість каналів N визначається розміром ансамблю псевдовипадкових послідовностей. В даний час відомо немало методів формування ансамблів ортогональних і квазіортогональних послідовностей. Серед ортогональних систем сигналів в стандарті IS-95 застосовуються сигнали, що є рядками матриці Адамара розміром 64×64 . Матриця Адамара розміром $2n \times 2n$ формується з матриці розміром $n \times n$ таким чином

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}$$

Початковою матрицею в цьому рекуррентному обчисленні виступає матриця розміром 1×1 : $H_1 = [1]$. Таким чином, матриця Адамара розміром 2×2

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Аналогічно матриця 8×8 виглядає так

$$H_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Можна переконатися, що якщо попарно перемножити елементи двох різних рядків матриці, а потім скласти результати, то вийде нуль. Це значить, що будь-яка пара рядків в матриці Адамара є ортогональною (зрозуміло, якщо немає взаємного зрушення). З іншого боку, кореляція рядка з самою собою дає число 8, що є очевидно. Якщо ж зкорелювати рядок і її інверсне уявлення, то результат буде рівний - 8. Таким чином, інформаційний "0" першого каналу можна передавати першим рядком матриці Адамара, а інформаційну "1" - першим рядком, але з інверсією; бінарному потоку другого каналу можна привласнити другий рядок і т.д. Оскільки рядки матриці ортогональні, то і сигнали різних каналів можна розділити на приймальній стороні. Рядки матриці Адамара частіше називаються функціями Уолша.

Згаданий пристрій, що підсумовує, в принципі може бути пристроєм підсумовування алгебри, тоді результуючий складний сигнал буде багаторівневою, в нашому випадку $2N$ -рівневою послідовністю. Проте прийом і обробка таких сигналів в реальних каналах зв'язку зв'язані з істотними труднощами, тому в CDMA прийняте мажоритарне підсумовування каналних сигналів. Мажоритарний суматор бінарних послідовностей обчислює знак суми алгебри каналних сигналів. Для обчислення такої функції багатьох змінних існують спеціальні логічні схеми мажоритарного підсумовування.

Розглянемо передачу трьох інформаційних потоків по 5 біт кожен (плакат Ущільнення та декодування складного сигналу). Тривалість інформаційних символів 8с. Як ортогональна система функцій узяті рядки матриці $N8$. Таким чином, один інформаційний біт кодується вісьма елементарними символами. Першому інформаційному потоку привласнений 2-й рядок матриці $N8$; другому потоку - 3-й рядок; третьому потоку - 4-й рядок. На останній осцилограмі зображений сигнал на виході мажоритарного суматора.

На плакаті ущільнення та декодування складного сигналу представлений процес демодуляції результуючого складного сигналу в суміші з білим шумом. Відношення сигнал/шум в смузі сигналу складає 7,17 дБ. Останні три осцилограми є сигнали на виході кореляторів АС. Як видно, АС упевнено виділяють інформацію навіть на фоні перешкоди, не дивлячись на те, що передача ведеться в загальній смузі частот і одночасно. Для ефективної роботи системи критично важлива відсутність тимчасових зрушень між складним сигналом, що приходить, і сигналом, видаваним генератором Уолш-послідовностей. Це значить, що система є синхронною. У стандарті IS-95 це досягається застосуванням спеціальної синхронізуючої послідовності, а також системою єдиного часу, що є принципово новим в техніці прийому і обробки сигналів. До створення сімейства стандартів IS-95 системи з шумоподібними сигналами будувалися за асинхронним принципом, тобто сигнал від кожного абонента приходив в точку прийому з різними взаємними затримками. У такому разі для безперешкодного розділення сумарного сигналу на каналні важливо мати мале значення ВКФ ад-

ресних кодових послідовностей на всьому інтервалі кореляції. Для кращих послідовностей цей параметр має значення порядку $(2...3) / \sqrt{N}$. Тому взаємні перешкоди сигналів були великі, і в загальній смузі частот працювала відносно мала кількість терміналів, тобто ефективність використання частотного ресурсу була низька. Крім того, при малих відносинах сигнал/шум стояла проблема пошуку ШПС за часом затримки, а після входження в синхронізм стеження по затримці, що було непростю задачею. З цих причин такі системи застосовувалися лише у разі забезпечення підвищеної скритності і перешкодозахищеності, в решті випадків перевага віддавалася частотним або тимчасовим методам ущільнення каналів.

Отже, ущільнення сигналів на передаючій стороні в стандартах CDMA здійснюється шляхом мажоритарного підсумовування функцій Уолша, промаїпульованих інформаційним потоком. Виділення каналного сигналу з результуючого потоку здійснюється в кореляторі, що складається з перемножувача і інтегратора або суматора-накопичувача. Як пояснюючий приклад можна привести відоме і зовсім вдале порівняння кодового розділення каналів і спілкування на різних мовах. Якщо в закритій кімнаті знаходиться багато людей, які одночасно говорять на різних мовах, то ви сприймете інформацію від того співбесідника, який говорить на вашій рідній мові.

Щоб забезпечити правильне функціонування СПС і додати їй деякі нові якості в мережах CDMA застосовують спеціальні види шумоподібних сигналів і додаткові функціональні перетворення результуючого ущільненого сигналу.

1.4 Додаткова модуляція, її значення

Розширення спектру частот передаваного повідомлення здійснюється або прямим розширенням спектру, або стрибкоподібною зміною частоти несучої. При реалізації першого методу на один вхід балансного змішувача модулятора передавача подається інформаційний сигнал, на іншій - двійкова псевдовипадкова послідовність (ПСП) сигналів, що періодично повторюється, з певним чи-

слом бітів. Це пов'язано з тим, що зовні вона виглядає як випадкова послідовність знаків "+1" і "-1". Та це лише на перший погляд. Насправді ця послідовність генерується цілком регулярними методами за допомогою цифрових автоматів і володіє певними властивостями.

Його потужність розподіляється в дуже широкій смузі частот, і сигнал стає непомітним на фоні перешкод. Прийом такого сигналу можливий в тому випадку, якщо відомі параметри використовуваної в передавачі псевдовипадкової послідовності.

На приймальній стороні зростає перешкодостійкість по відношенню до вузькосмугових перешкод великої потужності. Це пов'язано з тим, що вузькосмугові перешкоди вражають невелику частину спектру сигналу і не порушують його цілісності. Для звичайних вузькосмугових систем така перешкода в смузі робочих частот може повністю вивести її з ладу. Шумоподібний же сигнал, позбавлений перешкодою частини спектру, можна реконструювати на приймальній стороні без суттєвих втрат інформації. Це пояснюється тим, що сигнали, що заважають, в приймачі ШПС проявляють себе не більше ніж слабким підвищенням рівня шумового фону, а не зривом сеансу зв'язку.

Саме ця ефективність придушення перешкоди пояснює те, що ШПС широко застосовувалися і застосовуються у військових системах зв'язку, і роботи в цій області тривалий час були закритими. Проте перші публікації по їх використуванню в багатоадресних системах з кодовим розділенням з'явилися у відкритому друці ще у середині 60-х років, і серед цих публікацій необхідно відзначити статті Л.Е.Варакіна.

А вже в 80-ті роки методи використання ШПС зайняли своє місце в цивільному зв'язку. Федеральна комісія зв'язку США до цього часу офіційно дозволила комерційне застосування ШПС в цілій групі діапазонів, що визначило початок випуску великої кількості обладнання. У 1993 р. Асоціацією промисловості зв'язку США використання кодового розділення в мобільному телефонному стільниковому зв'язку було узаконене як стандарт IS-95, що відкрило шлях до розгортання відповідних систем.

Саме тому техніку зв'язку з використанням таких сигналів не можна віднести до відкриттів останніх років. Вона вже давно використовується в радіолокації, де, до речі, вперше виявилися основні переваги подібних сигналів. У радіолокації дальність виявлення мети визначається енергією імпульсу, тобто добутком потужності на його тривалість. Збільшення дальності виявлення шляхом нарощування потужності має свої технічні межі, збільшення тривалості імпульсу погіршує інший параметр - роздільну здатність, яка визначає можливість знаходити цілі. Виникаючу суперечність виявилось можливим вирішити, застосовуючи складні сигнали, що являють довгий високочастотний імпульс, маніпульований по фазі за законом ПСП.

У приймачі за допомогою корелятора довгий імпульс стискається до тривалості елементу ПСП, енергія ж суттєво зростає за рахунок збільшення числа елементів ПСП, завдяки чому покращується роздільна здатність і збільшується дальність виявлення.

В результаті додаткової модуляції, про яку вже мовилося, отримуємо прихований, перешкодостійкий канал зв'язку, прийом інформації в якому можливий лише в тому випадку, якщо відомий метод і алгоритм розширення спектру, використаний на передаючій стороні.

Застосування різних ПСП дає можливість великому числу користувачів одночасно працювати в одній широкій смузі частот. Такий метод ущільнення каналу і називається кодовим розділенням. Підкреслимо ще раз: особливість кодового розділення полягає у тому, що всі сигнали передаються в одній спільній широкій смузі частот одночасно. Спектр кожного сигналу сформований за допомогою індивідуального коду, що і забезпечує одночасний доступ до каналу великого числа користувачів. У приймачі базової станції за індивідуальним кодом з ШПС виділяється потрібна даному користувачу інформація.

За цим принципом працює система CDMA (Code Division Multiplex Access), яка стала основою збільшення ємності стільникових мереж, міри покриття обслуговуваної території, якості передачі мови. Вона фактично вже стала технікою наступного покоління засобів зв'язку.

Високий ступінь інтеграції елементної бази, здешевлення технології при масовому застосуванні систем зв'язку з кодовим розділенням привели до того, що CDMA - нова комерційна реальність на ринку засобів зв'язку завдяки тому, що технологія CDMA заявила про себе із самого початку можливістю різкого збільшення ємності стільникових систем по порівнянню не лише з аналоговими, але і цифровими системами. Прості розрахунки показують, що за допомогою апаратури CDMA ємність мережі можна збільшити приблизно в 10 разів по порівнянню, наприклад, з вузькосмуговими стандартами на основі частотного розділення.

Основна трудність побудови систем тимчасового (TDMA) і частотного (FDMA) методів розділення, як відомо, лежить в необхідності частотного планування, яке повинне кожного разу переглядатися при зміні конфігурації мережі і додаванні нових стільників. Нова технологія взагалі не вимагає якого-небудь частотного планування, всі користувачі каналу в смузі 1,25 МГц можуть одночасно вести обмін в спільній смузі частот, оскільки кожен застосовує унікальний цифровий код. І та ж смуга частот може повторно використовуватися у всіх інших стільниках мережі. Це один з основних факторів значного збільшення ємності мережі.

Тут слід згадати і про ефективне кодування з використанням коректуючих кодів, що ще більш збільшує ємність системи і покращує якість зв'язку.

Кодове розділення виявилось першою технологією, в якій стало можливим організувати "м'яку передачу" абонента із стільника в стільник. Це пов'язано з тим, що кадр містить дані лише одного абонента, і центральна станція може вибирати кращий сигнал і "склеювати" його з кадрів різних базових станцій у міру переходу абонента із стільника в стільник.

Системи з ШПС володіють чудовою електромагнітною сумісністю із звичайними вузькосмуговими системами. Останнім не заважають ШПС із малою спектральною щільністю в смузі пропускання. Вузькосмугові сигнали в приймачі ШПС перетворюються на широкосмугові і ефективно придушуються, оскільки вони не узгоджені з кодом приймача.

Окрім перешкодостійкості, складна кодова структура ШПС має високий степінь захищеності від несанкціонованого доступу в мережу і забезпечує будь-який необхідний рівень конфіденційності в потоці даних.

1.5 Формування спектру ШПС і методи його розширення

У цифрових системах зв'язку додаткова модуляція зводиться до того, що передавана двійкова інформація накладається на потік з N розширюючих бітів ПСП, слідує з набагато більшою швидкістю, ніж передавана інформація. При цьому при передачі інформаційного нуля знак ПСП не міняється, при передачі інформаційної одиниці ("1") використовується інверсна ПСП (рис.1.1). Число бітів ПСП, що припадають на один біт інформації і є мірою розширення спектру, може досягати дуже великих значень (від десятка до декількох тисяч). Цей модульований ПСП псевдовипадковий потік даних маніпулює фазу несучого ВЧ коливання в другому модуляторі, який після посилення випромінюється в ефір.

Спектр шумоподібного сигналу визначається різними факторами - такими, як довжина ПСП, швидкість передачі інформації і метод модуляції ВЧ сигналу. Спектр потужності (рис.1.2) симетричний відносно центральної частоти (несучої) і містить велике число різких піків. Центральна частина обмежується двома нулями, за якими розташовуються бічні максимуми, і містить близько 90% всієї енергії сигналу.

Інші 10% припадає на побічні випромінювання і які, звичайно, фільтруються при передачі. Ширина центрального максимуму рівна подвоєній частоті проходження бітів ПСП. Спектр містить яскраво виражену дрібномасштабну структуру, деталі цієї структури мають ширину порядку швидкості передачі інформації і звичайно набагато менше загальної ширини спектру.

Ефективна ширина спектру по рівню -3 дБ близька до швидкості проходження ПСП і складає половину загальної ширини спектру. Напевно вже зрозуміло, що подібний двічі промодульований сигнал повинен і прийматися якось

по-іншому. Приймач ШПС (Плакрат Формування сигналу в БС в CDMA. АКФ. Узагальнена схема структури системи зв'язку) здійснює додаткову демодуляцію від розширюючого коду (ПСП) для того, щоб виділити передавану інформацію.

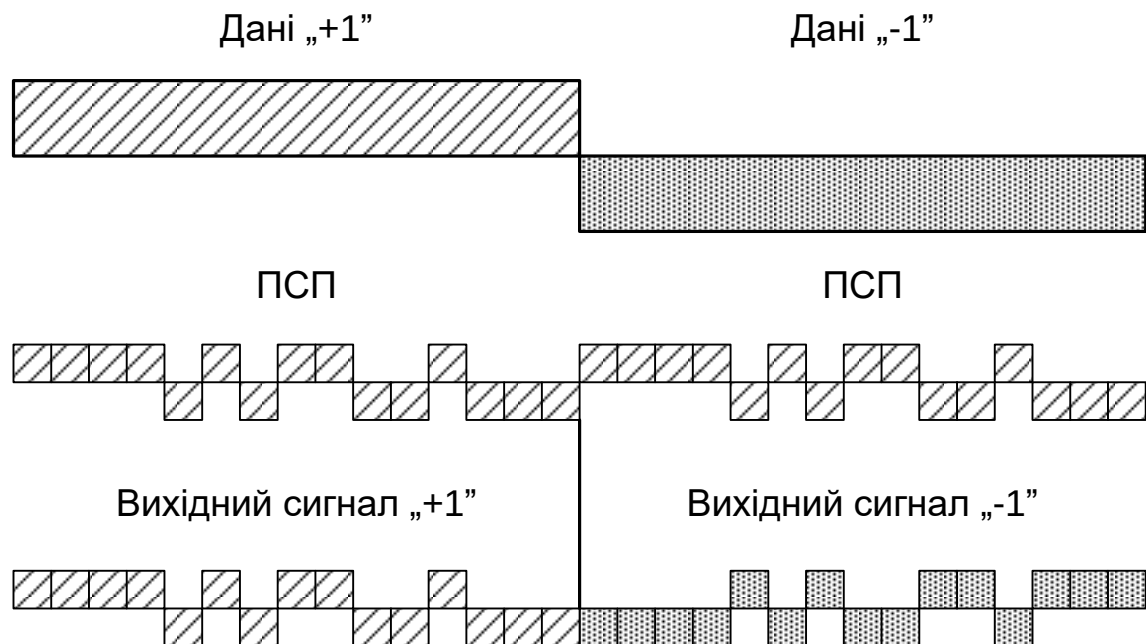
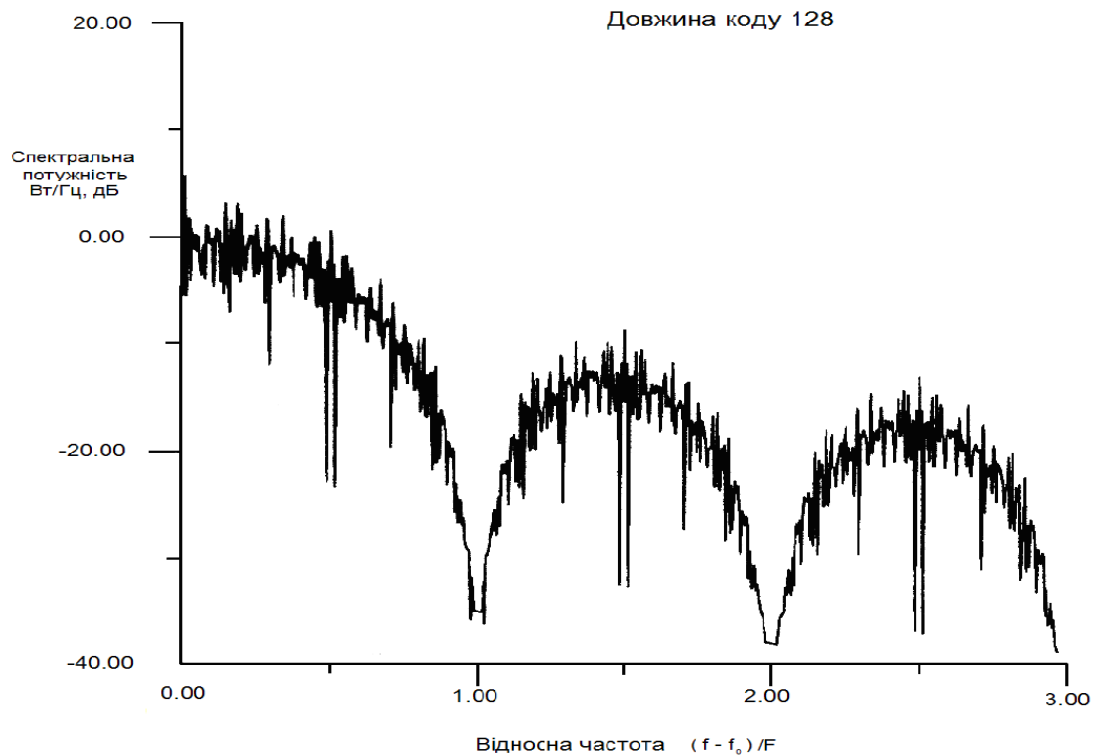


Рисунок 1.1 – Схема модуляції даних псевдовипадкової послідовності довжиною в 15 елементів

Тут і виявляються основні відмінності приймача, призначеного для прийому ШПС. У звичайній схемі, наприклад, для прийому дискретної інформації типу телеграфного сигналу створюється підсилення в УВЧ і перетворення час-

тоти в Зм1 (перетворень може бути декілька, це не міняє сутність спра-



ви).

Рисунок 1.2 - Розподіл потужності ШПС по частоті для довжини коду 128, спектр якого широкий і нерівномірний, частота відлічується від несучої і віднесена до смуги частот 1,25 МГц.

Після демодулятора передавана інформація стає доступною для подальшої обробки - прийом на слух або передача на друкуючий пристрій.

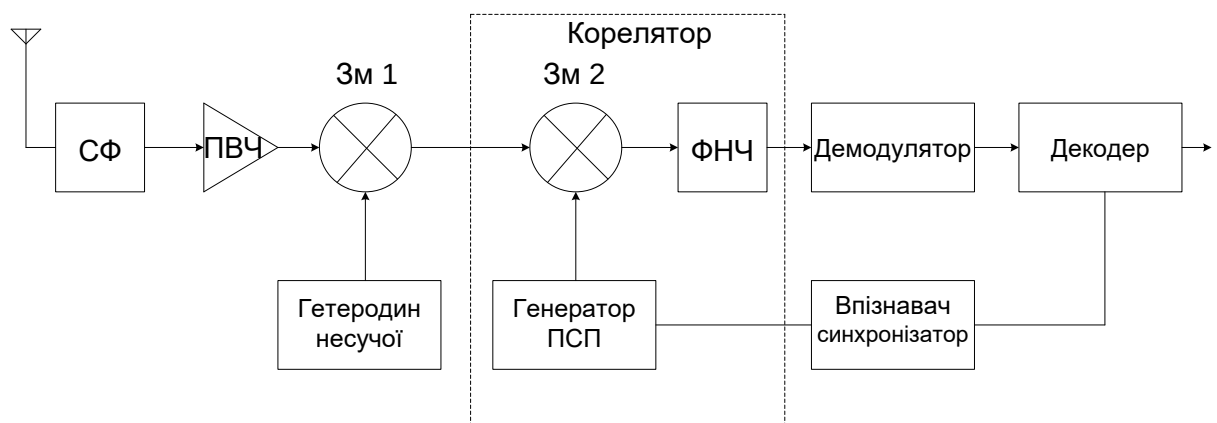


Рисунок 1.3 – Блок-схема приймача ШПС

СФ – вхідний смуговий фільтр,

ПВЧ – підсилювач високих частот,

Зм1 – змішувач першого перетворення частоти,

Зм2 – змішувач корелятора,

ФНЧ – фільтр нижніх частот корелятора.

Теоретичною основою методу прийому сигналів з розподіленим спектром є кореляція. Процес кореляції здійснюється в головному вузлі приймача ШПС, званому корелятором. Принципова схема корелятора складається з балансного змішувача Зм2 і наступного за ним інтегратора або вузькосмугового фільтру ФНЧ для усереднювання. У змішувачі сигнал, що приймається, множиться на копію ПСП, використовувану в передавачі. Налаштування полягає в узгодженні параметрів розширюючої спектр ПСП в передавачі з копією ПСП в приймачі. Головна умова нормальної роботи апаратури ШПС - суворе узгодження частотних і тимчасових параметрів, типів модуляції сигналів, що приймаються і опорних. Лише при цій умові в кореляторі широкосмугова модуляція усувається в корисному сигналі і зберігається в інших. Таке узгодження забезпечує система синхронізації і виявлення. У неї можуть входити декілька спостерігаючих систем фазового і частотного автопідстроювання і система стеження за затримкою.

Кореляцію дуже зручно представити як процес перемножування двох двійкових послідовностей. Якщо значне число нулів і одиниць і порядок їх проходження в порівнюваних послідовностях співпадають, то на виході перемножувача утворюється довга послідовність нулів або одиниць, що відображає передану інформацію. Ця послідовність пропускається через вузькосмуговий фільтр. При цьому відбувається поліпшення відношення сигнал/шум на виході корелятора по відношенню до входу в N раз. В ідеальному випадку, в умовах повної синхронізації, розширення спектру повністю знімається як є і після корелятора можна спостерігати звичайну послідовність довгих інформаційних посилок, як в будь-якій вузькосмуговій системі зв'язку після синхронного детектора.

Такий метод прийому визначає основні достоїнства застосування ШПС. При множенні на опорну копію коду решта сигналів, модульованих іншим ко-

дом, не співпадаючим хоча б по одному параметру (частоті проходження бітів ПСП, їх взаємному розташуванню, зсуву початку кодової послідовності), перетворюються на хаотичну послідовність коротких імпульсів із широким спектром. В результаті через вузькосмуговий фільтр проходить лише мала частина енергії неузгоджених сигналів. Так реалізується механізм кодового розділення. Аналогічно вузькосмугова перешкода при такому методі прийому також дробиться на безладну послідовність коротких імпульсів і ослаблюється фільтром.

Таким чином, в одному вузлі забезпечується як кодове розділення, так і запас перешкодостійкості по відношенню до великого числа перешкод різного типу. Проте при цьому виникає декілька серйозних проблем. Одна з них - точність синхронізації сигналу, що приймається, і сигналу генератора коду в приймачі, а крім того, необхідне вирішення ряду інших задач, пов'язаних з виявленням ШПС і входженням в зв'язок. Проте всі ці проблеми розв'язуються, що забезпечує реалізацію переваг застосування ШПС.

1.6 Діапазони частот техніки ШПС

Протягом декількох десятиліть ШПС застосовувалися на всіх частотах - від найнижчих до дуже високих. У КВ діапазоні, де в поширенні сигналів вирішальну роль виконує іоносфера, перевага віддавалася вузькосмуговим сигналам в звичайному значенні (ширина спектру з урахуванням розширення не повинна була перевищувати декількох десятків кГц). Це означає, що швидкість передачі інформації по такому каналу не могла бути більш ніж кбіт/сек. Інакше починалися спотворення сигналу, пов'язані з неоднаковими умовами поширення спектральних складових сигналу. Це пояснюється тим, що прийом ШПС є збиранням сигналу в широкій смузі частот, а розбалансування спектральних складових сигналу, особливо по фазі, призводить до селективних спотворень.

Повною мірою переваги ШПС реалізуються в УКВ діапазонах і на вищих частотах. При цьому швидкість передачі інформації і ступінь розширення спек-

тру нічим не обмежуються, окрім труднощів технічної реалізації. В даний час шумоподібні сигнали використовуються на частотах 900, 2400 і 5600 МГц.

Найближчим часом планується ухвалення міжнародного стандарту (802.11), який визначить технічні вимоги до бездротових мереж передачі даних з використанням ШПС. Це результат багаторічних досліджень по регламентації діапазонів частот, швидкостей передачі, методів розширення спектру і інших характеристик мереж. Суть стандарту зводиться до наступного: він повинен визначити організацію бездротового зв'язку на обмеженій території (у формі локальної мережі). При цьому декілька абонентів користуватимуться рівноправним доступом до загального каналу передачі даних.

Стандарт припускає два діапазони: 902...928 МГц і 2400...2483,5 МГц. Основний акцент робиться саме на останній, оскільки в Україні та Європі діапазон 900 МГц сильно переобтяжений і його можна рекомендувати до застосування лише усередині будівель. Гігагерцевий діапазон можна використовувати як усередині будівель, так і зовні.

Простим варіантом застосування систем з ШПС може служити з'єднання "крапка - крапка" - це зв'язок між двома локальними мережами із зовнішньою наведеною антеною на відстань від одного до декількох десятків кілометрів.

Дуже великі перспективи застосування ШПС в Україні. В Україні застосування техніки ШПС може бути у військовому зв'язку. Для цього виділені частоти 828...821 і 873...876 МГц. Особливе місце методи ШПС можуть зайняти при розвитку місцевої мережі. Прийнятним рівнем телефонізації прийнято рахувати не менше 50 телефонів на 100 жителів, що в масштабах нашої країни означає не менше 75 млн. номерів. При подальшому розвитку телефонізації основні труднощі обумовлені створенням місцевих мереж, що і визначає вартість номера. Назріває крайня необхідність упровадження технологій ШПС - на місцевих мережах, стільникової, в системах мобільного зв'язку. У фіксованому зв'язку потрібна менша потужність сигналу при тій же якості зв'язку, а це дозволяє збільшувати число користувачів в каналі. Все сказане, з урахуванням

ефективного використання частоти, дозволить понизити собівартість і час розгортання таких мереж.

Кодова структура ШПС робить їх незамінними і для використання в навігаційних системах при вимірюванні відстаней. В цьому відношенні ШПС можна представити як лінійку з поділами в одиницях відстані для вимірювання дистанції. Відображений сигнал порівнюється з переданим і по зсуву кодової структури знаходиться затримка, що дає можливість визначити відстані до об'єкту. Прикладом супутникової навігаційної системи з ШПС є GPS. Її застосування іноді виходить за рамки навігації, і вона використовується для нівелювання сільськогосподарських угідь, моніторингу ліній розлому земної кори і інших цілей.

Приймачі GPS можуть входити складовою частиною в складні пристрої забезпечення тимчасових відліків високої точності, наприклад, включатися в базові станції стільникових телефонних систем з ШПС.

1.7 Характер зв'язків, кореляція, регресія

Статистика розробила безліч методів вивчення зв'язків, вибір яких залежить від мети дослідження й від поставлених завдань. Зв'язки між ознаками і явищами зважаючи на їх велику різноманітність класифікують по ряду підстав.

Ознаки по їх значенню для вивчення взаємозв'язку діляться на два класи:

- результативні;
- факторні.

Результативними називаються ознаки, що змінюються під дією інших, пов'язаних з ними ознак.

Факторними називаються ознаки, які призводять до зміни результативних ознак.

Існують різні види й форми зв'язку ознак.

Величини, що характеризують різні властивості об'єктів, по характеру зв'язків можуть бути незалежними або взаємозв'язаними. Розрізняють два види залежностей між величинами (факторами): функціональну і статистичну.

При функціональній залежності двох величин значенню однієї з них обов'язково відповідає одне або декілька точно певних значень іншої величини. Функціональний зв'язок двох факторів можливий лише за умови, що друга величина залежить тільки від першої і не залежить ні від яких інших величин. Функціональний зв'язок однієї величини з безліччю інших можливий, якщо ця величина залежить тільки від цієї безлічі факторів. У реальних ситуаціях існує нескінченно велика кількість властивостей самого об'єкту і зовнішнього середовища, що впливає один на одного, тому такого роду зв'язки не існують, інакше кажучи, функціональні зв'язки є математичними абстракціями. Їх застосування допустиме тоді, коли відповідна величина в основному залежить від відповідних факторів.

При дослідженні АСОІУ багато параметрів слід вважати випадковими, що виключає прояв однозначної відповідності значень. Дія загальних факторів, наявність об'єктивних закономірностей в поведінці об'єктів приводять лише до прояву статистичної залежності.

Статистичною називають залежність, при якій зміна однієї з величин спричиняє зміну розподілу інших (іншої), і ці інші величини приймають деякі значення з певною ймовірністю. Функціональну залежність у такому разі слід вважати окремим випадком статистичної: значенню одного фактору відповідають значення інших факторів з ймовірністю, рівній одиниці. Проте на практиці такий розгляд функціонального зв'язку застосування не знайшов.

Важливішим окремим випадком статистичної залежності є кореляційна залежність, що характеризує взаємозв'язок значень одних випадкових величин з середнім значенням інших, хоча у кожному окремому випадку будь-яка взаємозв'язана величина може приймати різні значення.

Якщо ж у взаємозв'язаних величин варіацію має тільки одна змінна, а інша є детермінованою, то такий зв'язок називають не кореляційним, а регресивним.

Наприклад, при аналізі швидкості обміну з жорсткими дисками можна оцінювати регресію цієї характеристики на певні моделі, але не слід говорити про кореляцію між моделлю і швидкістю.

При дослідженні залежності між однією величиною і такими характеристиками іншої, як, наприклад, моменти старших порядків (а не середнє значення), то цей зв'язок називатиметься статистичним, а не кореляційним.

Кореляційний зв'язок описує наступні види залежностей:

- Причинну залежність між значеннями параметрів. Прикладом такої залежності є взаємозв'язок пропускної спроможності каналу передачі даних і співвідношення сигнал/шум (на пропуску спроможність впливають і інші чинники – характер перешкод, амплітудно-частотні характеристики каналу, спосіб кодування повідомлень і ін.). Встановити однозначний зв'язок між конкретними значеннями вказаних параметрів не вдається. Але очевидно, що пропускна спроможність залежить від співвідношення рівнів сигналу і перешкод в каналі. Іноді при цьому причину і слідство особливо не виділяють. В деяких випадках така кореляція є безглуздою, наприклад: якщо як початковий чинник узяти доходи розробників антивірусних програм, а за результат – кількість вірусів, що знов з'являються, то можна зробити висновок, що розробники антивірусів "стимулюють" створення вірусів;

- "залежність" між наслідками спільної причини. Подібна залежність характерна, зокрема, для швидкості і безпомилковості набору тексту оператором (вказані чинники залежать від кваліфікації оператора).

Кореляційна залежність визначається різними параметрами, серед яких найбільше поширення набули показники, що характеризують взаємозв'язок двох випадкових величин (парні показники): кореляційний момент, коефіцієнт кореляції.

Існують також зв'язки безпосередні й непрямі. Чинник X може безпосередньо робити вплив на Y або побічно, через інший чинник W .

Зв'язок між двома ознаками (результативним і факторним або двома факторними) називається парною кореляцією.

Залежність же результативної й двох або більш факторних ознак, включених у дослідження, називається множинною кореляцією.

Кореляційний аналіз має своїм завданням кількісне визначення тісноти зв'язку між ознаками (при парному зв'язку) і між результативної і безліччю факторних ознак (при багатофакторному зв'язку). Тіснота зв'язку кількісно виражається величиною коефіцієнтів кореляції.

Регресивний аналіз полягає у визначенні аналітичного виразу зв'язку, у якому зміна результативної ознаки обумовлюється впливом одного або декількох факторних ознак, а безліч всіх інших чинників застосовується за постійні (або усереднені) величини.

Кореляційно-регресивний аналіз включає вимірювання тісноти й напряду зв'язку, а також встановлення аналітичного виразу (форми) зв'язку.

1.8 Автокореляційна й взаємкореляційна функція

Кореляційні властивості кодових послідовностей, що використовуються у системах ШПС, залежать від типу кодової послідовності, її довжини, частоти проходження її символів і від її посимвольної структури.

У загальному виді автокореляційна функція (АКФ) визначається інтегралом

$$Y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(t) S_2(t - \tau) dt \quad (1.2)$$

і показує зв'язок сигналу з копією самого себе, зміщеного в часі на величину. Вивчення АКФ відіграє важливу роль при виборі кодових послідовностей з погляду найменшої ймовірності встановлення помилкової синхронізації.

Взаємкореляційна функція (ВКФ), з іншого боку, має велике значення для систем з кодовим поділом абонентів, таких як CDMA, і відрізняється від АКФ тільки тем, що під знаком інтеграла знаходяться різні функції, а не та сама

$$Y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t-\tau)dt \quad (1.3)$$

ФКВ показує, таким чином, ступінь відповідності однієї кодової послідовності іншій.

Щоб спростити поняття АКФ і ВКФ можна представити значення тієї або іншої функції як різницю між числом співпадінь А і неспівпадань Б символів кодових послідовностей при їх посимвольному порівнянні. Цей приклад ілюструє автокореляційна функція кодової послідовності Баркера завдовжки 11 чіпів, що має наступний вигляд:

1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0

Посимвольне порівняння цієї послідовності з її ж копією зведемо в таблицю.

Таблиця 1.2 – посимвольне порівняння кодової послідовності Баркера

Значення зсуву	Послідовність	Число співпадінь А	Число неспівпадінь Б	Значення різниці
1	01110001001	5	6	-1
2	10111000100	5	6	-1
3	01011100010	5	6	-1
4	00101110001	5	6	-1
5	10010111000	5	6	-1
6	01001011100	5	6	-1
7	00100101110	5	6	-1
8	00010010111	5	6	-1
9	10001001011	5	6	-1
10	11000100101	5	6	-1
0	11100010010	11	0	11

Графічне зображення АКФ даної послідовності Баркера показане на плакаті Формування сигналу в БС в CDMA. АКФ. Узагальнена схема структури системи зв'язку.

Таку АКФ можна назвати ідеальною, оскільки на ній відсутні бічні піки, які могли б сприяти помилковому виявленню сигналу.

Негативний приклад ілюструє будь-яка довільна кодова послідовність, наприклад:

1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0

Провівши відповідні попередньому прикладу обчислення, одержимо наступне графічне зображення автокореляційної функції, показане на плакаті Формування сигналу в БС в CDMA. АКФ. Узагальнена схема структури системи зв'язку.

Бічні піки величиною 7 і 3 одиниці можуть привести до помилкового спрацювання системи у разі застосування такої послідовності для розподілу сигналу.

Для високошвидкісних ШПС систем, призначених для передачі інформації, але не для кодового розділення абонентів, звичайно використовуються коди Баркера, що володіють хорошими автокореляційними властивостями. За допомогою комп'ютерного моделювання були знайдені так звані коди Уїлларда, які при тій же довжині, що і коди Баркера, володіють інколи кращими кореляційними властивостями. Кодові послідовності Баркера, що мають довжину більше 13 символів, невідомі, тому для отримання більшого ВО, більшої перешкодостійкості, а також для кодового розділення абонентів, використовують послідовності більшої довжини, значну частину яких утворюють М-послідовності.

1.9 Формування М-послідовності

Формування М-сигналів. Останнім часом в радіолокації і зв'язку все більш широко застосовуються складні широкосмугові сигнали. Одним із способів отримання таких сигналів є зміна фази високочастотних коливань за законом

М-послідовностей, що будуються, в свою чергу на основі лінійних рекурентних послідовностей.

Лінійною рекурентною послідовністю називається періодична послідовність символів $x_1, x_2, \dots, x_n, \dots, x_i, \dots, x_L$, що задовольняє рекурентному правилу

$$a_0 x_1 = a \oplus a_1 x_{i-1} \oplus a_2 x_{i-2} \oplus \dots \oplus a_n x_{i-n} \quad (1.4)$$

де символи послідовності і коефіцієнти a_i приймають значення з області $G(0, 1, \dots, p-1)$, складання і множення проводиться по модулю p . Тут число n - пам'ять послідовності, число p - основа послідовності, а найменше число L , при якому $x_{L+i} = x_i$ - період, або довжина послідовності. Коефіцієнт a надалі вважатимемо рівним нулю.

Співвідношення (1.4) називається правилом кодування. У разі двійкової послідовності значення символів послідовності і коефіцієнтів a_i рівні або нулю, або одиниці, а підсумовування ведеться по MOD 2, яке визначається так

$$\begin{array}{ll} 0 \oplus 0 = 0 & 0 \oplus 1 = 1 \\ 1 \oplus 0 = 1 & 1 \oplus 1 = 0 \end{array}$$

З визначення лінійної залежності рекурентної послідовності витікає, що для її побудови необхідно знати перші n членів послідовності і правило кодування, тобто рівняння (1.3)

Приклад. Хай $p=2, n=4$, початкове слово 1111, правило кодування $x_1 = x_{i-3} \oplus x_{i-4}$. Тоді $x_5 = x_2 \oplus x_1 = 1 \oplus 1 = 0$, $x_6 = x_3 \oplus x_2 = 1 \oplus 1 = 0$.

По рівнянню (1.4) неважко уявити і схемну реалізацію пристрою, що генерує послідовність. Вона повинне містити блок пам'яті призначений, для запам'ятовування n останніх вибраних членів послідовності, і комбінаційну схему, робота якої визначається заданим правилом кодування.

На рис. 1.4 представлена функціональна схема генератора лінійної рекурентної послідовності.

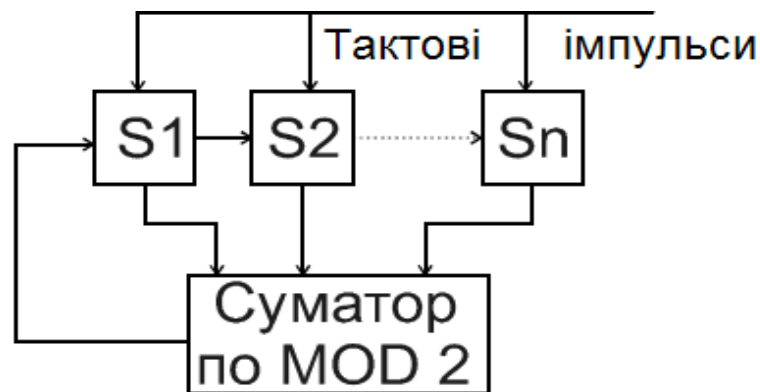


Рисунок 1.4 - функціональна схема генератора лінійної рекурентної послідовності

Генератор складається з n тригерів, що виконують роль елементів пам'яті і пристрою зворотного зв'язку, що описується деякою функцією

$$f(s_1, \dots, s_n) = \sum_{i=1}^n \oplus a_i s_i$$

де s_i - стан i -го елемента пам'яті (i -го тригера), що приймає значення 0 або 1.

1. Тригери сполучені між собою таким чином, що утворюють регістр зрушення.

Генератор працює від зовнішніх запускаючих імпульсів, що звуться тактовими.

Розглянемо процес генерування послідовності символів. Хай в початковому стані комірок регістра зрушення $s_n, s_{n-1}, \dots, s_1$ співпадають відповідно з символами $x_1, x_2, \dots, x_n$. З приходом тактового імпульсу записана в регістрі інформація зрушується у бік старшого розряду. Символ x_1 виходить з регістра, а в першу комірку, що звільнилась, записується символ з виходу пристрою зворотного зв'язку. Тепер стан комірок регістра зрушення $s_n, s_{n-1}, \dots, s_1$ буде визначатися як

$$x_2, x_3, x_4, \dots, x_{n+1}, \text{ де } x_{n+1} = \sum_{i=1}^n \oplus a_i x_{n+1-i}$$

З приходом наступного тактового імпульсу на вході регістра з'являється символ x_2 , а в першу комірку записується символ $x_{n+2} = \sum_{i=1}^n \oplus a_i x_{n+2-i}$. При цьому стан елементів пам'яті $s_n, s_{n-1}, \dots, s_1$ співпадатиме відповідно з символами $x_3, x_4, \dots, x_{n+2}$. Що з'являються на виході регістра послідовність є лінійними рекурентними.

Період послідовності, що генерується, залежить від вибраного правила кодування і початкового стану регістра $s_n, s_{n-1}, \dots, s_1$. Зокрема, якщо всі комірки регістра зрушення знаходяться в нульовому стані, то незалежно від правила кодування на його виході виходить послідовність, що складається з одних нулів. Тому максимальний період лінійної рекурентної послідовності рівний $2n-1$ де n - пам'ять послідовності. Послідовності з періодом $2n-1$ називаються лінійними рекурентними послідовностями максимального періоду, або м-послідовностями. Для їх отримання необхідно вибрати правило кодування $x_i = a_i x_{i-1} \oplus \dots \oplus a_n x_{i-n}$ так, щоб многочлен $f(x) = a_n x^n \oplus a_{n-1} x^{n-1} \oplus \dots \oplus a_1 x \oplus 1$ були простими.

Можна показати, що для будь-якого n числа простих многочленів визначаються як $\theta = \frac{\varphi(2^n - 1)}{n}$, де $\varphi(L)$ - функція Ейлера, рівна для будь-якого $L > 0$ числу цілих позитивних чисел, менших L і взаємно простих з L , включаючи і одиницю.

Як приклад приведемо всі примітивні многочлени для $n = 5$:

$$f_1(x) = x^5 \oplus x^3 \oplus 1,$$

$$f_2(x) = x^5 \oplus x^2 \oplus 1,$$

$$f_3(x) = x^5 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1,$$

$$f_4(x) = x^5 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus 1,$$

$$f_5(x) = x^5 \oplus x^4 \oplus x^2 \oplus 1,$$

$$f_6(x) = x^5 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1,$$

Будь-який з них може бути використаний для отримання М-послідовності.

Так, для многочлена $f(x) = x^5 \oplus x^3 \oplus 1$ правило кодування $x_i = x_{i-3} \oplus x_{i-5}$.

Відмітимо, що ніж більше членів міститься в многочлені $f(x)$, тим складніше генератор.

Враховуючи, що М-послідовності знайшли найбільш широке застосування в техніці зв'язку, вкажемо їх основні властивості.

М-послідовність з періодом $2n-1$ містить всі можливі комбінації n -значних двійкових чисел, за винятком нульової.

Число одиниць в послідовності на одиницю більше числа нулів, причому поява одиниці і нуля для стороннього спостерігача, що не знає закон формування послідовностей, випадково в часі. Зокрема, цій властивості М-послідовності зобов'язані і іншим назвам - псевдовипадкові послідовності.

Результат почленного підсумовування М-послідовності з цією ж послідовністю, але зрушеної на i символів, де $i = 1, 2, \dots, L-2$, є початковою послідовністю, але зрушену на деяке інше число символів

Короткі М-послідовності в такий спосіб значно уступають послідовностям Баркера по автокореляційним властивостям, незважаючи на кращий баланс нулів й одиниць.

З найбільш відомих систем, що використовують М-послідовності, можна назвати рухливу систему зв'язку з кодовим поділом абонентів CDMA і систему глобальної навігації GPS.

Крім М-послідовностей як таких у системах зв'язку знайшли застосування складені кодові послідовності, що представляють собою комбінації М-послідовностей і володіють деякими специфічними властивостями. Найбільш відомими й застосовуваними з них є послідовності Гоулда. Кодові послідовності Гоулда формуються за допомогою простого генератора послідовностей на основі двох регістрів зрушення однакової розрядності й володіють стосовно М-послідовностей двома достоїнствами. Крім складених послідовностей Гоулда найбільше часто застосовуються послідовності Касамі. [3]

Нові технології.

Послідовності, що згадуються у цій роботі – М-послідовності, Гоулда, Касамі відносяться до послідовностей, що мають лінійний алгоритм формування.

Основним недоліком таких послідовностей є їхня передбачуваність і пов'язана з нею недостатня скритність передачі. Нелінійні послідовності більше непередбачені.

Останнім часом з'явився ряд публікацій про генерації шумоподібних сигналів за допомогою явища динамічного хаосу [4]. Явище динамічного хаосу полягає в тому, що рух детермінованої динамічної системи за певних умов має всі властивості широкопasmового хаотичного процесу. При цьому принциповою особливістю алгоритмів, що описують це явище, є їхня нелінійність, а особливістю генеруємого тимчасового процесу - його неперіодичність. Це відкриває можливості пошуку нового класу випадкових послідовностей для застосування в радіотехнічних системах різного призначення: широкопasmових хаотичних сигналів ШХС, які в більшій мері відповідають вимогам, пропонованим до псевдовипадкових послідовностей.

2 ПРАКТИЧНЕ ВИКОРИСТАННЯ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Стандарти CDMA. Принципи функціонування. Переваги, недоліки, ефективність

Всі існуючі стандарти з кодовим розділенням каналів базуються на стандарті IS-95 (Interim Standard - тимчасовий стандарт), розробленому компанією Qualcomm в 1994 р. Комерційна назва IS-95 - cdmaOne.

Для перетворення аналогового мовного сигналу в цифровий використовується вокодер (Voice Coder - кодер голосу) із змінною швидкістю кодування, в основу роботи якого встановлений алгоритм з лінійним передбаченням коду - CELP (Code Excited Linear Predictive). Цей алгоритм краще враховує особливості людської мови, ніж інші. Вокодер перекодує цифровий потік, що має швидкість 64 кбіт/с (8000 відліків мовного сигналу в секунду, помножені на восьмибітовий код кожного відліку), в потік із швидкістю 8,55 кбіт/с або 13 кбіт/с. Передача даних ведеться кадрами тривалістю 20 мс, в яких неінформативна частина, що містить паузи та інтервали, віддаляється. Результуючий потік має швидкість 1...8 кбіт/с. Вокодер приймальної сторони об'єднує кадри в єдиний потік і робить зворотне перетворення. Іншою важливою особливістю вокодера із змінною швидкістю кодування є використання адаптивного порогу для визначення необхідної швидкості кодування даних. Рівень порогу змінюється відповідно до фоновому шуму. Результатом цього є придушення фону і поліпшення якості мови навіть в шумній обстановці. Вокодер дозволяє підмішувати в мовний канал вторинний трафік, тобто службову інформацію. Допускається використання вокодера EVRC із швидкістю видачі даних 8 кбіт/с. Якість мови в системі CDMA, що використовує вокодер QCELP із швидкістю кодування 13 кбіт/с, дуже близько до якості мови в провідному каналі.

Сучасні мережі, що базуються на стандарті IS-95, передають сигнал із інформаційною швидкістю 9,6 кбіт/с і технічної - 14,4 кбіт/с. Якщо не застосовувати перешкодостійке кодування, то технічна швидкість може співпадати з інформаційною. Швидкість передачі достатньо просто можна збільшити шляхом

об'єднання каналів, як це зроблено в IS-95B, IS-95C, cdma2000. В даний час зроблена концепція IS-95-HDR (High Data Rate), в якій швидкість передачі даних підвищена до 1 Мбіт/с і більше, проте аналіз розвитку систем з шумоподібними сигналами і кодовим розділенням каналів показує, що всі системи 3-го покоління базуються на концепції IMT-2000. Не дивлячись на велику кількість стандартів, базові принципи функціонування систем зв'язку з ШПС залишаються незмінними, тому для об'єктивної оцінки ефективності систем з кодовим розділенням розглянемо загальні закони формування складних сигналів в даних системах.

На базовій станції (БС) формуються чотири типи сигналів (плакат Формування сигналу в БС в CDMA): пілотний канал, синхроканал, канал виклику і канали трафіку. Сигнал пілот-каналу передається весь час і є М-послідовністю завдовжки $N = 2^{15} - 1$. На пілотний канал припадає близько 20 % випромінюваної потужності, проте цього досить, щоб на виході корелятора мобільної станції спостерігався відгук. Як було сказано, імпульс на виході корелятора має малу тривалість, що дозволяє точно оцінити частоту і час затримки оброблюваного складного сигналу, тобто здійснити квазікогерентний прийом.

Синхроканал містить технологічну інформацію, необхідну для підтримки синхронізації мобільної станції: дані про системний час, про параметри довгого і короткого кодів, про швидкість передачі в викличному каналі.

Інформаційний цифровий потік розмовних каналів (трафіку) подається на звертальний кодер з половинною швидкістю. На його виході число біт подвоюється. Потім дані поступають на перемежувач. Це робиться для того, щоб після зворотного перемеження рівномірно розподілити в потоці даних спотворені під час передачі біти. Відомо, що помилково прийняті символи звичайно формують пакети. Алгоритми перешкодостійкого кодування працюють найкращим чином, коли помилки розподілені рівномірно в часі. Декореляція пакетів помилок відбувається після здійснення на приймальній стороні процедури, зворотної перемеженню при передачі.

Наступний етап перетворення повідомлення - кодування за допомогою кодів Уолша, після чого цифровий потік перетвориться за допомогою довгого коду і логічної операції складання по модулю два. Довгий код, як і короткий, є М-послідовність, тільки регістр зсуву складається не з п'ятнадцяти комірок, а з сорока двох. Максимальна довжина такої ПСП складає 4 398 046 511 103 біт і період повторення буде приблизно рівний сорока добам. У БС таким чином здійснюється скремблювання ширококутового сигналу, внаслідок чого перехоплення інформації практично виключене. Прорізувач на схемі є 32-бітовою двійковою маскою, яка визначається індивідуально для кожного абонента. Оскільки інформаційний потік має швидкість 19,2 Кбіт/с, то в прямому каналі використовується тільки кожен 64-й символ довгого коду [2].

На завершальному етапі двійкові потоки мажоритарно підсумовуються, розділяються між синфазним I (Inphase) і квадратурним Q (Quadrature) каналами для подальшої передачі з використанням фазової маніпуляції квадратури (QPSK).

У зворотному каналі (від абонента до базової станції) застосовується інша схема кодування (рисунок 2.1). Рухома станція не може використовувати переваг трансляції опорного сигналу. В цьому випадку необхідно було б передавати два сигнали, що було б неекономічно і значно ускладнило демодуляцію в приймачі базової станції. У зворотному каналі сигнал з вокодера поступає на зверточний кодер із швидкістю $1/3$, що підвищує швидкість передачі даних з базовою 9,6 до 28,8 кбіт/с. Далі сигнал проходить на перемешувач. Після перемешування вихідний потік розбивається на слова по шість бітів в кожному. Шестибітовому слову можна поставити у відповідність один з 64 кодів Уолша. Таким чином, кожен абонентський термінал використовує весь їх набір. Після цієї операції швидкість потоку даних підвищується до 307,2 кбіт/с. Далі потік перетворюється за допомогою довгого коду. Всі мобільні станції в мережі CDMA використовують один і той же довгий код, але з різними циклічними зсувами. Величина зсуву довгого коду є адресою, по якому в БС розділяє користувачів. Таким чином, абонентська ємність системи визначається зворотним каналом і

складає декілька мільярдів. Остаточне формування потоків даних відбувається таким же чином, як і в базовій станції, за винятком додаткового елементу затримки на $1/2$ тривалості символу в Q-каналі для реалізації зміщеної QPSK. Канал доступу організовується аналогічно.

В рамках концепції IMT-2000 розроблені три ключові стандарти: IMT-MC (Multi Carrier) або cdma2000, IMT-DC (Direct Spread) або WB-CDMA і IMT-TC (Time Code). Істотним недоліком всіх систем CDMA є чутливість кореляторів БС до потужності сигналів, що приходять від різних абонентів. Якщо не вжити заходів, то частотна ефективність виявляється нижче, ніж у існуючих систем цифрового зв'язку.

Для збільшення ефективності систем застосовується регулювання потужності в зворотному каналі. Регулювання потужності АС в cdma2000 відбувається в динамічному діапазоні 84 дБ з кроком 0,25 дБ.

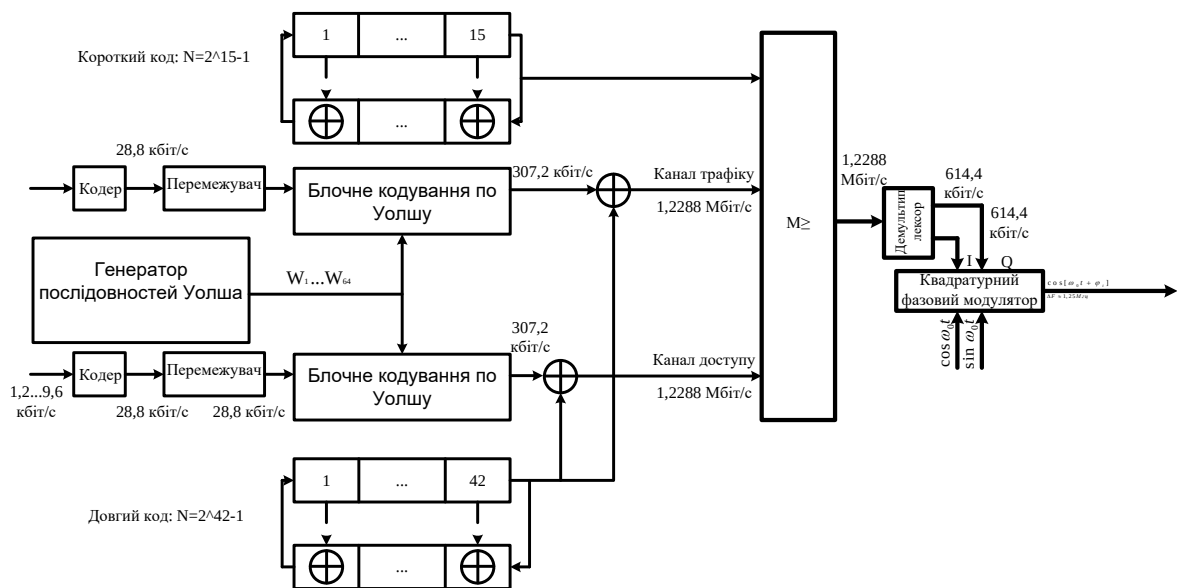


Рисунок 2.1 - Структурна схема формування складного сигналу в мобільній станції

Інтервал між сусідніми вимірюваннями рівний 1,25 мс, тобто швидкість потоку управління по потужності складає 800 біт, який підмішується в канал трафіку (рисунок 2.1).

Окремо слід зазначити боротьбу з багатопроменевістю в стандартах CDMA. У приймачі ШПС ведеться роздільна обробка декількох променів. В цьому випадку в кожному каналі прийому на базовій станції використовується 4 паралельно працюючих корелятора, а на рухомій - 3 корелятори, в результаті з'являється можливість підсумовувати енергії проміння, що приходить з різних напрямів. Це дозволяє понизити вимоги до рівня сигналу в точці прийому, крім того, з'являється можливість здійснювати м'який режим естафетної передачі при переході із стільника в стільник. Більш того, в стандарті cdma2000 спеціально застосоване комбіноване просторово-частотне рознесення. Багаточастотний сигнал передається через рознесені антени і в точку прийому приходить декілька променів. Це істотно підвищує якість і стійкість прийому без ускладнення абонентної станції.

У стандарті cdma2000 втілені і інші оригінальні технічні рішення, наприклад, система адаптована до різних швидкостей передачі даних за рахунок введення спеціальних ортогональних послідовностей із змінним коефіцієнтом розподілу (OVSF - Orthogonal Variable Spreading Factor). Застосовані особливі види додаткового кодування; формування високошвидкісних каналів передачі даних відбувається шляхом об'єднання декількох частотних каналів і ін. Все це робить стандарт CDMA одним з найдосконаліших засобів мобільного зв'язку [3].

Висновки. Системи зв'язку, що базуються на кодовому розділенні каналів порівняно з іншими системами цифрового зв'язку:

- володіють винятковою складністю результуючих сигналів, тим самим підвищуючи конфіденційність передачі;

- мають малу спектральну густину результуючого сигналу, що підвищує скритність системи;

- ефективно передають інформацію при багатопроменевому розповсюдженні радіохвиль;

стійкі до дії як імпульсних, так і зосереджених по частоті перешкод;
 здійснюють близьку до когерентної обробку сигналів, тим самим доводячи перешкодостійкість до граничних значень;
 мають низький рівень споживаної потужності абонентної станції, що забезпечує її тривалу роботу без заряджання;
 полегшують або повністю виключають необхідність частотного планування;
 гнучкі в розгортанні, легко адаптуються до вимог по послугах, що надаються, в конкретній мережі користування.

2.2 Адаптивна фільтрація шумоподібних сигналів на основі багатозначних псевдовипадкових послідовностей

У системах зв'язку з розширенням спектру (СЗРС) широко застосовуються шумоподібні сигнали (ШПС), побудовані на двійкових лінійних рекурентних послідовностях максимального періоду (МЛРП). Запропоновано використовувати ШПС, сформовані на МЛРП з довільною основою $q > 2$. Це суттєво збільшить ансамбль кодових послідовностей в порівнянні з двійковими МЛРП, ускладнить розпізнавання закону формування ПСП в ШПС, і тим самим підвищить конфіденційність адресних систем зв'язку. Представлення МЛРП з $q > 2$ складними ланцюгами Маркова і використання теорії умовних марківських процесів дозволяє одержати алгоритми фільтрації ШПС, сформованих на багатозначних МЛРП, і на їх основі синтезувати пристрої швидкого пошуку ШПС.

Недоліком пристрою швидкого пошуку ШПС на основі нелінійного фільтру є накопичення шуму у відсутності шуканого ШПС, що призводить до зростання ймовірності помилкової тривоги. Ослабити вказаний недолік можна, побудувавши пристрої пошуку ШПС так, щоб у відсутність ШПС коефіцієнт передачі в ланцюзі зворотного зв'язку нелінійного фільтру був близький до нуля, виключаючи тим самим накопичення шуму, а з появою ШПС досягав значення, при якому накопичення ШПС було б максимальним. Зміна коефіцієнта передачі в

$f_{k+1}(M_j)$ - логарифм функції правдоподібності стану M_j ($j=1\dots q$) в $(k+1)$ -у такті;

$u_{j(k+1)} = \ln\left(\frac{P_{j(k+1)}}{P_{q(k+1)}}\right)$ - логарифм відношення апостеріорної ймовірності станів

дискретного параметра ШПС в $(k+1)$ -у такті;

$u_{(k+1)}$ - стан ПСП в $(k+1)$ -у такті;

u_k - оцінка стану ПСП для $(k+1)$ -го такту;

$u_{j(k)}$ - оцінка значення $u_{j(k+1)}$ в поточному такті;

$u_{(k+1)}$ і u_k - вектори $u_{(k+1)} = [u_{1(k+1)}, \dots, u_{(q-1)(k+1)}]$, $u_{(k+1)} = [u_{1k}, \dots, u_{(q-1)k}]$;

$\pi(ij = 1\dots q)$ - елементи транспонованої матриці перехідної ймовірності фільтрованого ланцюга.

Збіг знаків, $\text{sign } \text{sign}(u_{j(k+1)}) = \text{sign}(u_{j(k)})$, ($j = 1\dots q-1$) вказує на збіг відфільтрованої ПСП u_{k+1} в $(k+1)$ -у такті і оцінки u_k , одержаної в результаті логічних операцій над m -значними комбінаціями оцінок раніше прийнятих символів. За відсутності ШПС ймовірність збігу $u_{(k+1)}$ і u_k прямує до $1/q$. З появою ШПС кількість правильних значень $u_{(k+1)}$ на виході адаптивного фільтру збільшується, що призводить до збільшення достовірності u_k і, отже, до збільшення числа збігів $u_{(k+1)}$ і u_k . Зростання кількості збігів $u_{(k+1)}$ і u_k вказує на наявність кореляційного зв'язку між ПСП шуканого ШПС і ПСП, формованої в адаптивному фільтрі. До цього моменту коефіцієнт $b_{j(k+1)}''$ рівний нулю.

Початкове значення $b_{j(k+1)}''$ вибирається з діапазону $-1 < b_{j(k+1)}'' < 0$ шляхом заведення початкової ймовірності $\pi_{ii(0)}$. При $\pi_{ii(0)} = 1/q$ коефіцієнти $b_{j(k+1)}''$ прямують до $b_{j(k+1)}'' > -1$ і фільтрація дискретного параметра ШПС відсутня, оскільки $u_{j(k+1)}'' + b_{j(k+1)}'' + u_{j(k+1)}'' \rightarrow 0$.

Рівняння (1), (2) реалізуються в приймальному пристрої рис.1 блоком адаптації (БА), який в кожному такті роботи системи, починаючи з $(m+1)$ - го такту, порівнює значення $u_{(k+1)}$ і u_k . По результату порівняння проводиться зміна оцінки $\pi_{ii(k+1)}$ з наперед обчисленим кроком $\Delta\pi_{ii}$. За наявності ШПС ймовірність правильного розпізнавання символів на вході ПУ $(m, \pi_{ij}) > 1/q$, тому $\pi_{ii(k+1)}$ збі-

льшується, прямуючи до граничного значення $\pi_{ii} \rightarrow 1$, а коефіцієнт $b''_{j(k+1)}$ прямує до нуля, забезпечуючи коефіцієнт передачі в ланцюзі зворотного зв'язку адаптивного нелінійного фільтру (АНФ) рівним 1. Швидкість адаптації залежить від вибраного кроку $\Delta\pi_{ii}$, відносини сигнал-шум на вході приймача p^2 , і довжини m -значної комбінації символів ПСП [4].

Формування $u_{(k+1)}$ на виході селектора максимуму здійснюється згідно наступному алгоритму

$$u_{(k+1)} = \max(|u_{j(k+1)}|, j = \overline{1 \dots (q-1)}). \quad (2.3)$$

Оцінка $u_{j(k)}$ формується таким чином

$$u_{j(k)} = \begin{cases} |u_k|, u_k = M_j; \\ 0, u_k \neq M_j; \\ -|u_k|, u_k = M_q \end{cases} \quad (2.4)$$

де u_k - оцінка значення на виході пристрою прийняття рішень в наступному $(k+1)$ -у такті;

M_j - j -е стан ПСП.

Структура приймального пристрою, що моделює рівняння (1), приведена на рисунку 2.2.

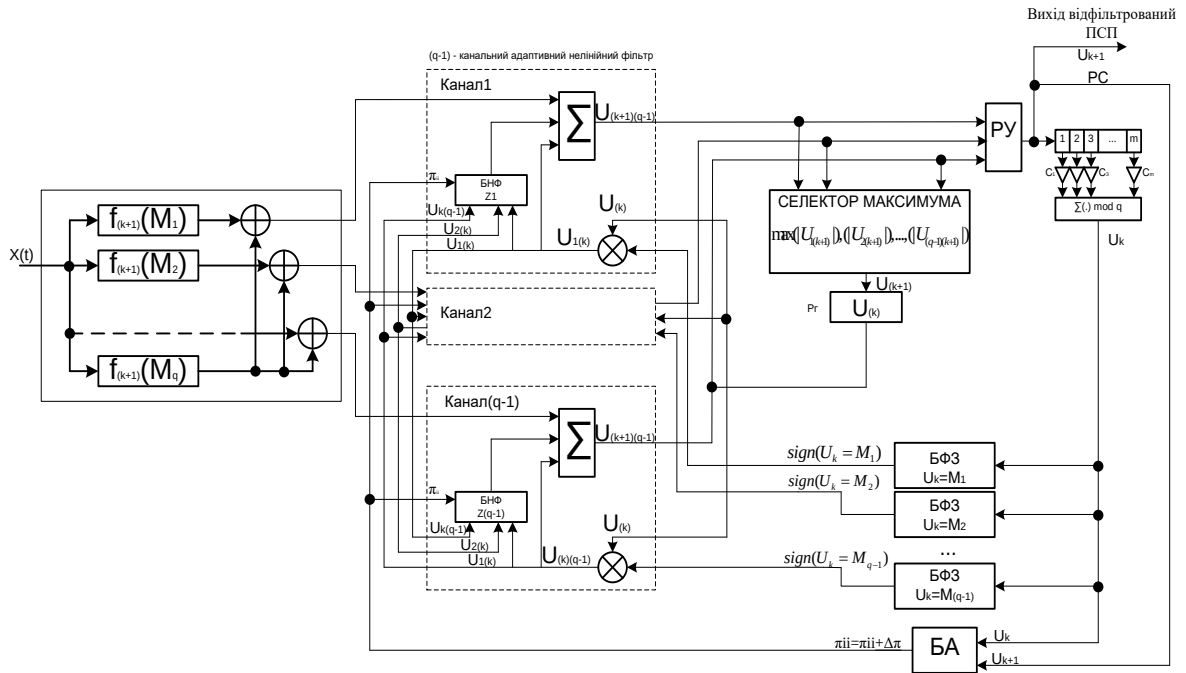


Рисунок 2.2 - Структура приймального пристрою з АНФ

ПУ з АНФ складається з дискримінатора з $(q-1)$ виходами; формуючого різниці логарифмів функцій правдоподібності $f_{k+1}(M_j) - f_{k+1}(M_q)$; адаптивного нелінійного фільтру з $(q-1)$ каналами, що складаються з блоку формування нелінійної функції (БНФ) $z_j(u_k, \pi_{ij})$, суматора, селектора максимуму u_{k+1} , регістра для зберігання u_k , перемножувача ($\otimes$), а також пристрою прийняття рішень (ППР), що визначає стан відфільтрованого ланцюга, регістра зсуву (РЗ) m -значної комбінації символів, блоків формування знаку (БФЗ), формуючих знак для кожного з каналів на підставі значення оцінки u_k , блоку адаптації (БА).

Кожен блок БФЗ формує знак напруги $u_{j(k)}$ для свого j -го каналу ($j=1 \dots (q-1)$) на підставі значення оцінки u_k згідно умовам (4). Розрізнення станів ПСП здійснюється пристроєм прийняття рішень (ППР) на підставі аналізу сигналів на виході каналів АНФ. Значення u_{k+1} визначається номером каналу j з максимальним відношенням апостеріорної ймовірності m -значних комбінацій. Якщо на виході всіх каналів АНФ присутня від'ємна напруга, ухвалюється рішення про наявність q -го стану

Якщо $[u_{j(k+1)}, j=1, \dots, (q-1)] < 0$, то $u_{k+1} = q$,

$$\text{інакше } u_{k+1} = v, \text{ де } u_{v(k+1)} = \max [u_{j(k+1)}, j=\overline{1, \dots, (q-1)}]. \quad (2.5)$$

У зв'язку з можливістю невірної формування оцінки u_k наступного стану ланцюга елементи матриці перехідної ймовірності π_{ij} задаються таким чином

$$\pi_{ii} \quad \pi_{jj}; \quad \pi_{ij} = \frac{1 - \pi_{ii}}{q - 1}, i, j = \overline{1, q}. \quad (2.6)$$

Розглянемо роботу пристрою у випадку ПСП, сформованої згідно алгоритму $S_j = (S_{j-1} 11 S_{j-2}) \bmod 13$. Період послідовності рівний $L = q^m - 1 = 13^2 = 168$. На рис.2а,б представлені порівняльні характеристики розпізнавання m -значних комбінацій ПСП для адаптивного (при різних кроках адаптації і заданому початковому π_{ii}) і неадаптивного (нижня крива, для заданого π_{ii}) алгоритмів фільтрації ЧМ ШПС при різних відносинах сигнал/шум p^2 , по потужності.

Початкове значення π_{ii} для адаптивного алгоритму співпадає із значенням елементу π_{ii} для неадаптивного алгоритму.

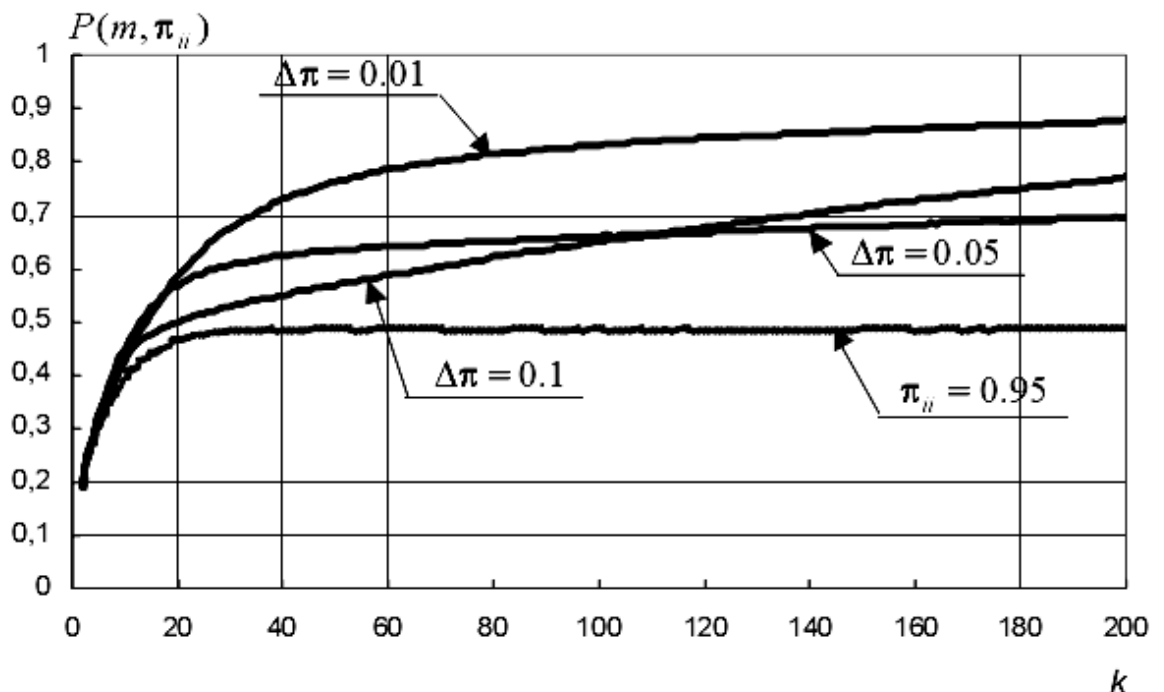


Рисунок 2.3 - Ймовірність розпізнавання m -значних комбінацій ПСП при $\pi_{ii} = 0.95$

$P_{\Sigma} = 3$ дБ; $q = 13$; початкові значення при π_{ii} рівне а) $\pi_{ii} = 0.95$; б) $\pi_{ii} = 1.0$.

З аналізу отриманих результатів (рис.2.5,2.6) виходить, що перехід до адаптивної фільтрації дозволяє підвищити ймовірність правильного розпізнавання m -значних комбінацій символів $p(m, \pi_{ii})$ в порівнянні з аналогічною ймовірністю $p(m, \pi_{ii} = \text{const})$ за відсутності адаптації.

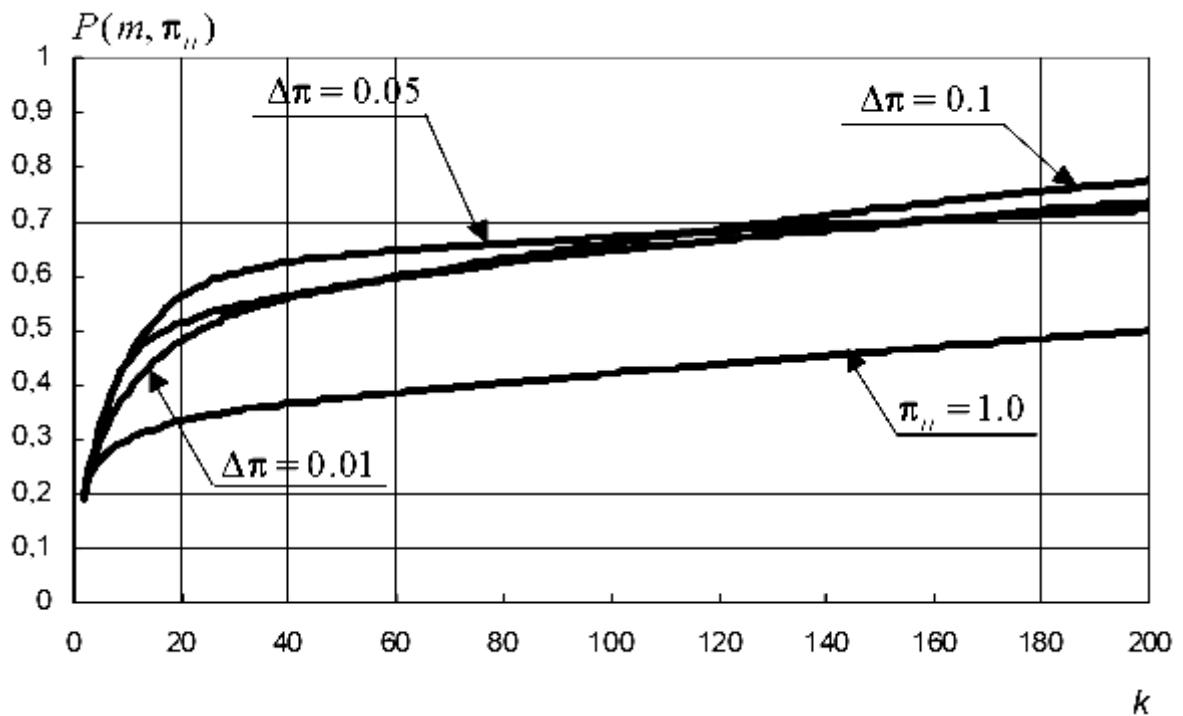


Рисунок 2.4 - Ймовірність розпізнавання m -значних комбінацій ПСП при $\pi_{ii} = 1.0$

Зміна ймовірності правильного розпізнавання носить нелінійний характер, і найбільше зростання досягається на початкових тактах фільтрації, що дозволяє використовувати отриманий алгоритм в пристроях швидкого пошуку ШПС.

3 ЗАВАДОСТІЙКЕ КОДУВАННЯ

3.1 Поняття перешкод та їх класифікація

Під перешкодою розуміється будь-яка дія, що накладається на корисний сигнал і утрудняє його прийом. Нижче приведена класифікація перешкод і їх джерел.

Зовнішні джерела перешкод викликають в основному імпульсні перешкоди, а внутрішні – флуктуаційні.

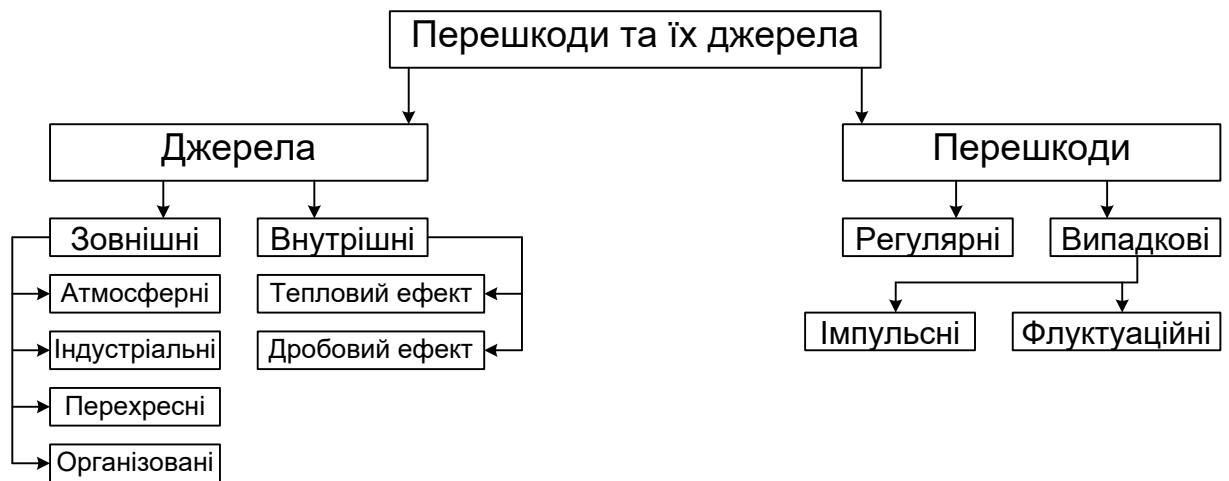


Рисунок 3.1 – Перешкоди та їх джерела

Перешкоди, накладаючись на відеосигнал, призводять до двох типів спотворень: краєві і дроблення. Краєві спотворення пов'язані зі зсувом переднього або заднього фронту імпульсу. Дроблення пов'язане з дробленням єдиного відеосигналу на деяку кількість коротших сигналів.

3.2 Історія кодування, контролюючого помилки

Історія кодування, контролюючого помилки, почалася в 1948 р. публікацією знаменитої статті Клода Шеннона. Шеннон показав, що з кожним каналом пов'язано вимірюване в бітах в секунду і зване пропускнуною спроможністю ка-

налу число C , що має наступне значення. Якщо швидкість передачі інформації R (вимірювана в бітах в секунду), що вимагається від системи зв'язку, менше C , то, використовуючи коди, контролюючі помилки, для даного каналу можна побудувати таку систему зв'язку, що ймовірність помилки на виході буде скільки завгодно мала. Насправді, з шеннонівської теорії інформації виходить той важливий висновок, що побудова дуже хороших каналів є марнотратством; економічно вигідніше використовувати кодування. Фактично в роботі Шеннона затверджується, що потужність сигналу, шум в каналі і смуга частот обмежують лише швидкість передачі, а не її точність. Шеннон, однак, не вказав, як знайти відповідні коди, а лише довів їх існування. У п'ятдесяті роки багато зусиль було витрачено на спроби побудови в явному виді класів кодів, що дозволяють одержати обіцяну скільки завгодно малу ймовірність помилки, але результати були мізерними. У наступному десятилітті рішення цієї захоплюючої задачі надавалося менше уваги; натомість дослідники кодів зробили тривалу атаку по двох основних напрямках.

Перший напрямок носив чисто характер алгебри і переважно розглядав блокові коди. Перші блокові коди були введені в 1950 р., коли Хемінг описав клас блокових кодів, що виправляють одиничні помилки. Коди Хемінга були досить слабкі в порівнянні з обіцяними Шенноном набагато сильнішими кодами. Не дивлячись на посилені дослідження, до кінця п'ятдесятих років не було побудовано кращого класу кодів. Протягом цього періоду без якої-небудь загальної теорії були знайдені багато кодів з малою довжиною блоку. Основне зсув відбулося, коли Боуз і Рой-Чоудхурі [1960] і Хоквінгом [1959] знайшли великий клас кодів, що виправляють кратні помилки (коди БЧХ), а Рід і Соломон [1960] знайшли пов'язаний з кодами БЧХ клас кодів для недвійкових каналів. Хоча ці коди залишаються серед найважливіших класів кодів, загальна теорія блокових кодів, контролюючих помилки, з тих пір успішно розвивалася.

Відкриття кодів БЧХ призвело до пошуку практичних методів побудови жорстких або м'яких реалізацій кодерів і декодерів. Перший хороший алгоритм був запропонований Пітерсоном. Згодом могутній алгоритм виконання описа-

них Пітерсоном обчислень був запропонований Берлекемпом і Мессі, і їх реалізація увійшла до практики як тільки стала доступною нова цифрова техніка.

Другий напрямок досліджень по кодуванню носив швидше характер ймовірності. Ранні дослідження були пов'язані з оцінками ймовірності помилки для кращих сімейств блокових кодів, не дивлячись на те, що ці кращі коди не були відомі. З цими дослідженнями були пов'язані спроби зрозуміти кодування і декодування з точки зору ймовірності, і ці спроби призвели до появи послідовного декодування. У послідовному декодуванні впроваджується клас неблокових кодів нескінченної довжини, які можна описати деревом і декодувати за допомогою алгоритмів пошуку по дереву. Найкориснішими деревовидними кодами є коди з тонкою структурою, відомі під назвою зверточні кодів. Ці коди можна генерувати за допомогою ланцюгів лінійних регістрів зсуву, виконуючих операцію згортки інформаційної послідовності. В кінці 50-х років для зверточних кодів були успішно розроблені алгоритми послідовного декодування. Цікаво, що найпростіший алгоритм декодування - алгоритм Вітербі - не був розроблений для цих кодів до 1967 р. Стосовно зверточних кодів помірної складності алгоритм Вітербі користується широкою популярністю, але для потужніших зверточних кодів він не практичний.

У 70-х роках ці два напрями досліджень знову стали переплітатися. Теорією зверточних кодів зайнялися алгебристи, які представили її в новому світлі. У теорії блокових кодів за цей час вдалося наблизитися до кодів, обіцяних Шенноном: були запропоновані дві різні схеми кодування (одна Юстесеном, а інша Гоппой), які дозволили будувати сімейства кодів, що одночасно можуть мати дуже велику довжину блоку і дуже хороші характеристики. Обидві схеми, однак, мають практичні обмеження. Тим часом до початку 80-х років кодери і декодери почали з'являтися в конструкціях цифрових систем зв'язку і цифрових систем пам'яті.

3.3 Призначення кодів, контролюючих помилки

Оскільки розвиток кодів, контролюючих помилки, спочатку стимулювався задачами зв'язку, термінологія теорії кодування виникає з теорії зв'язку. Побудовані коди, проте, мають багато інших використань. Коди використовуються для захисту даних в пам'яті обчислювальних пристроїв і на цифрових стрічках і дисках, а також для захисту від неправильного функціонування або шумів в цифрових логічних ланцюгах. Коди використовуються також для стиснення даних, і теорія кодування тісно пов'язана з теорією планування статистичних експериментів.

Прикладення до задач зв'язку носять самий різний характер. Двійкові дані звичайно передаються між обчислювальними терміналами, між літальними апаратами і між супутниками. Коди можуть бути використані для отримання надійного зв'язку навіть тоді, коли потужність сигналу, що приймається, близька до потужності теплових шумів. І оскільки електромагнітний спектр все більше і більше заповнюється створюваною людиною сигналами, коди, контролюючі помилки, стають ще важливішим інструментом, оскільки дозволяють лініям зв'язку надійно працювати за наявності інтерференції. У військових прикладеннях такі коди часто використовуються для захисту супроти навмисно організованої супротивником інтерференції.

У багатьох системах зв'язку є обмеження на передавану потужність. Наприклад, в системах ретрансляції через супутники збільшення потужності обходиться дуже дорого. Коди, контролюючі помилки, є чудовим засобом зниження необхідної потужності, оскільки з їх допомогою можна правильно відновити отримані ослаблені повідомлення. Передача в обчислювальних системах звичайно чутлива навіть до дуже малої частки помилок, оскільки одиночна помилка може порушити програму обчислення. Кодування, контролююче помилки, стає в цих прикладеннях дуже важливим. Для деяких носіїв обчислювальної пам'яті використання кодів, контролюючих помилки, дозволяє добитися щільнішої упаковки бітів. Іншим типом систем зв'язку є система з багатьма корис-

тувачами і розділенням за часом, в якій кожному з даного числа користувачів заздалегідь наказані деякі тимчасові вікна (інтервали), в яких йому дозволяється передача. Довгі двійкові повідомлення розділяються на пакети, і один пакет передається у відведене тимчасове вікно. Через порушення синхронізації або дисципліни обслуговування деякі пакети можуть бути загублені. Відповідні коди, контролюючі помилки, захищають від таких втрат, оскільки загублені пакети можна відновити по відомих пакетах.

Зв'язок важливий також усередині однієї системи. У сучасних складних цифрових системах можуть виникнути великі потоки даних між підсистемами. Цифрові автопілоти, цифрові системи управління процесами, цифрові системи перемикачів і цифрові системи обробки радарних сигналів - все це системи, що містять великі масиви цифрових даних, які повинні бути розподілені між багатьма взаємно зв'язаними підсистемами. Ці дані повинні бути передані або по спеціально призначених для цього лініях, або за допомогою складніших систем з шинами передачі даних і з розділенням за часом. У будь-якому випадку важливу роль виконують методи кодування, контролюючого помилки, оскільки вони дозволяють гарантувати відповідні характеристики.

3.4 Загальні відомості про коди і системи кодованого зв'язку

Код є форма представлення повідомлення, незалежна від його фізичної суті. Це відрізняє код від сигналу, який визначає фізичне представлення повідомлення (і коду) в системі зв'язку. На практиці, проте, часто зв'язують абстрактну (символьну) форму коду з фізичними сигналами, називаючи код частотним, тимчасовим, фазовим, амплітудним. Код представляють сукупністю (кодових) символів; перешкодостійкий код дозволяє знаходити або виправляти помилки в сукупності кодових символів.

Якщо повідомлення володіють внутрішніми кореляційними зв'язками, тобто якщо одне повідомлення деяким чином залежить від іншого, як це звично буває при передачі текстів на природних мовах, то перешкодостійкість будь-

якого коду може бути підвищена за рахунок статистичних зв'язків між повідомленнями. Якщо ці зв'язки слабкі, або невідомі, або їх не можна використовувати для підвищення перешкодостійкості, то в цьому випадку форма представлення повідомлення повинна бути надлишковою; зокрема, число символів в коді повідомлення збільшують, а між кодовими символами вводять штучні кореляційні зв'язки. Тому в деяких випадках перешкодостійкі коди називають надлишковими. Введення надмірності в код дозволяє крім виявлення і виправлення помилок підвищити енергетичну ефективність лінії зв'язку, звужити частотний спектр передаваного сигналу, скоротити час входження в зв'язок шляхом підвищення перешкодозахисної тракту синхронізації, поліпшити кореляційні властивості ансамблю сигналів, простими засобами реалізувати прийом, що рознесе. Вид перешкодостійкого коду залежить від структури системи зв'язку, узагальнена схема якої приведена на плакаті Формування сигналу в БС в CDMA. АКФ. Узагальнена схема структури системи зв'язку. Усюди розглядаємо системи зв'язку, що передають тільки дискретні повідомлення. У сучасних системах передачі дискретних повідомлень останні поступають на вхід системи, як правило, від декількох джерел. Навіть якщо зовнішнє джерело одне, сама система зв'язку містить джерело сигналів службового зв'язку, телеуправління і телесигналізації (ТУ-ТС). Швидкість надходження повідомлень від різних джерел може бути як однаковому, так і різному синхронному з власною тактовою частотою апаратури зв'язку або асинхронної з нею. Блок ущільнення (БУ) об'єднує повідомлення, що поступають від різних джерел, в єдину послідовність, як правило, двійкових символів з тактовою частотою, відповідної швидкості передачі системи зв'язку.

Перелік скорочень, вказаних на рисунку з Плакату Формування сигналу в БС в CDMA. АКФ. Узагальнена схема структури системи зв'язку:

ДІ - джерело інформації; БУ - блок ущільнення повідомлень; КДЗ, КДВ - кодери зовнішній, внутрішній; ПРЗ, ПРВ - перемежувачі зовнішній, внутрішній; М - модулятор; ПД - передавач; ЛЗ - лінія зв'язку; ПР - приймач; Д - демодулятор; АЦП - аналого-цифровий перетворювач; БДС, БПС, БЛС - блоки до-

детекторного, післядетекторного, логічного складання; ДПЗ, ДПВ - депережувачі зовнішній, внутрішній; ДКЗ, ДКВ - декодер зовнішній, внутрішній; БП - блок ущільнення повідомлень; ОІ-одержувач інформації; КЗЗ - канал зворотного зв'язку

Якщо швидкості надходження повідомлень від джерел асинхронні по відношенню до власної тактової частоти системи зв'язку, БУ здійснює асинхронне введення повідомлень. Для того, щоб при тимчасовому ущільненні розрізнити повідомлення на стороні прийому, БУ формує маркер, що позначає місце першого джерела в загальному цифровому потоці. Маркер повторюється періодично, утворюючи сигнал циклової синхронізації. Кодер вводить надлишковість в передаваний потік двійкових символів, причому кодування повідомлень залежно від необхідного ступеня підвищення перешкодостійкості може виконуватися поетапно і відповідно етапам різними кодерами. Перший після БУ кодер називають зовнішнім (КДЗ), останній - внутрішнім (КДВ). Сформований кодером потік символів поступає в перережувач. У багатьох випадках помилка в одному символі коду спричиняє за собою помилки і в інших суміжних з ним символах тієї ж послідовності, викликаючи появу пакету помилок на вході декодера, що виправляє помилки. Якщо код розрахований на виправлення m помилок на інтервалі з n суміжних символів, а пакет помилок викликає більш ніж m помилкових символів, помилка декодером не буде виправлена. Перережувач розносить (у часі) суміжні символи початкової кодової послідовності більш ніж на n символів. При депережеженні на стороні прийому символи, що розносяться, знов збирають разом; одночасно помилки в пакеті рознесуть депережувачем в часі більш ніж на n символів, і відповідний депережувачу декодер помилки, який такі рознесе, зможе виправити.

Перережуюча послідовність кодованих символів поступає в загальному випадку в декілька гілок рознесення, кожна з яких містить модулятор, передавач, лінію зв'язку і приймач.

У системах з лініями радіозв'язку для боротьби із завмираннями і вузькосмуговими перешкодами, діючими в частині частотного діапазону, застосовують

програмну (або, як її іноді називають, псевдовипадкову) перебудову робочих частот (ППРЧ); відповідні пристрої входять до складу передавача і приймача [5].

Складання сигналів в гілках, що рознесені, на стороні прийому може проводитися як на вході демодулятора (додетекторне складання), так і на його виході (післядетекторне складання). Зокрема, якщо сигнали в гілках некогерентні, післядетекторне складання називають квадратичним. Порівняно недавно в системах зв'язку з кодованими сигналами стали застосовувати логічне об'єднання гілок розношення, реалізуюче післядетекторний автовибір гілки з якнайменшим числом помилок. Демодулятор (Д) виробляє оптимальну обробку елементу сигналу, що закінчується звично інтеграцією зі скиданням інтегратора в певний тактовий момент часу. Тим самим демодулятор дискретизує в часі суміш огибаючої сигналу з шумом. Формування тактових імпульсів здійснюють пристрої тактової синхронізації, що входять до складу демодулятора. Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) на виході демодулятора дискретизує (квантує) суміш огибаючої сигналу з шумом по рівню. При квантуванні на два рівні декодується двійковий сигнал. Максимальне число рівнів квантування, як правило, не перевищує 16. Звичайно число рівнів рівне 2, 4, 8 або 16. Декодер, що працює з двійковим сигналом, називають жорстким, з недвійковим - м'яким. Для роботи декодера необхідні специфічні (групові) тактові імпульси, формовані в тракті групової синхронізації, що входить до складу декодера. Призначення декодера полягає в зменшенні числа помилок в повідомленнях, видаваних системою зв'язку, шляхом використання надлишковості, закладеної в символний потік кодером. Частина системи зв'язку, включаючи лінію (радіо-або дротяну), називається каналом. Частина системи від виходу модулятора до входу АЦП утворює канал передачі-прийому сигналу, безперервного по рівню (але дискретного за часом). Частина системи від виходу модулятора до виходу АЦП утворює канал з вхідним сигналом, безперервним по рівню і часу, і з вихідним дискретним сигналом. Від виходу модулятора до виходу АЦП маємо дискретний (за часом і рівню) канал. У двонаправленій системі зв'язку звичайно

створюють канал зворотного зв'язку, по якому здійснюють управління роботою системи.

Схема на плакаті Формування сигналу в БС в CDMA. АКФ. Узагальнена схема структури системи зв'язку може видозмінюватися залежно від конкретної реалізації системи зв'язку. У каналах діють спотворення сигналів, шуми, перешкоди, які в дискретному каналі виявляються у вигляді переходу одного значення символу в інше - помилкове (подія, що полягає в появі помилки) або невживане (подія, яку називають стиранням). Залежно від характеру помилок розрізняють дискретні канали: симетричний (всі помилкові значення символів рівноімовірні), асиметричний (деякі помилкові значення символів володіють більшою вірогідністю), без пам'яті (спотворення символу не залежить статистично від спотворення іншого вихідного символу), з пам'яттю (спотворення символу вихідної послідовності залежить статистично від спотворення іншого символу тієї ж послідовності), із стираннями (разом з помилками мають місце стирання символів).

Будь-який канал зв'язку з обмеженими смугою частот, часом передачі і динамічним діапазоном (значень амплітуди) володіє кінцевою пропускною спроможністю. Теоретично пропускна спроможність - це максимальне число переданих двійкових одиниць (бітів) в одиницю часу при скільки завгодно малій ймовірності помилок. Реально одержуване число передаваних біт в одиницю часу називають швидкістю передачі. При необмежено малій ймовірності помилок швидкість передачі завжди менше пропускної здатності. У каналі з помилками максимальне значення швидкості набувають шляхом використання перешкодостійкого кодування. Останнє вимагає введення надлишковості в передаваний сигнал: за часом, частоті або амплітуді. Якщо код узгоджений з каналом, тобто код дозволяє виправляти найімовірніші помилки, введена надлишковість стає виправданою. Якщо код не узгоджений з каналом, помилки можуть бути не тільки не виправлені, але і розмножені кодом. В цьому випадку застосування перешкодостійкого кодування принесе не користь, а шкода. Для

узгодження коду з каналом зв'язку необхідно мати максимальний об'єм відомостей про можливі впливи, що заважають, в каналах.

3.5 Заваджаючі впливи в каналах зв'язку

Впливи, що заважають, розділяють на шуми, перешкоди, завмирання, спотворення, помилки (рис. 3.2). Звичайно шуми мають природне походження; найістотніший вплив надає власний шум приймача. Перешкоди можуть бути також природного походження (грозові розряди, індустриальні перешкоди, вплив сусідніх радіозасобів) і умисні. Всю різноманітність перешкод можна звести до шести основних типів: шумовим, імпульсним, вузькосмуговим, внутрішньосистемним, ретранслюючим, імітаційним. Шумову перешкоду представляють у вигляді зовнішнього флуктуаційного шуму, що збільшує інтенсивність шуму приймача.

Імпульсні перешкоди (ІП) діють протягом обмеженого часу; залежно від форми імпульсу розрізняють шумові (обмежений в часі шум), відео- і синусоїдальні (вузькосмугові) ІП. Імпульс перешкоди може бути одиночним, проте частіше впливає пакет ІП, який вражає елементи сигналу, спотворюючи його часові характеристики.

Вузькосмугова перешкода накриває частину спектру передаваного сигналу, спотворюючи спектр і погіршуючи як спектральні, так і кореляційні властивості сигналу.

Внутрішньосистемні перешкоди характерні для асинхронно-адресних систем зв'язку, працюючих в одній смузі частот з розрізненням станцій за формою адресних сигналів (кодів). Виникають перешкоди головним чином за рахунок неідеальності взаємокореляційних функцій адресних кодів.

Ретранслююча перешкода створюється в результаті посилення і переопромінення переданого сигналу однією-двома сусідніми станціями. Переопромінений і затриманий сигнал, потрапляючи в приймач істинної станції, створює специфічну перешкоду, що впливає тим сильніше, чим гірші кореляційні влас-

тивості передаваних сигналів. Імітаційна перешкода (ІМП) близька формою переданому сигналу; ступінь близькості визначається числом передаваних сигналів і їх кореляційними властивостями. Часто ІМП називають також структурною або прицільною перешкодою. Назва "Прицільна перешкода" стає виправданою при збігу в приймачі фази або середньої частоти ІМП з фазою переданого сигналу або з середньою частотою одного або декількох частотних підканалів. У останньому випадку перешкоду іноді називають зосередженою. У наземних радіолініях причинами завмирань, що становлять основну частину впливів природного походження, що заважають, служать багатопроменевість, метеоумови, пора року. Багатопроменевість викликає швидкі завмирання, метеоумови і пора року - повільні. Частотну селективність завмирань визначають по зниженню коефіцієнта частотної кореляції до значення 0,5 ... 0,6. Інтервал частот, лежачий в межах 1...0,5, називають смугою (інтервалом) когерентності каналу зв'язку.

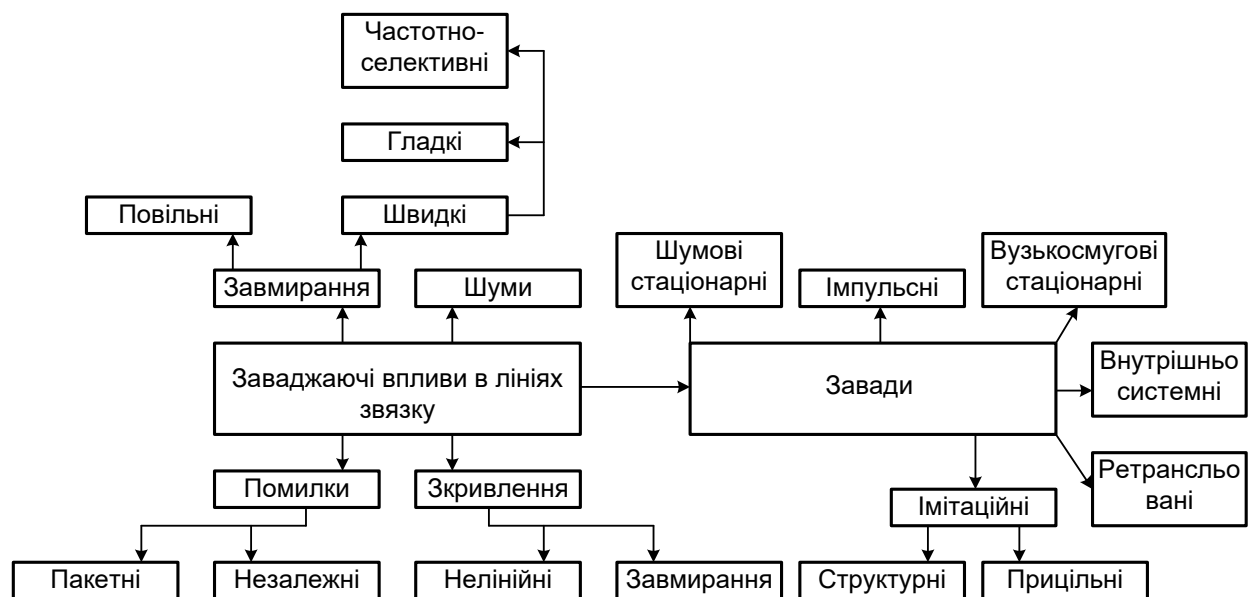


Рисунок 3.2 Класифікація заважаючих впливів в лініях зв'язку

Спотворення сигналу можуть спричинятися як характеристиками тракту передачі, так і перешкодами. Проте поняття спотворення звичайно пов'язують тільки з впливом на сигнал лінійних і нелінійних характеристик тракту. Дія лінійних характеристик, і зокрема нерівномірності амплітудно-частотної харак-

теристики (АЧХ), приводить до появи міжсимвольних спотворень (МСС); обмеження амплітуди сигналу викликає появу небажаних частот в спектрі, створюючих перешкоди нелінійних переходів. Помилки фіксуються на виході дискретного каналу: саме вони визначають вірність інформації. Розподіл помилок на незалежні і пакетні викликаний головним чином специфікою перешкодостійкого коду, його здатністю виправляти або знаходити помилки.

Для апріорної оцінки ефективності коду проводять імітаційне моделювання, що вимагає знання статистичного розподілу впливів, що заважають. Звичайно шум припускають нормально розподіленим (білим гаусівським шумом - БГШ). При великій різноманітності ІП немає, проте, єдиної універсальної моделі, що описує ці перешкоди. Як правило, рівні і тривалості ІП приймають розподіленими по експоненціальному закону, а вірогідність появи m імпульсів на інтервалі часу $T_{\text{ІП}}$ (відповідно до розподілу Пуассона) $P_{\text{ІП}}(m) = (LT_{\text{ІП}})^m \exp(-LT_{\text{ІП}})/m!$,

де L -середнє число імпульсів на інтервалі $T_{\text{ІП}}$

Найбільш складно моделювати умисні перешкоди, "якість" яких тим вище, ніж менше визначена їх статистика. Проте кожна перешкода характеризується декількома параметрами, які при моделюванні можуть бути задані в апріорно вибраному діапазоні значень у вигляді, наприклад, випадкових чисел.

Для опису швидких завмирань частіше всього застосовують релеєвський і райсовський розподіли. Частотну селективність швидких завмирань описують експоненціальним розподілом; функція частотної кореляції

$$R(f) = (\exp(-f/df_0))^2 \text{ або } R(f) = \exp(-f/df_0),$$

де df_0 -інтервал частотної кореляції. Загальноприйнята апроксимація повільних завмирань логарифмічно нормальним розподілом.

Спотворення сигналу приймають при моделюванні нормально розподіленими і розглядають як додатковий флуктуаційний шум. Через різноманіття причин і конкретних умов неможливо описати статистичний розподіл помилок однією моделлю. Найбільш простій є модель незалежних помилок, описувана біноміальним розподілом. Біноміальний розподіл добре описує помилки в дис-

кретному каналі, причиною яких служить флуктуаційний шум. У різних лініях зв'язку впливи, що заважають, навіть одного виду мають різні параметри розподілу. Цю особливість необхідно враховувати при виборі перешкодостійкого коду. У системах зв'язку найбільш ширше використовують [6]:

- дротяні лінії зв'язку - повітряні, магістральні кабельні (симетричні і коаксіальні), внутрішньоміські кабельні, а також високовольтні лінії електропередач;

- радіо тракти - радіорелейні прямої видимості (РРЛ), тропосферні (ТРЛ), космічні (через ШСЗ і з дальніми космічними кораблями), магістральні короткохвильові (КВ) ЛЗ, а також лінії радіозв'язку з наземними рухомими об'єктами (РЛП);

- телефонні канали різної протяжності, прямі і комутовані, організовані на ЛС різного типу;

- внутрішньоапаратні тракти магнітного запису-прочитування і шини інформаційного обміну в ЕОМ.

Перешкоди, визначені видом модуляції. Крім основних методів модуляції - амплітудної (синусоїдальний переносник - АМ, імпульсний - АІМ), частотної (ЧМ, ЧІМ), фазовою (ФМ, ФІМ) відомо багато похідних методів: АМ з подаленою несучою і однією бічною смугою (АМ ОБС), квадратура АМ (КАМ), ЧМ широкосмугова з великим індексом модуляції (>1), ЧМ вузькосмугова (≤ 1), ЧМ з безкінечною фазою і мінімальним зсувом (ЧМ БФ), відносна ФМ (ВФМ), багатократні АМ, ЧМ, ФМ, комбінована АМ-ФМ (АФМ) і ряд інших методів. Кожен вид модуляції має свої особливості з погляду перешкод, перетворюваних демодулятором і впливаючих на пристрій прийняття рішень.

Амплітудна модуляція створює асиметрію помилок. Вона порівняно з іншими видами модуляції найбільш чутлива до всіх видів шумів і перешкод. Через зміщений до нульової частоти спектр безнадлишкового коду АМ ОБС не реалізується в "чистому" вигляді; здійснюється передача частини другої бічної з високими вимогами до АЧХ формуючого фільтру. Частотна модуляція в радіоканалі з частотно-селективними завмираннями при рознесенні частот символів

лів на величину, що перевищує смугу когерентності каналу, утворює асиметричний тракт на інтервалах тимчасової кореляції завмирань; найбільш вірогідні спотворення символів одного значення, схильних до завмирання. Відносні методи модуляції вводять в передаваний сигнал кореляційні зв'язки; збій символу в демодуляторі викликає без вживання спеціальних заходів (наприклад, тимчасового перемеження) розмноження помилок. Те ж саме відноситься і до багатократних методів модуляції.

3.6 Основні принципи перешкодостійкого кодування. Класифікація перешкодостійких кодів

Кодування з виправленням помилок, по суті, є методом обробки сигналів, призначений для збільшення надійності передачі по цифрових каналах. Хоча різні схеми кодування дуже несхожі один на одного і засновані на різних математичних теоріях, всім їм властиві дві загальні властивості. Одне з них - використання надмірності. Закодовані цифрові повідомлення завжди містять додаткові, або надмірні, символи. Ці символи використовують для того, щоб підкреслити індивідуальність кожного повідомлення. Їх завжди вибирають так, щоб зробити маловірогідною втрату повідомленням його індивідуальності через спотворення при дії перешкод досить великого числа символів. Друга властивість полягає в усереднюванні шуму. Ефект усереднювання досягається за рахунок того, що надмірні символи залежать від декількох інформаційних символів.

Приведемо класифікацію перешкодостійких кодів на малюнку, зображеному нижче.

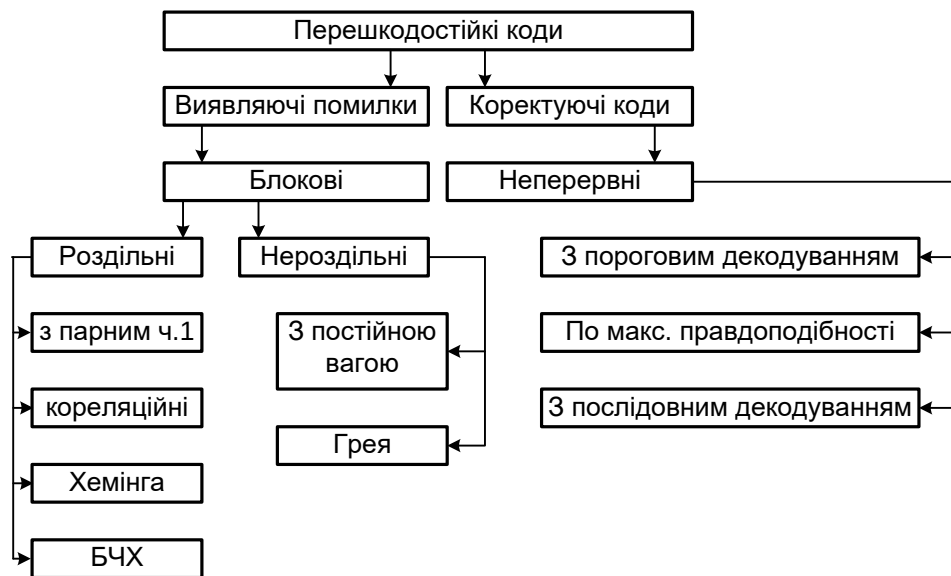


Рисунок 3.3 – Класифікація перешкодостійких кодів

3.7 Практика кодування

Припустимо, що всі представляючі інтерес дані можуть бути представлені у вигляді двійкової (закодованої двійково) інформації, тобто у вигляді послідовності нулів і одиниць. Задача формулюється стандартно. Ця двійкова інформація підлягає передачі по каналу, схильному до випадкових помилок. Задача кодування полягає в такому додаванні до інформаційних символів додаткових символів, щоб на приймачі ці спотворення могли бути знайдені і виправлені. Інакше кажучи, послідовність символів даних представляється у вигляді деякої довшої послідовності символів, надлишковість якої достатня для захисту даних.

Двійковий код потужності M і довжини $n \in$ множиною з M двійкових слів довжини n , званих кодовими словами. Звичайно $M = 2^k$, де k - деяке ціле число; такий код називається двійковим (n,k) -кодом [7].

Наприклад, можна побудувати наступний код: 10101 10010 01110 11111

Це дуже бідний (і дуже маленький) код з $M = 4$ і $n=5$, але він задовольняє приведеному вище визначенню. Даний код можна використовувати для представлення 2-бітових двійкових чисел, використовуючи наступну (довільну) відповідність:

00 $\leftrightarrow$ 10101, 01 $\leftrightarrow$ 10010, 10 $\leftrightarrow$ 01110, 11 $\leftrightarrow$ IIII.

Якщо одержане одне з чотирьох 5-бітових кодових слів, то вважаємо, що відповідні йому два біти є правильною інформацією. Якщо відбулася помилка, то ми одержимо 5-бітове слово, відмінне від кодових слів. Тоді спробуємо знайти найімовірніше передане слово і візьмемо його як оцінку початкових двох бітів інформації. Наприклад, якщо ми прийняли 01100, то вважаємо, що передавалося 01110, і, отже, інформаційне слово дорівнювало 10.

У приведеному прикладі код не є хорошим, оскільки він не дозволяє виправляти багато конфігурацій помилок. Бажано вибирати коди так, щоб кожне кодове слово по можливості більше відрізнялося від кожного іншого кодового слова; зокрема, це бажано у тому випадку, коли довжина блоку велика.

Може здатися, що достатньо визначити вимоги до "хорошого коду" і потім зробити машинний пошук по безлічі всіх можливих кодів. Але скільки кодів існує для даних n і k ? Кожне кодове слово є послідовністю n двійкових символів, і всього є 2^k таких слів; отже, код описується $n2^k$ двійковими символами. Всього існує 2^{n2^k} способів вибору цих двійкових символів; отже, число різних (n,k) - кодів рівно цьому числу. Звичайно, дуже багато з цих кодів не представляє інтересу (як у разі, коли два кодові слова рівні), так що треба або перевіряти це по ходу пошуку, або розвинути деяку теорію, що дозволяє виключити такі коди.

Наприклад, виберемо $(n,k) = (40,20)$ - код, вельми помірний за сучасними стандартами. Тоді число таких кодів перевершить величину 1010000000 - неймовірно велике число! Отже, неорганізовані процедури пошуку безсилі [7].

У загальному випадку блокові коди визначаються над довільним кінцевим алфавітом, скажемо над алфавітом з q символів $\{0, 1, 2, \dots, q - 1\}$. На перший погляд введення алфавітів, відмінних від двійкового, може показатися зайвим узагальненням. З міркувань ефективності, проте, багато сучасних каналів є недвійковими, і коди для цих каналів повинні бути недвійковими. Насправді коди для недвійкових каналів часто виявляються достатньо хорошими, і сам цей факт може служити причиною для використання недвійкових каналів. Двійкові

дані джерела тривіальним чином представляються символами q -тичного алфавіту, особливо якщо q рівно ступеню двійки, як це звичайно і буває на практиці.

Визначення. Блоковий код потужності M над алфавітом з q символів визначається як множина з M (q -тичних послідовностей довжини q , званих кодовими, словами).

Якщо $q = 2$, то символи називаються бітами. Звичайно $M = q^k$ для деякого цілого k , і ми цікавитимемося тільки цим випадком, називаючи код (n, k) - кодом. Кожної послідовності з до q -тичних символів можна зіставити послідовність з n q -тичних символів, що є кодовим словом.

Є два основні класи кодів: блокові коди і деревовидні коди; вони ілюструються рисунком 3.4. Блоковий код задає блок з k інформаційних символів n -символьним кодовим словом. Швидкість R блокового коду визначається рівністю $R = k/n$. (Швидкість - величина безрозмірна або, можливо, вимірювана в одиницях біт/біт або символ/символ. Її слід відрізняти від іншого званого тим же терміном швидкість поняття, що вимірює каналну швидкість в біт/с. Використовується і інше визначення швидкості: $R = (k/n) \log_2 q$, одиницею якого є нат/символ, де один нат рівний $\log_2 e$ бітів. Прийняте також визначення $R = (k/n) \log_2 q$, в якому швидкість вимірюється в одиницях біт/символ.)

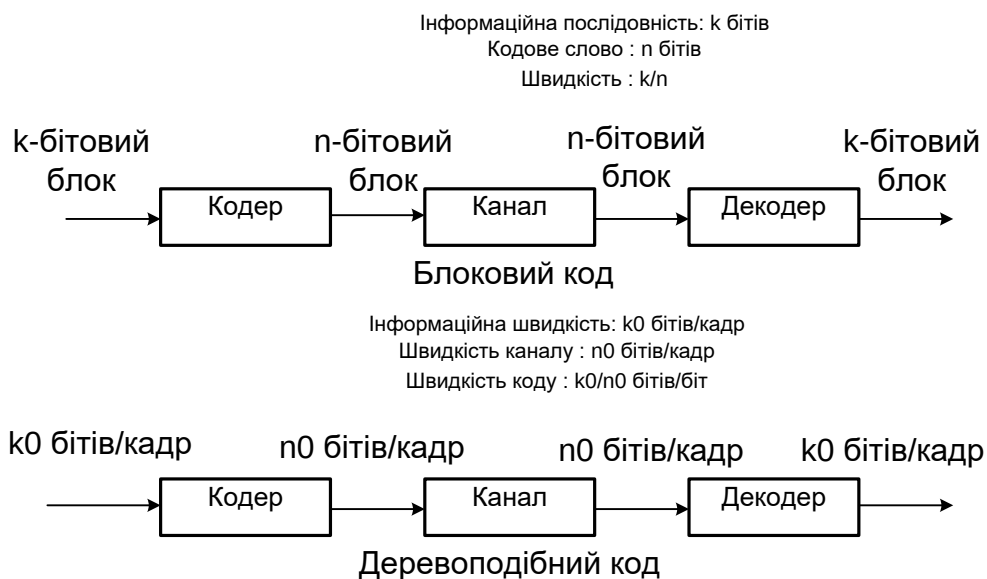


Рисунок 3.4 - Основні класи кодів

Деревовидний код складніший. Він відображає нескінченну послідовність інформаційних символів, поступаючи із швидкістю k_0 символів за один інтервал часу, в безперервну послідовність символів кодового слова із швидкістю n_0 символів за один інтервал часу. Зосередимо увагу на блокових кодах.

Якщо повідомлення складається з великого числа бітів, то у принципі краще використовувати один кодовий блок великої довжини, ніж послідовність кодових слів з коротшого коду. Природа статистичних флуктуацій така, що випадкова конфігурація помилок звичайно має вид серії помилок. Деякі сегменти цієї конфігурації містять більше середнього числа помилок, а деякі менше. Отже, при одній і тій же швидкості довші кодові слова набагато менш чутливі до помилок, ніж коротші кодові слова, але, звичайно, відповідні кодер і декодер можуть бути складнішими. Наприклад, припустимо, що 1000 інформаційних бітів передаються за допомогою (уявного) 2000-бітового двійкового коду, здатного виправляти 100 помилок. Порівняємо таку можливість з передачею одночасно 100 бітів за допомогою 200-бітового коду, що виправляє 10 помилок на блок. Для передачі 1000 бітів необхідно 10 таких блоків. Друга схема також може виправляти 100 помилок, але лише тоді, коли вони розподілені приватно - по 10 помилок в 200-бітових підблоках. Перша схема може виправляти 100 помилок незалежно від того, як вони розташовані усередині 2000-бітового кодового слова. Вона істотно ефективніша.

Ці евристичні міркування можна обґрунтувати теоретично, але тут ми до цього не прагнемо. Ми тільки хочемо обґрунтувати той факт, що хорошими є коди з великою довжиною блоку і що дуже хорошими кодами є коди з дуже великою довжиною блоку. Такі коди може бути дуже важко знайти, а будучи знайденими, вони можуть зажадати складні пристрої для реалізації операцій кодування і декодування.

Про блоковий код судять по трьох параметрах: довжині блоку n , інформаційній довжині k і мінімальній відстані d^* . Мінімальна відстань є мірою відмінності двох найбільш схожих кодових слів. Мінімальна відстань вводиться двома наступними визначеннями.

Визначення. Відстанню по Хеммінгу між двома q -тичними послідовностями x і y довжини n називається число позицій, в яких вони різні. Ця відстань позначається через $d(x, y)$ [8].

Наприклад, візьмемо $x = 10101$ і $y = 01100$; тоді маємо $d(10101, 01100) = 3$. Як інший приклад візьмемо $x = 30102$ і $y = 21103$; тоді $d(30102, 21103) = 3$.

Визначення. Хай $C = \{c_i, i = 0, \dots, M - 1\}$ - код. Тоді мінімальна відстань коду C рівна якнайменшій зі всіх відстаней по Хеммінгу між різними парами кодових слів, тобто $d^* = \min d(c_i, c_j)$.

(n, d) -код з мінімальною відстанню d^* називається також (n, k, d^*) -кодом.

У коді C , вибраному в прикладі, $d(10101, 10010) = 3$, $d(10010, 01110) = 3$, $d(10101, 01110) = 4$, $d(10010, 11111) = 3$, $d(10101, 11111) = 2$, $d(01110, 11111) = 2$; отже, для цього коду $d^* = 2$.

Припустимо, що передано кодове слово і в каналі відбулася одиночна помилка. Тоді прийняте слово знаходиться на рівній 1 відстані по Хеммінгу від переданого слова. У разі коли відстань до кожного іншого кодового слова більш ніж 1, декодер виправить помилку, якщо впевниться, що дійсно передане слово було найближче до прийнятого кодового слова.

У загальнішому випадку якщо відбулося t помилок і якщо відстань від прийнятого слова до кожного іншого кодового слова більше t , то декодер виправить ці помилки, прийнявши як найближче до прийнятого кодового слова дійсно переданого. Це завжди буде так, якщо $d^* \geq 2t + 1$.

Іноді вдається виправляти конфігурацію з t помилок навіть тоді, коли ця нерівність не задовольняється. Проте якщо $d^* < 2t + 1$, то виправлення будь-яких t помилок не може бути гарантовано, оскільки тоді воно залежить від того, яке слово передавалося і яка конфігурація з t помилок усередині блоку.

Геометрична ілюстрація дається на рисунку 3.5.

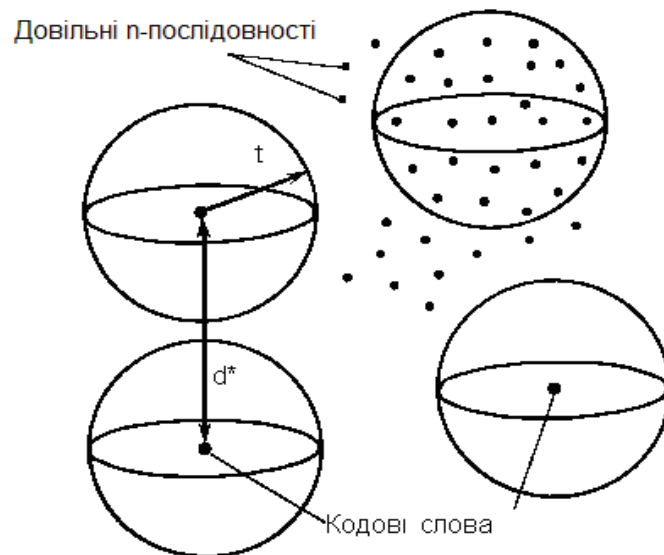


Рисунок 3.5 - Сфери декодування

У просторі всіх (q -тичних n -послідовностей) вибрано деяку безліч n -послідовностей, оголошених кодовими словами. Якщо d^* - мінімальна відстань цього коду, а t - найбільше ціле число, що задовольняє умові $d^* \geq 2t + 1$, то навколо кожного кодового слова можна описати непересічні сфери радіусу t . Прийняті слова, що лежать усередині сфер, декодуються як кодове слово, що є центром відповідної сфери. Якщо відбулося не більш t помилок, то прийняте слово завжди лежить усередині відповідної сфери і декодується правильно.

Деякі прийняті слова, що містять більш t помилок, потраплять всередину сфери, описаної навколо іншого кодового слова, і будуть декодовані неправильно. Інші прийняті слова, що містять більш t помилок, потраплять в проміжні між сферами декодування області. Залежно від застосування останній факт можна інтерпретувати одним з двох способів.

Неповний декодер декодує тільки ті прийняті слова, які лежать усередині сфер декодування, описаних навколо кодових слів. Решта прийнятих слів, що містять більше допустимого числа помилок, декодер оголошує нерозпізнаваними. Такі конфігурації помилок при неповному декодуванні називаються тими, що не виправляються. Більшість використовуваних декодерів є неповними декодерами. Повний декодер декодує кожне прийняте слово в найближче кодове слово. Геометрично це представляється таким чином: повний декодер розрізає

проміжні області на шматки і приєднує їх до сфер так, що кожна крапка потрапляє в найближчу сферу. Звичайно деякі крапки знаходяться на рівних відстанях від декількох сфер; тоді одна з цих сфер довільно оголошується найближчою. Якщо відбувається більше t помилок, то повний декодер часто декодує неправильно, але бувають і випадки попадання в правильне кодове слово. Повний декодер використовується в тих випадках, коли краще вгадувати повідомлення, ніж взагалі не мати ніякої його оцінки. Можна також розглядати канали, в яких окрім помилок відбуваються і стирання. Це значить, що конструкцією приймача передбачено оголошення символу стертим, якщо він одержаний ненадійно або якщо приймач розпізнав наявність інтерференції або збій. Такий канал має вхідний алфавіт потужності q вихідний алфавіт потужності $q + 1$; додатковий символ називається стиранням. Наприклад, стирання символу 3 в повідомленні 12345 приводить до слова 12-45. Це не слід плутати з іншою операцією, званою викиданням, яка дає 1245.

В таких каналах можуть використовуватися коди, контролюючи помилки. У разі коли мінімальна відстань коду рівна d^* , будь-яка конфігурація з p стирань може бути відновлена, якщо $d^* \geq p + 1$. Далі, будь-яка конфігурація з v помилок і p стирань може бути декодована за умови, що $d^* \geq 2v + 1 + p$. Для доказу викинемо зі всіх кодових слів ті p компоненти, в яких приймач зробив стирання. Це дасть новий код, мінімальна відстань якого не менше $d^* - p$; отже, v помилок можуть бути виправлені за умови, що виконується написана вище нерівність. Таким чином, можна відновити укорочене кодове слово з p стертими компонентами. Нарешті, оскільки $d^* > p + 1$, існує тільки одне кодове слово, співпадаюче з одержаним в нестертих компонентах; тобто, початкове кодове слово може бути відновлене.

3.8 Код Хемінга

Хай нам належить закодувати текст, записаний на деякій мові, такому, що число букв в алфавіті цієї мови $n = 2^m$ (m ціле число), а поява в тексті тих або

інших букв алфавіту рівноімовірна і не залежить від того, які букви їм передували.

Тоді маємо $p(i) = p(j) = 1/n$; $H = \log_2 n = m$.

Умови задачі такі, що досягти оптимального кодування можна самим невідомим методом кодування - політерним кодуванням з постійною довжиною ($l = m$) кодових наборів. При цьому, проте, ми виявилися б позбавленими якої-небудь можливості знаходити, а тим більше виправляти помилки. Щоб така можливість з'явилася, необхідно відмовитися від оптимальності коду, "розщедритися" на декілька додаткових двійкових символів на букву, тобто умисне ввести деяку надмірність, яка змогла б допомогти нам знайти або виправити помилки. Необхідне число двійкових символів, що додатково вводяться, на одну букву позначимо через x , і тоді довжина кодового набору стане рівною $l = m + x$. Прийнемо, що в результаті перешкод (випадкових або навмисних) лише один або зовсім ніякий з $m + x$ двійкових символів може перетворюватися з одиниці в нуль або, навпаки, з нуля в одиницю. Прийнемо далі, що $1 + m + x$ подій, покладаючи у тому, що помилка взагалі не відбудеться, відбудеться на рівні першого, другого, ..., $(m + x)$ -го символу кодового набору, рівноімовірні. Ентропію вгадування того, яке саме з цих $1 + m + x$ подій матиме місце, через рівноімовірності цих подій можна визначити по формулі $H = \log_2 (1 + m + x)$ бітів. Таким чином, для виявлення самого факту наявності одиночної помилки і встановлення її позиції необхідно дістати інформацію в кількості не менше $H = \log_2 (1 + m + x)$ бітів. Джерелом цієї інформації служать лише додатково введені x двійкових символів, оскільки інші m символів через оптимальність кодування до межі зайняті описом самого тексту. Помітимо, що x двійкових символів в кращому разі можуть містити інформацію в кількості x біт. Таким чином, при конструюванні коду, що знаходить і виправляє одиничну помилку, слід врахувати, що цього можна добитися лише при значеннях x , що задовольняють нерівності $x \geq \log_2 (1 + m + x)$, (1.1) або $2^x - x - 1 \geq m$. (1.1a)

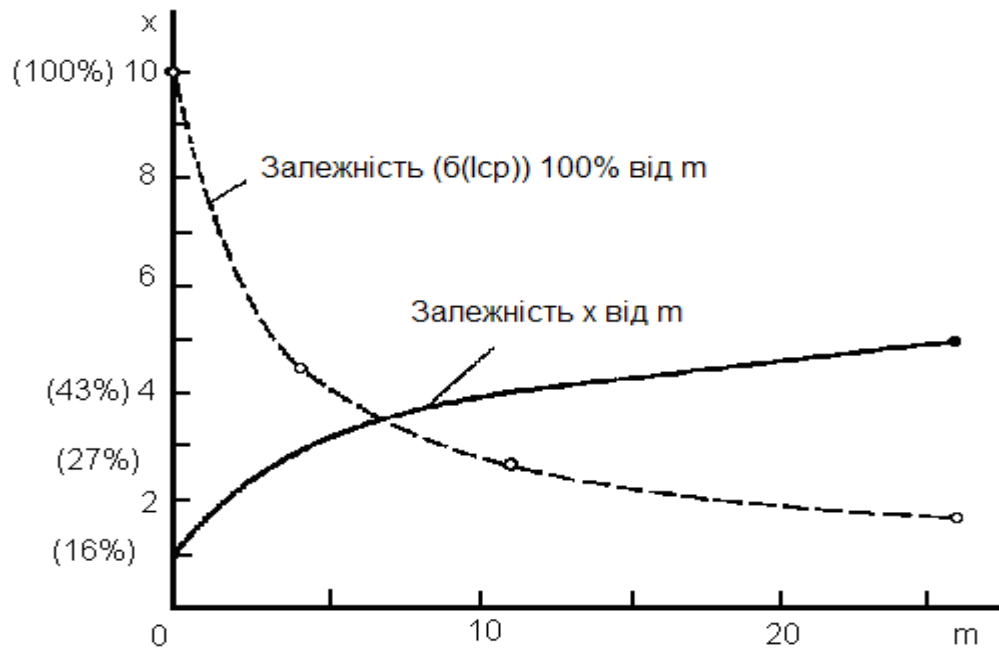


Рисунок 3.6 - Залежність нижньої межі допустимих значень x від m (суцільна лінія) і залежність відносної надмірності від m (пунктирна лінія)

Р. Хеммінг розробив конкретну конструкцію коду, яка забезпечує вельми елегантне виявлення і виправлення одиничних помилок при мінімально можливому числі двійкових символів, що додатково вводяться, тобто при знаку рівності в (1.1). Прослідимо за побудовою цього коду, коли $m = 4$. З малюнка виходить, що при цьому допустиме значення x рівне трьом, тобто при числі основних (інформаційних) двійкових символів $m = 4$, число додатково введених, тобто контрольних символів повинне бути не менше три. Прийнемо, що нам вдалося "обійтися" саме трьома додатковими символами, тобто вдалося сконструювати такий код, при якому кожний з додатково введених трьох символів дає нам максимально можливу кількість інформації, тобто по одному біту. Тоді в розширеному кодовому наборі опиняться сім двійкових символів [9]:

B1B2B3B4

B5B6B7

(інформаційні символи) (контрольні символи)

Оскільки символи B1 - B4 зайняті кодуванням власне тексту, то управляти їх значеннями нам не дано. Що ж до символів B5 - B7, то вони призначені саме для виявлення і виправлення помилок і тому їх значення ми можемо

пов'язувати із значеннями інформаційних символів довільними трьома функціями від аргументів $B1 - B4$

$$B5=B5(B1,...,B4) \quad (3.1)$$

$$B6=B6(B1,...,B4) \quad (3.2)$$

$$B7=B7(B1,...,B4) \quad (3.3)$$

такими, щоб в подальшому за допомогою трьох інших функцій від аргументів $B1 - B7$

$$e_0=e_0(B1-B7) \quad (3.4)$$

$$e_1=e_1(B1-B7) \quad (3.5)$$

$$e_2=e_2(B1-B7) \quad (3.6)$$

визначити значення e_0, e_1, e_2 що містять інформацію про те, чи відбулася помилка взагалі і якщо так, то на рівні якого саме з семи символів. Очевидно, є безліч різних варіантів при виборі функцій (3.1) - (3.6). Р. Хеммінг поставив перед собою задачу вибору саме такої сукупності функцій (3.1) - (3.6), щоб набір значень $e_2e_1e_0$ виявився двійковим записом позиції, де відбулася помилка. У разі ж, коли помилка не мала місця, набір $e_2e_1e_0$ повинен вказати на нульову позицію, тобто на неіснуючий символ $B0$. З двійкового запису цих позицій

$$000 \ (0) \quad 100 \ (4)$$

$$001 \ (1) \quad 101 \ (5)$$

$$010 \ (2) \quad 110 \ (6)$$

$$011 \ (3) \quad 111 \ (7)$$

легко устежити, що значення e_0 "несе відповідальність" за позиції $B1, B3, B5$ і $B7$ і тому як функція (3.4) береться залежність

$$e_0 = B1+B3+B5+B7 \text{ mod } 2. \quad (3.7)$$

Аналогічно, звертаючи увагу на те, що значення e_1 і e_2 відповідають за відповідно $B_2 B_3 B_6 B_7$, $B_4 B_5 B_6 B_7$, одержимо

$$e_1 = B_2 + B_3 + B_6 + B_7 \mod 2, \quad (3.8)$$

$$e_2 = B_4 + B_5 + B_6 + B_7 \mod 2. \quad (3.9)$$

Звернемо увагу, що систему (3.7) - (3.9) можна розглядати як розгорнений запис матричного рівняння

B_1

B_2

$e_0 = 1010101 B_3$

$e_1 = 0110011 B_4$

$e_2 = 0001111 B_5$

B_6

B_7

або $V_e = AV_a$,

де V_e - вектор помилки, вказуючий на її місцерозташування; A - основна матриця, стовпці якої несуть двійкові записи чисел від одного до семи.

Операція складання у всіх трьох рівняннях (3.7) - (3.9) здійснюється по модулю два. Підставляючи в систему рівнянні (3.7) - (3.9) $e_0 = e_1 = e_2 = 0$, одержимо систему з трьох рівнянь

$$B_1 + B_1 + B_5 + B_7 = 0 \mod 2 \quad (3.10)$$

$$B_2 + B_3 + B_6 + B_7 = 0 \mod 2 \quad (3.11)$$

$$B_4 + B_5 + B_6 + B_7 = 0 \mod 2, \quad (3.12)$$

Прийнявши як невідомих величини B_5 , B_6 і B_7 одержимо систему з трьох рівнянь з трьома невідомими

$$B5+B7=B1+B3 \pmod{2}, \quad (3.13)$$

$$B6+B7=B2+B3 \pmod{2}, \quad (3.14)$$

$$B5+B6+B7=B4 \pmod{2}. \quad (3.15)$$

Ця система еквівалентна одному матричному рівнянню

$B1$

$101 B5 \quad 1010 B2$

$$011 B6 = 0110 B3 \quad (3.16)$$

$111 B7 \quad 0001 B4$

або

$$CV_e = IV_i. \quad (3.17)$$

де V_e і V_i , вектори-стовпці, координати яких представлені відповідно контрольними і інформаційними розрядами; C і I - так звані контрольна і інформаційна матриці. Стовпці цих матриць несуть двійкові записи номерів відповідно контрольних і інформаційних розрядів.

Рішення системи (3.13) - (3.15), або, що те ж саме, матричного рівняння (3.16) щодо $B5$, $B6$, $B7$ приводить до конкретних виразів для функцій (3.1) -(3.3)

$$B5=B2+B3+B4 \pmod{2}, \quad (3.18)$$

$$B6=B1+B3+B4 \pmod{2}, \quad (3.19)$$

$$B7=B1+B2+B4 \pmod{2}. \quad (3.20)$$

Помітимо, що сам Р. Хеммінг як контрольний бере не набір символів $B(m+1), B(m+2), \dots B(m+x)$, а набір символів, індекси яких представляють цілі ступені двійки. У разі, коли число контрольних символів рівне трьом, ці індекси рівні $2^0 = 1$, $2^1 = 2$ і $2^2 = 4$, тобто йдеться про набір символів $B1B2B4$, щодо яких рішення системи (3.10) - (3.12) надзвичайно спрощується:

$$B1=B3+B5+B7 \pmod{2},$$

$$B2=B3+B6+B7 \pmod{2},$$

$$B_4 = B_5 + B_6 + B_7 \pmod{2}.$$

Це і природно, оскільки в даному випадку замість (3.16) маємо справу з матричним рівнянням

$$B_3$$

$$1 \ 0 \ 0 \ B_1 \ B_5$$

$$0 \ 1 \ 0 \ B_2 = B_6$$

$$0 \ 0 \ 1 \ B_4 \ B_7$$

де контрольна матриця C завжди рівна одиничній матриці.

Відзначивши, що при вказаній рекомендації Р. Хеммінга контрольна матриця завжди (незалежно від m і x) виявляється рівній одиниці, докладне обговорення цієї рекомендації залишимо на потім, продовжуючи розглядати як контрольні $B_5 B_6 B_7$ а якості інформаційних - $B_1 B_2 B_3 B_4$.

Розглянемо, наприклад, набір інформаційних символів $B_1 B_2 B_3 B_4 = 1011$. За допомогою залежностей (3.18) - (3.20) визначимо набір контрольних (додатково введених, надмірних) символів $B_5 B_6 B_7 = 010$. Хай помилка відбулася на рівні символу B_5 тобто замість істинного розширеного кодового набору 1011 (0) 10 одержаний код 1011 (1) 10. Тоді за допомогою залежностей (3.7) - (3.9) знайдемо

$$e_0 = 1 + 1 + 1 + 0 = 1 \pmod{2},$$

$$e_1 = 0 + 1 + 1 + 0 = 0 \pmod{2},$$

$$e_2 = 1 + 1 + 1 + 0 = 1 \pmod{2}.$$

Набір значень $e_2 e_1 e_0 = 101$ є двійковим записом числа "п'ять", тобто указує саме на п'яту позицію (на символ B_5), де, власне, і відбулася помилка [10].

Приведена схема Р. Хеммінга по конструюванню коду, що знаходить і виправляє одиночну помилку, універсальна, і аналогічний код може бути побудований для довільної пари значень m і x , що задовольняють рівнянню

$$2^x - x - 1 = m. \quad (3.21)$$

Помітимо також, що зовсім не обов'язково, щоб набір з m інформаційних символів був кодом якоїсь певної букви, як це мало місце в тільки що розглянутому прикладі. На практиці спочатку можна здійснити оптимальне (або близьке до оптимального) кодування тексту. Потім вже закодований текст можна ділити на блоки по m двійкових символів в кожному, причому з можливих значень $m = 2^x - x - 1$ ($x = 3, 4, \dots$) його конкретне значення слід вибирати виходячи з експлуатаційної необхідності. За інших рівних умов значення m повинне бути тим меншим, чим більше значущість інформації і чим більше рівень перешкод. Після вибору конкретного значення m кожен блок з m інформаційних символів виходить нарощувати $x = x(m)$ контрольними символами, призначеними для виявлення і виправлення одиночних помилок в рамках даного блоку.

А зараз повернемося до розгляду питання про те, чому Р. Хеммінг як контрольні бере саме символи, індекси яких рівні цілим ступеням двійки, тобто 1, 2, 4, 8, 16,.... По-перше, як вже про це мовилося вище, при такому виборі контрольна матриця завжди виявляється рівній одиниці, тобто фактично знімається питання рішення системи (3.10) - (3.12) щодо контрольних символів, оскільки її "рішення" зводиться до простого переписування відповідних рівнянь. Але це не головне, оскільки систему (3.10) - (3.12) доводиться вирішувати тільки один раз і далі при кожному акті кодування ми користуємося лише системою (3.7) - (3.9) - рішенням системи (3.10) - (3.12) щодо контрольних символів. При реалізації процедур кодування і декодування на ЕОМ сам факт, що контрольні символи роз'єднані (не слідує підряд один за одним), створює певні незручності при кожному акті кодування і декодування. Природне тому бажання вибрати контрольні символи такими, щоб вони слідували підряд один за одним, хай навіть ціною того, щоб один раз вирішити систему (3.10) - (3.12). Саме так поступали ми, коли всупереч рекомендації Р. Хеммінга узяти як контрольні символи B_1, B_2 і B_4 узяти як такі символи B_5, B_6 і B_7 . Хоча це і вимусило нас вирішити систему (3.13) - (3.15) щодо змінних B_5, B_6 і B_7 , та зате при кожному акті кодування і декодування ми змогли оперувати "пачками" контрольних символів, а не "виколупувати" їх серед інформаційних символів.

Виникає питання; а чи завжди, при будь-якому числі інформаційних символів ми змогли б поступати аналогічним чином? Ні, не змогли б, якщо як і раніше хочемо, щоб двійковий набір символів $e_{x-1}, e_{x-2}, \dots, e_0$ указував на адресу помилки. Тому що вже коли число контрольних символів більше трьох, ми не маємо права узяти як контрольні останні x символів. Легко переконатися, що при цьому контрольна матриця неодмінно виявилася б виродженою, тобто значення її детермінанта виявилася б рівним нулю. Більш того, навіть в розглянутому нами випадку, коли число контрольних символів рівне трем, ми не змогли б як контрольні узяти, наприклад, перші три символи. У всіх цих випадках визначники контрольних матриць (пригадаємо, що стовпці цієї матриці суть двійкові записи номерів вибраних нами контрольних символів) виявляються рівними нулю. Хай, наприклад, ми вибрали як контрольні не пачку символів B5, B6, B7, а символи B1, B2, B3. Тоді нам довелося б мати справу з квадратною матрицею третього порядку, стовпці якої є двійковими формами запису чисел 1, 2 і 3:

101

C = 011 .

000

Рівність нулю детермінанта цієї матриці свідчить про те, що систему (3.10) - (3.12) не можна вирішити щодо змінних B1, B2, B3.

Таким чином, при виборі серед $m + x$ символів x контрольних слід піклуватися про те, щоб визначник контрольної матриці порядку x , стовпці якої є двійковими записами номерів вибраних символів, не виявився рівним нулю. Саме щоб позбавитися цих турбот, Р. Хеммінг рекомендує як контрольні узяти символи з індексами 1, 2, 4, 8 і т.д. Легко знайти, що при такому виборі контрольних символів ми завжди (незалежно від їх числа) матимемо справу з одиничною матрицею.

Окрім залежності (3.9). на малюнку приведена також залежність відносної надлишковості від m . Легко помітити, що із збільшенням m необхідний відсоток надмірності для виявлення і виправлення одиночної помилки різко зменшується. Такий неприродний результат є слідством штучного, далекого від реаль-

ності допущення, що в рамках кожного кодового набору незалежно від його довжини $m + x$ може відбутися не більш одну помилку. Якщо ж допустити можливість двох і більш помилок, то задача їх виявлення, і тим більше виправлення ускладнюється. Побудувати для цих випадків коди такі ж елегантні, як код Р. Хеммінга для одиночної помилки, поки не вдалося.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Проектування алгоритмів фільтрації шумових сигналів відбувалася в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На дослідника мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання робочого місця

Організація робочого місця проектувальника алгоритмів фільтрації шумових сигналів, як користувача ПК повинна забезпечувати відповідність всіх елементів робочого місця і їхнього розташування ергономічним вимогам. Робоче місце при виконанні робіт сидячи. Загальні ергономічні вимоги; характеру й особливостям трудової діяльності [12].

Площа, виділена для одного робочого місця з ПК, повинна становити не менш 6 м^2 , а об'єм – не менше 20 м^3 [13].

Природне освітлення має здійснюватись через світлові прорізи, орієнтовані переважно на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче, ніж 1,5%.

Виробничі приміщення повинні обладнуватись шафами для зберігання документів, стелажми, тумбами тощо, з урахуванням вимог до площі приміщень.

У приміщеннях з ПК слід щоденно робити вологе прибирання.

Приміщення із ПК мають бути оснащені аптечками першої медичної допомоги.

При приміщеннях із ПК мають бути обладнані побутові приміщення для відпочинку під час роботи, кімната психологічного розвантаження. В кімнаті психологічного розвантаження слід передбачити встановлення пристроїв для приготування й роздачі тонізуючих напоїв, а також місця для занять фізичною культурою.

Конструкція робочого місця користувача ПК повинна забезпечувати підтримку оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: стопи ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – у горизонтальній площині; передпліччя – вертикальні; лікті – під кутом $70-90^{\circ}$ до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° щодо горизонтальної площини, нахил голови – $15-20^{\circ}$ щодо вертикальної площини.

Висота робочої поверхні стола для відеотерміналу повинна перебувати в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій у зоні досяжності моторного поля.

Робочий стіл для ПК повинен мати простір для ніг висотою не менш 600 мм, шириною не менш 500 мм, глибиною на рівні колін не менш 450 мм, на рівні витягнутої ноги - не менш 650 мм.

Робоче сидіння (стілець, крісло) користувача ПК повинен мати наступні основні елементи: сидіння, спинку й стаціонарні або знімні підлокітники.

Екран монітора й клавіатура повинні розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів.

Клавіатуру варто розміщати на поверхні стола або на спеціальній, регульованій по висоті, робочій поверхні окремо від стола на відстані 100-300 мм від краю, найближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури повинен бути в межах $5-15^{\circ}$.

При організації праці, пов'язаної з використанням ПК, для збереження здоров'я працюючих, запобігання професійним захворюванням і підтримки працездатності передбачаються внутрішньо змінні регламентовані перерви для відпочинку.

Внутрішньозмінні режими праці й відпочинку містять додаткові нетривалі перерви в періоди, що передують появі об'єктивних і суб'єктивних ознак стомлення й зниження працездатності.

Працюючі з ПК підлягають обов'язковим медичним оглядам: попереднім – при влаштуванні на роботу і періодичним – протягом трудової діяльності. Основними критеріями оцінки придатності до роботи з ПК мають бути показники стану органів зору: гострота зору, показники рефракції, акомодатції, стану бінокулярного апарату ока тощо. При цьому необхідно враховувати також стан організму в цілому.

Лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК й устаткування для обслуговування, ремонту й налагодження ПК в приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазових, нульових робочих і нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення електроприладів.

Металеві труби й гнучкі металеві рукави заземлені. Заземлення відповідає вимогам Правил безпечної експлуатації електроустановок споживачів [14].

Неприпустимим є:

- експлуатація кабелів і проводів з ушкодженими захисними властивостями за час експлуатації ізоляції; залишення під напругою кабелів і проводів з неізованими провідниками;
- застосування саморобних подовжувачів, що не відповідають вимогам ПУЕ до переносних електропроводів;
- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального устаткування або ламп накаливання;
- користування ушкодженими розетками, вимикачами й іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або здуття;

- підвішування світильників безпосередньо на струмоведучих проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною й іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури й приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Параметри мікроклімату нормуються в залежності від: періоду року; категорії робіт; технологічного процесу.

Для нормування параметрів мікроклімату календарний рік поділяється на два періоди:

- холодний період – період року, коли середньодобова температура зовні приміщення нижча за $+10^{\circ}\text{C}$;
- теплий – коли середньодобова температура зовні приміщення становить $+10^{\circ}\text{C}$ і вище.

Робота розробника алгоритмів фільтрації шумових сигналів за енерговитратами відноситься до категорії 1а [15]. Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а наведені в табл. 4.2.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [16]).

Таблиця 4.2.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, $^{\circ}\text{C}$	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для підтримки оптимального рівня мікроклімату в приміщенні передбачено систему опалення та вентиляції повітря. Виміри показників мікроклімату повинні проводитись на початку, в середині і в кінці холодного і теплого періо-

дів року, не менше трьох разів за робочу зміну. При коливаннях показників мікроклімату, пов'язаних з технологічними процесами та іншими причинами, виміри необхідно проводити також при найменших і найбільших значеннях термічних навантажень на працюючих, що мають місце протягом робочої зміни.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється розробка алгоритмів фільтрації шумових сигналів, можливими забруднювачами повітря може бути офісна техніка та пил, який потрапляє ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.2.

Таблиця 4.2.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Фенол	0,01	0,01	3
Формальдегід	0,035	0,003	2
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

В повітрі зовнішнього природного середовища, як і в повітряному середовищі приміщень завжди є наявною певна кількість заряджених частинок – іонів. Так в 1 см³ чистого зовнішнього повітря міститься близько 1000 негативних іонів і понад 1200 позитивних. Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл. 4.2.3).

Таблиця 4.2.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Для дотримання нормального складу повітря робочої зони в приміщенні використовують припливно-витяжну вентиляцію. Систематично здійснюють провітрювання через віконні отвори та вологе прибирання. Планується встановлення системи кондиціонування.

4.2.3 Виробниче освітлення

Світло впливає не лише на функцію органів зору, а й на діяльність організму в цілому. При поганому освітленні людина швидко втомлюється, працює менш продуктивно, зростає потенційна небезпека помилкових дій і нещасних випадків. Згідно з статистичними даними, до 5% травм можна пояснити недостатнім або нераціональним освітленням, а в 20% воно сприяло виникненню травм. Врешті, погане освітлення може призвести до професійних захворювань, наприклад, таких як робоча миопія (короткозорість), спазм акомодациї.

При надмірній яскравості джерел світла та оточуючих предметів може відбутись засліплення працівника. Нерівномірність освітлення та неоднакова яскравість оточуючих предметів призводять до частоті переадаптації очей під час виконання роботи і, як наслідок цього – до швидкого втомлення органів зору.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для виконання роботи зазначені у таблиці 4.2.4 (відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [17]):

Таблиця 4.2.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Місце праці повинно бути розташоване так, щоб уникнути попадання в очі прямого світла. Щоб уникнути світлових відблисків необхідно використовувати обладнання з матовою поверхнею. Для захисту очей від прямого сонячного світла чи джерел штучного освітлення необхідно застосовувати захисні козирки та жалюзі на вікнах.

Для створення оптимальних умов зорової роботи слід враховувати не лише кількість та якість освітлення, а й кольорове оточення. Так, при світлому пофарбуванні інтер'єру завдяки збільшенню кількості відбитого світла рівень освітленості підвищується на 20 – 40% (при тій же потужності джерел світла), різкість тіней зменшується, покращується рівномірність освітлення.

4.2.4 Виробничий шум

Шум може тимчасово активізувати або постійно пригнічувати психічні процеси організму людини. Фізіологічні та біологічні наслідки можуть проявлятися у формі порушення функцій слуху та інших аналізаторів, зокрема вестибулярного апарату, координуючої функції кори головного мозку, нервової системи, систем травлення і кровообігу.

Індивідуальні особливості людини, пов'язані з різними психологічними реакціями на вплив шуму, суттєво впливають на його сприйняття

Допустимі рівні шуму та вібрації на місцях праці осіб, що працюють з ПК, встановлені санітарними нормами ДсанПіН 3.3.2-007-98 [18], витяг з яких подано в таблиці 4.2.5.

Таблиця .2.5 - Допустимі еквівалентні рівні шуму

Вид професійної діяльності, місце праці	Еквівалентні рівні шуму, дБА.
Програмісти	50
Оператори в залах опрацювання інформації на ПК та оператори комп'ютерного набору	65
В приміщеннях для розташування шумних агрегатів	75

Основними заходами боротьби з шумом є усунення або ослаблення причин шуму в самому його джерелі у процесі роботи, використання звукопоглинаючих матеріалів, раціональне планування виробничих приміщень.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Оскільки розробка проводилася за допомогою ПК, то на робочому місці працівника можливий підвищений рівень електромагнітного випромінювання.

Основою функціонування організму є дуже слабкі біоелектричні струми, що синхронізують природні біологічні режими. Штучні ЕМП якщо співпа-

дають з частотами біологічних ритмів мозку або біоелектричною активністю серця чи інших органів людини можуть призвести до десинхронізації функціональних процесів в організмі.

Механізм біологічної дії на організм людини полягає як у тепловому, так і нетепловому специфічному ефекті, тепла дія ЕМП проявляються у підвищенні температури тіла, а також локальному, вибіркового нагріванні тканин, органів, клітин унаслідок переходу електромагнітної енергії у теплову.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 4.2.6.

Таблиця 4.2.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м ²
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/М	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 нм)			0,001
УФ-В (280...320 нм)			0,01
УФ-А (320...400 нм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0.. 70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 ВВ/м

Для зменшення впливу ЕМП від ПК на дослідника, необхідно дотримуватися регламентованих режимів роботи та відпочинку.

4.3 Пожежна безпека

В приміщенні, де здійснювалась розробка алгоритмів фільтрації шумових сигналів використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д».

За вогнестійкістю будинок відноситься до другої категорії [19]. Робоча зона приміщення віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система запобігання пожежі включає такі основні напрями:

- запобігання утворенню горючого середовища. Досягається: застосуванням герметичного виробничого устаткування; максимально можливою заміною в технологічних процесах горючих речовин та матеріалів негорючими; обмеженням кількості пожежо- та вибухонебезпечних речовин при використанні та зберіганні, а також правильним їх розміщенням; ізоляцією горючого та вибухонебезпечного середовища; організацією контролю за складом повітря в приміщенні та контролю за станом середовища в апаратах; застосуванням робочої та аварійної вентиляції; відведенням горючого середовища в спеціальні пристрої та безпечні місця; застосуванням в установках з горючими речовинами пристроїв захисту від пошкоджень та аварій; використанням інгібувальних (хімічно активні компоненти, що сприяють припиненню пожежі) та флегматизаційних (інертні компоненти, що роблять середовище негорючим) добавок та ін.

- запобігання виникненню в горючому середовищі (чи внесенню в

нього) джерела запалювання. Досягається: використанням устаткування та пристроїв, при роботі яких не виникає джерел запалювання; використанням електроустаткування, що відповідає за виконанням класу пожежо- та вибухонебезпеки приміщень та зон, груп і категорії вибухонебезпечної суміші; виконанням вимог щодо сумісного зберігання речовин та матеріалів; використанням устаткування, що задовольняє вимоги електростатичної іскробезпеки; улаштуванням блискавкозахисту; організацією автоматичного контролю параметрів, що визначають джерела запалювання; використанням швидкодіючих засобів захисного вимкнення; заземленням устаткування, видовжених металоконструкцій; використанням під час роботи з ЛЗР інструментів, що не допускають іскроутворення; ліквідацією умов для самоспалахування речовин і матеріалів; усуненням контакту з повітрям пірофорних речовин; підтриманням температури нагрівання поверхні устаткування пристроїв, речовин та матеріалів, які можуть контактувати з горючим середовищем нижче гранично допустимої (80 % температури самозаймання).

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де проводилося дослідження системи фазового автопідстроювання частоти такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- систематичне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Протипожежний захист промислових об'єктів забезпечується:

- правильним вибором необхідного ступеня вогнестійкості будівельних конструкцій; правильним об'ємно-планувальним рішенням будівель і споруд; розташуванням приміщень та виробництв з урахуванням вимог пожежної безпеки;
- улаштуванням протипожежних перепон у будівлях, системах вентиляції, опалювальних та кабельних комунікаціях;
- спорудженням протидимного захисту;
- забезпеченням евакуації людей;
- використанням засобів пожежної сигналізації, сповіщення та пожежогасіння;
- організацією пожежної охорони об'єкта;
- засобами, що забезпечують успішне розгортання тактичних дій гасіння пожежі.

Досліджуване приміщення має два переносних (порошкових, водопінних або водяних) вогнегасників з масою заряду вогнегасної речовини 5 кг і більше. Крім того, треба передбачати по одному вуглекислотному вогнегаснику з величиною заряду вогнегасної речовини 3 кг і більше:

- на 20 м² площі підлоги в таких приміщеннях: офісні приміщення з ПЕОМ, комори, електрощитові, вентиляційні камери та інші технічні приміщення;
- на 50 м² площі підлоги приміщень архівів, машинних залів, бібліотек, музеїв [20].

ВИСНОВКИ

Застосування шумоподібних сигналів в зв'язку революційним назвати не можна - вони використовуються вже тривалий час, - але їх упровадження в мережі загального користування є великий крок в розвитку телекомунікаційних систем. Особливо слід зазначити, що розвиток засобів зв'язку на основі ШПС виявився б просто неможливим, по-перше, без прискореного темпу розвитку мікроелектроніки і, по-друге, без розробки оригінальних алгоритмів і методів формування, передачі і обробки складних сигналів. Укупі з перешкодостійким кодуванням ці системи дійсно зайняли найпочесніше перше місце в ієрархії систем рухомого і персонального супутникового зв'язку. Висока ефективність використання частотного ресурсу, висока перешкодозахисна, скритність і конфіденційність привели до того, що всі системи 3G орієнтовані на ті або інші варіанти CDMA. Прогнозувати подальший розвиток систем CDMA вельми скрутно, проте одна річ все-таки очевидна: обов'язковий перехід на вищі швидкості передачі даних до 2,4 Мбіт/с і вище, тим більше що системи даного сімейства спроектовані за принципами швидкого перепланування своєї структури і показників залежно від існуючих умов. Швидше за все, в майбутньому перевага віддаватиметься саме високошвидкісним системам, не дивлячись на їх вартість, оскільки тільки вони дозволять працювати з великими потоками інформації. В результаті стане можливим працювати з мультимедійною ін-формацією, мати повноцінний доступ до банківських послуг, інформаційно-довідковим службам і в цілому система візьме на себе відповідальність за швидкий і якісний обмін інформацією між людьми. Поза сумнівом, в цьому значенні концепція CDMA знаходяться в авангарді.

У бакалаврській дипломній роботі досліджений алгоритми фільтрації шумоподібних сигналів систем радіозв'язку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Khaled Mahmud, Kaiji Mukumoto, Akira Fukuda/ Development of MBC System Using Software Modem // IECE Trans. Commun., Vol. E83-B, No. 6 June 2000.
2. 38. Fukuda A, Makumoto K, Yoshihiro Y., Nagasawa M., Yamagishi H., Sato N., Yang H., Ming Wu Yao, Li Jun Jin, Experiments on meteor burst communications in the Antarctic// Adv. Polar Upper Atmosphere Research, 17, 120-136, 2003
4. McEliece R.J. The Guruswami-Sudan Decoding Algorithm for ReedSolomon Codes [Текст] // IPN Progress report 42-153. May 15, 2003
5. Постанова КМУ від 9 серпня 2005 р. № 720 «Про затвердження Правил надання та отримання телекомунікаційних послуг». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/295-2012-%D0%BF#Text>
6. Пристрої цифрових систем стільникового зв'язку: навч. посіб. / А. П. Бондарев, Б. А. Мандзій, С. В. Давіденко ; М-во освіти і науки, молоді та спорту України, Нац. ун-т «Львів. політехніка». Л. : Вид-во Львів. політехніки, 2011. 224 с.
7. Рудницький С.М. Порівняльний аналіз технології LTE ДЛЯ МЕРЕЖ 4G ТА 5G. С. 74-77 URL: https://biblio.onat.edu.ua/bitstream/handle/123456789/2904/Rudnytskyi_Sheropa.pdf?sequence=1&isAllowed=y
8. Семенова О. О. С 30 Системи рухомого зв'язку. Навчальний посібник / О. О. Семенова, А. О. Семенов, В. С. Белов. Вінниця: ВНТУ, 2017. 185 с.
9. Сініцин Р.Б. Розвиток мобільного стільникового зв'язку. URL: <http://jrnl.nau.edu.ua/index.php/SBT/article/viewFile/5256/5828>
10. Специфіка денного трафіку (в будні та вихідні) людинопотоків в місто в розрізі 30-хв часових інтервалі, а також точок в'їзду в місто. URL: <https://opendata.city-adm.lviv.ua/dataset/eacd7943-f21b-4bfd-bc71-719cea2824d4/resource/a854c85b-ca9a-42d2-be31-8ac251aca045/download/-xlsx>

11. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.

12. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com.ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.

13. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

14. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154

15. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>

16. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

17. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

18. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

19. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7

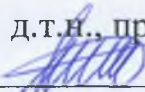
20. Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text>.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ
АЛГОРИТМИ ФІЛЬТРАЦІЇ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ СИСТЕМ
РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Виконав: студент 2 (4)-го курсу, групи ТКР-22мс
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Буданевич О.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС
 Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

« 12 » 08 2024 р.

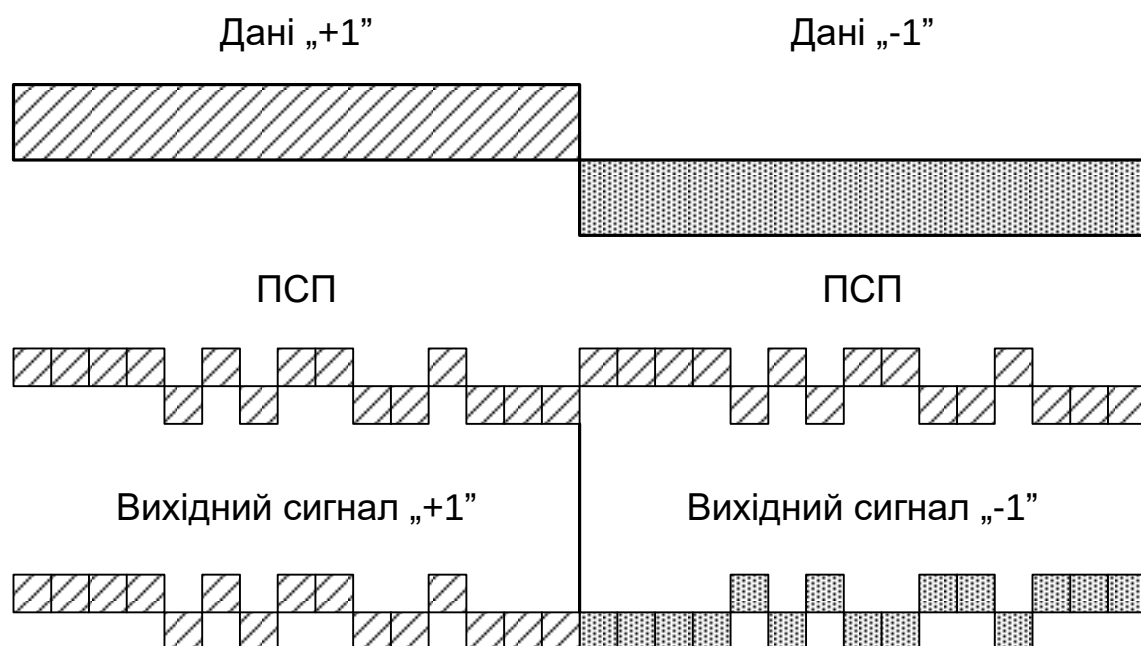


Рисунок 1 – Схема модуляції даних псевдовипадкової послідовності довжиною в 15 елементів

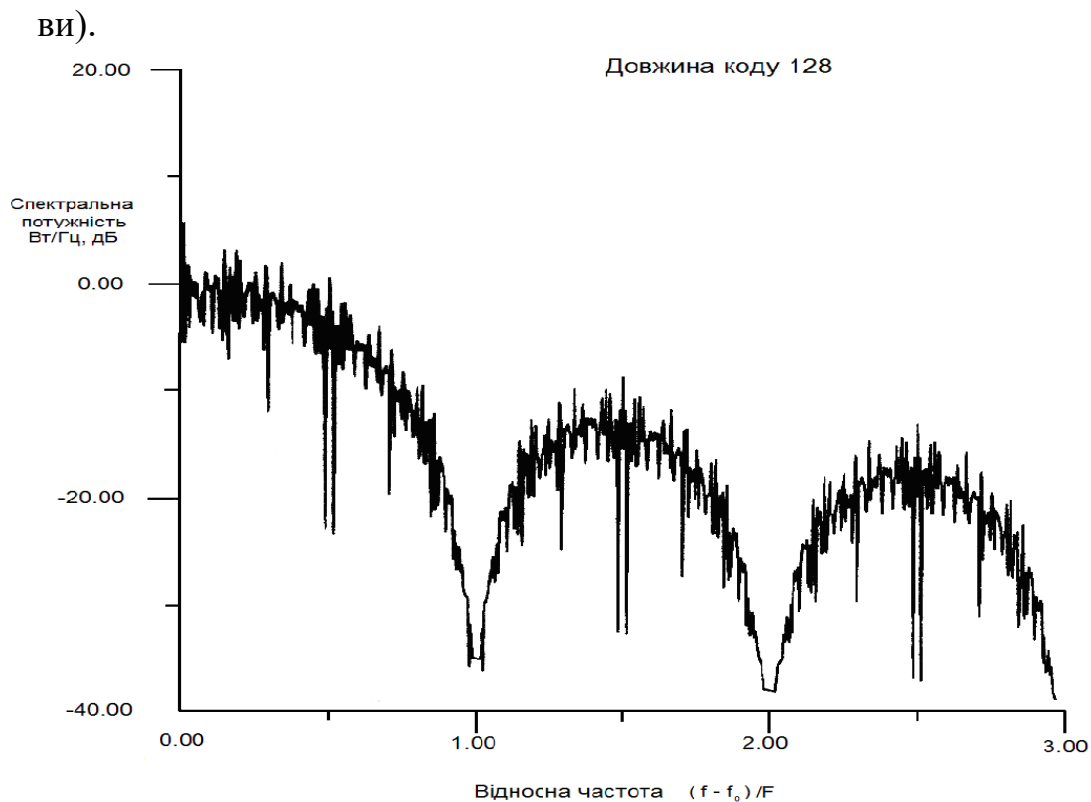


Рисунок 2 - Розподіл потужності ШПС по частоті для довжини коду 128, спектр якого широкий і нерівномірний, частота відлічується від несучої і віднесена до смуги частот 1,25 МГц.

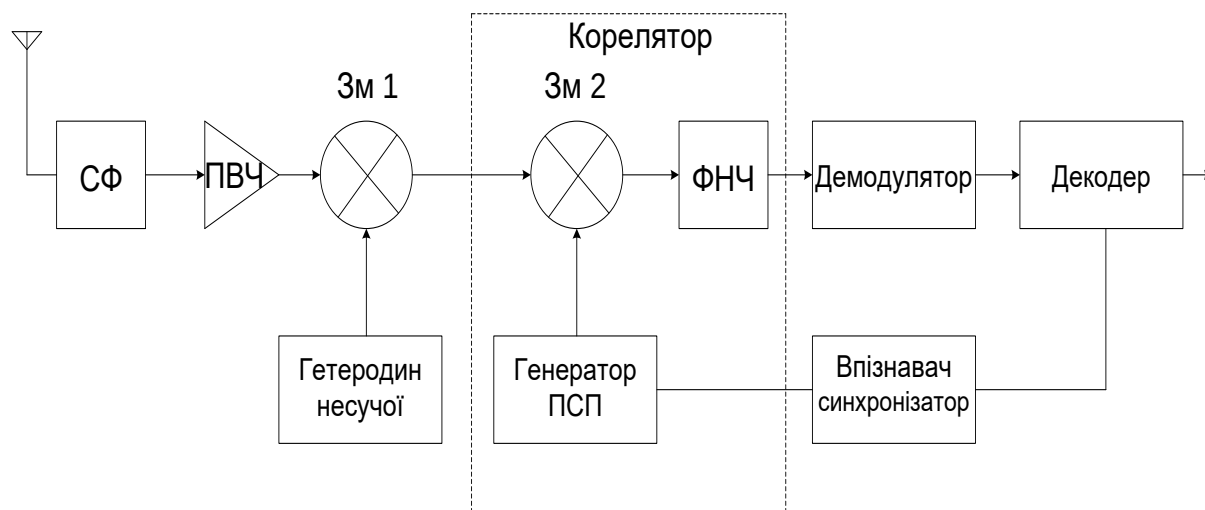


Рисунок 3 – Блок-схема приймача ШПС

СФ – вхідний смуговий фільтр,
 ПВЧ – підсилювач високих частот,
 Зм1 – змішувач першого перетворення частоти,
 Зм2 – змішувач корелятора,
 ФНЧ – фільтр нижніх частот корелятора.

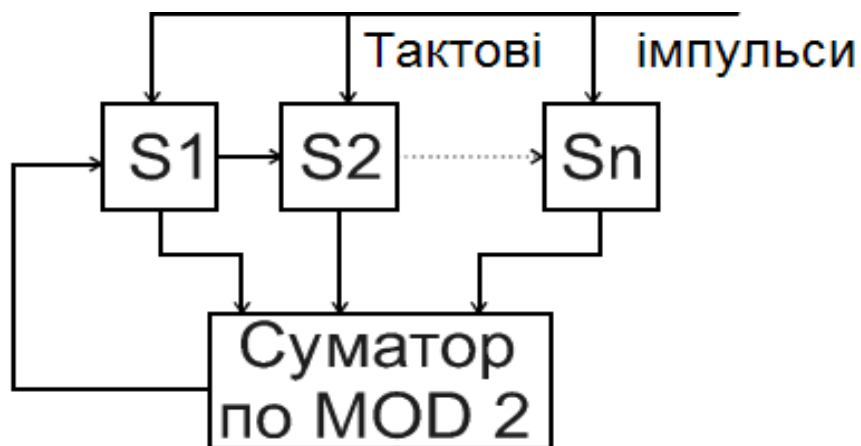


Рисунок 4 - Функціональна схема генератора лінійної рекурентної послідовності

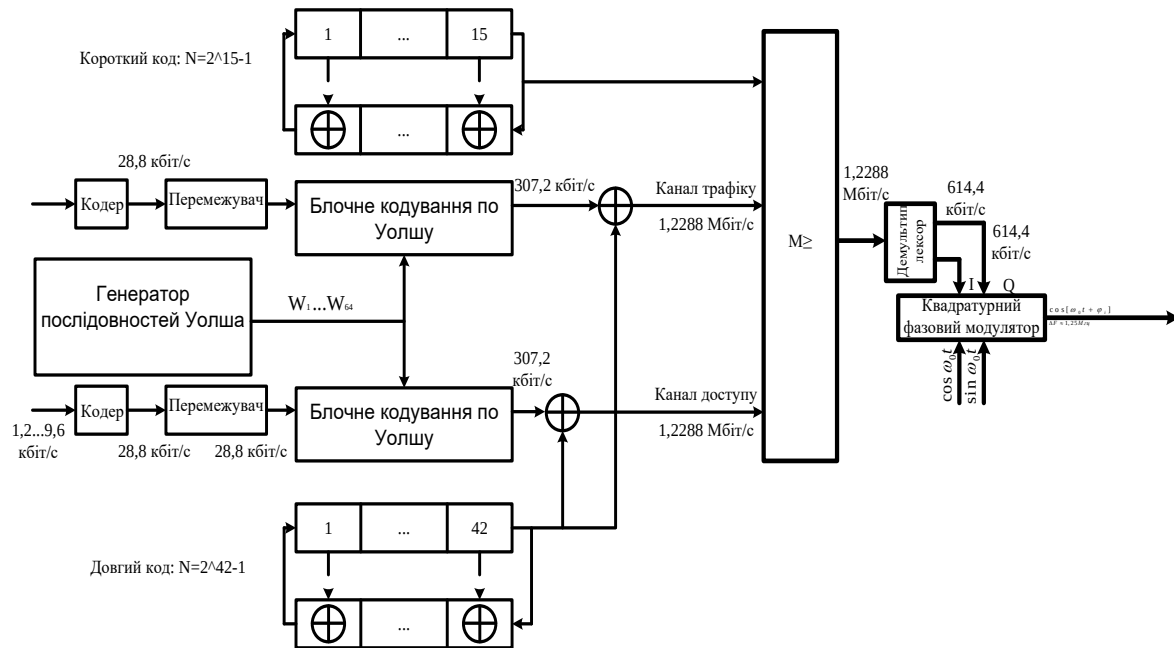


Рисунок 5 - Структурная схема формирования сложного сигнала в мобильной станции

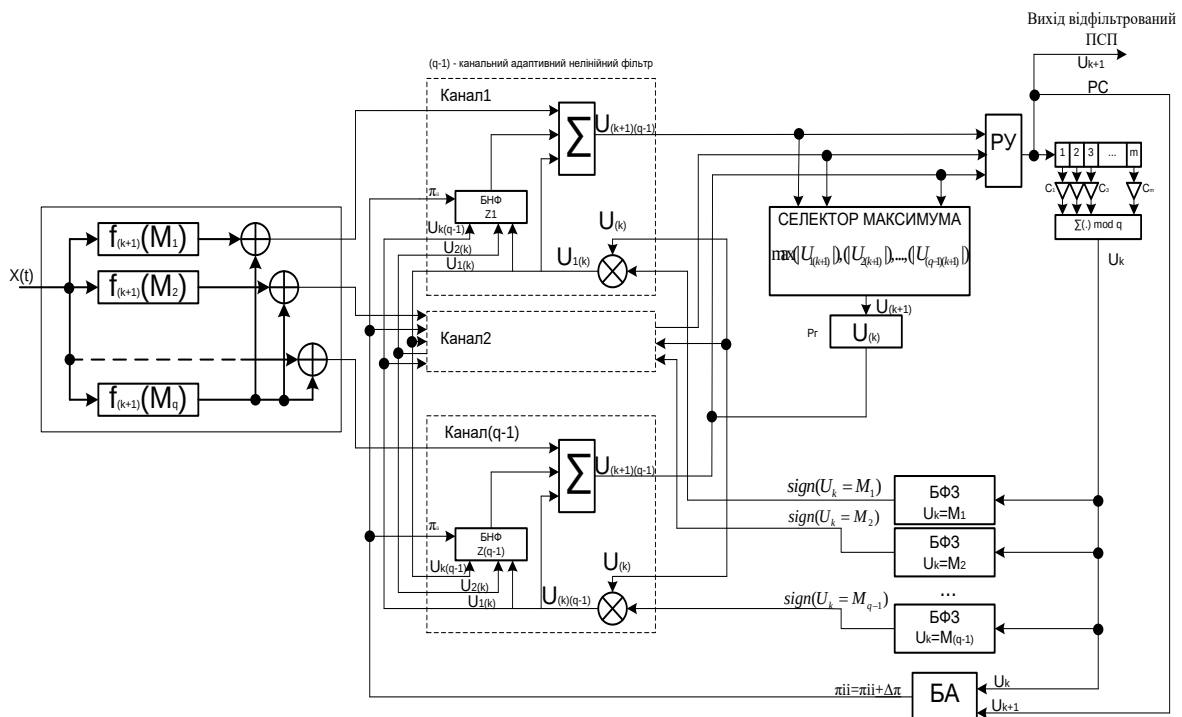


Рисунок 6 - Структура приемного устройства с АНФ

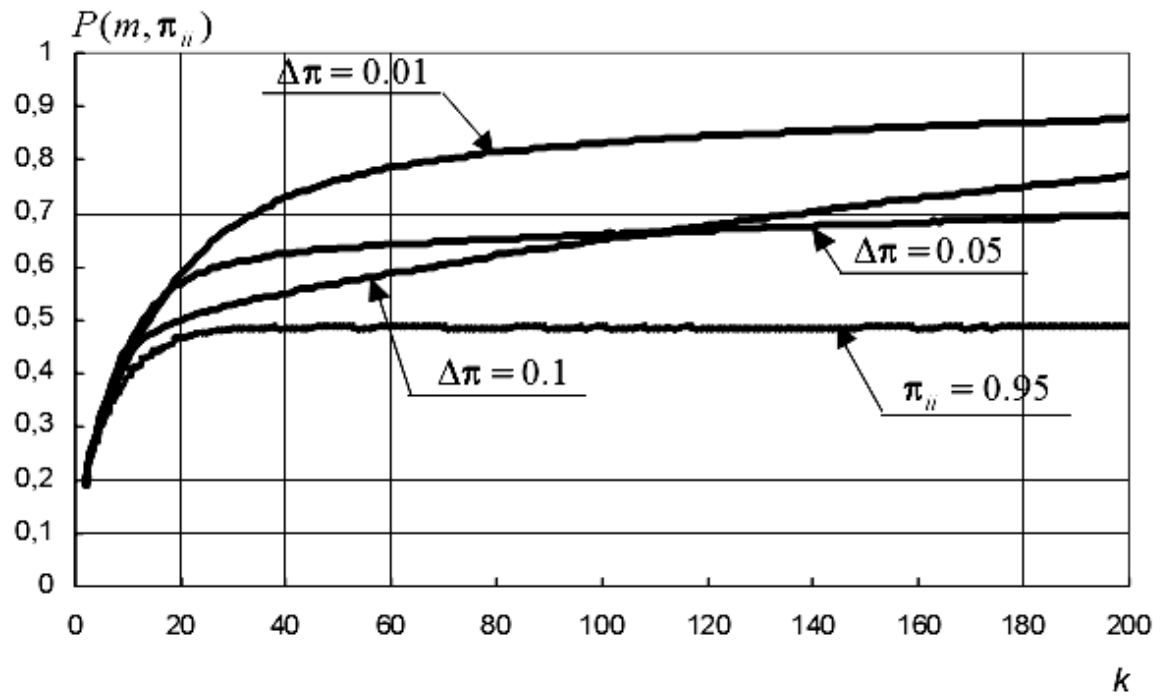


Рисунок 7 - Ймовірність розпізнавання m -значних комбінацій ПСП при $\pi_{ii} = 0.95$

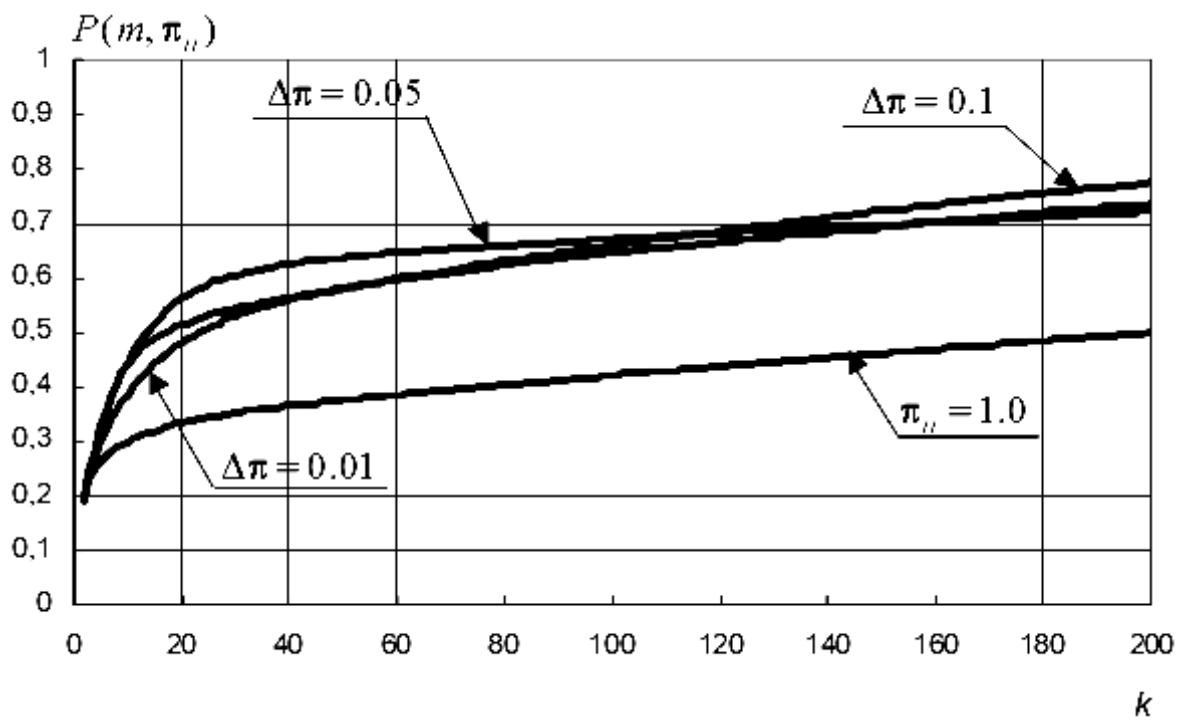


Рисунок 8 - Ймовірність розпізнавання m -значних комбінацій ПСП при $\pi_{ii} = 1.0$

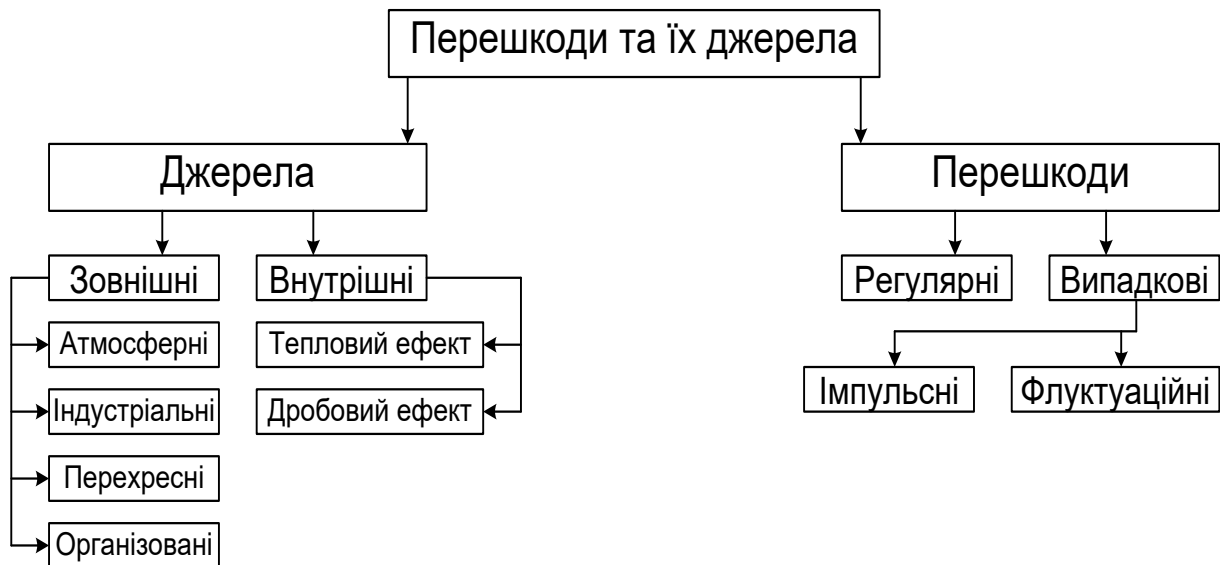


Рисунок 9 – Перешкоди та їх джерела

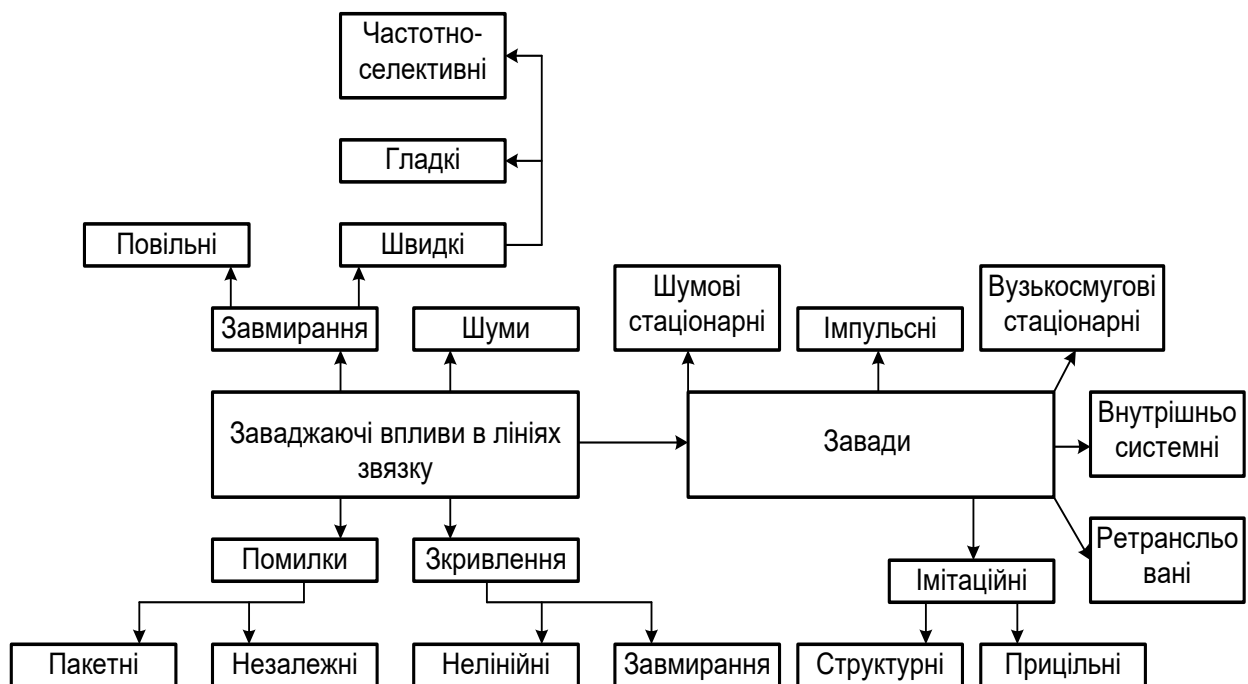


Рисунок 10 - Класифікація заважаючих впливів в лініях зв'язку

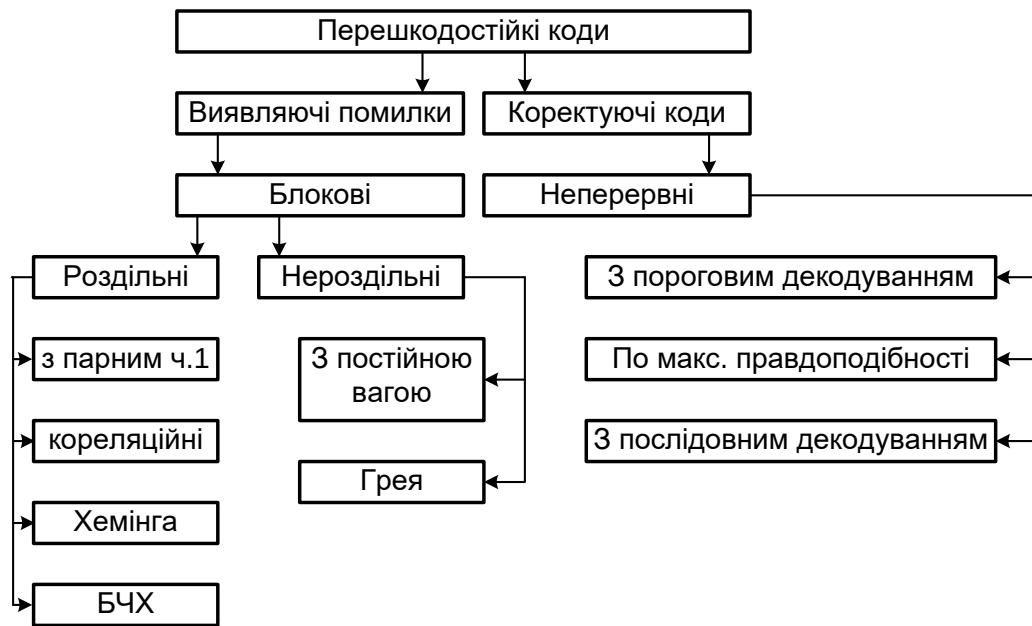


Рисунок 11 – Класифікація перешкодостійких кодів

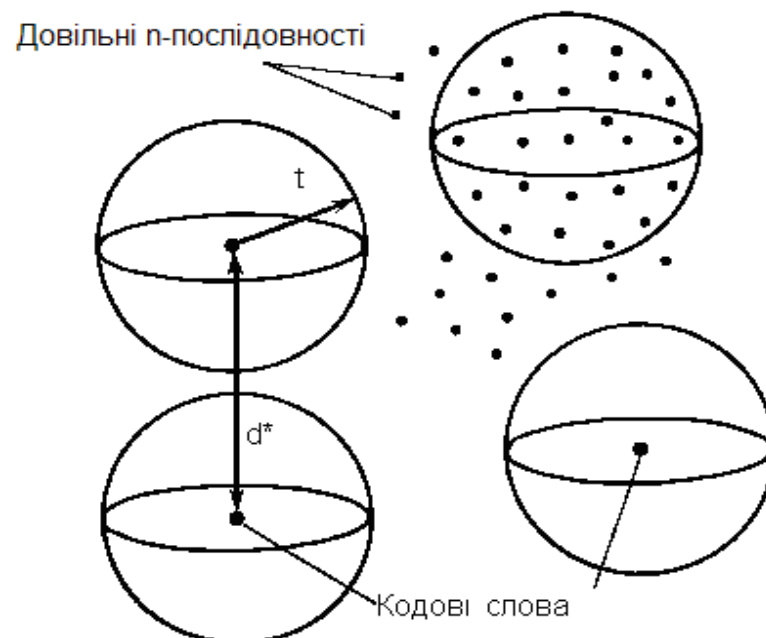


Рисунок 12 - Сфери декодування

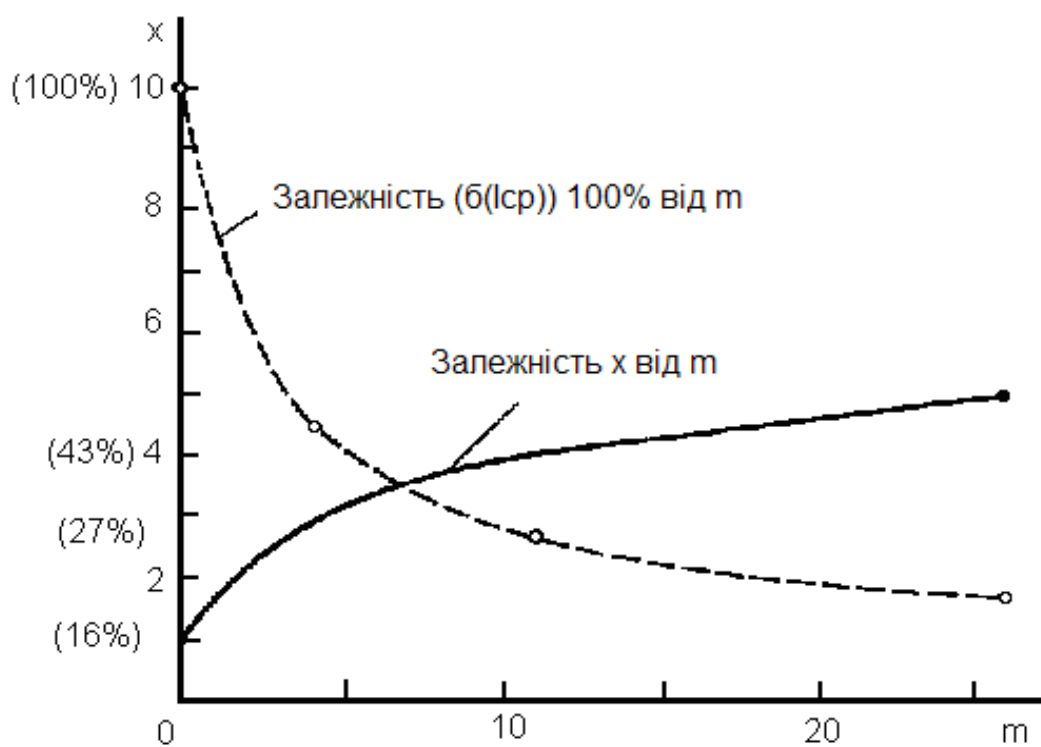


Рисунок 13 - Залежність нижньої межі допустимих значень x від m (суцільна лінія) і залежність відносної надмірності від m (пунктирна лінія)

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
АЛГОРИТМИ ФІЛЬТРАЦІЇ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ СИСТЕМ
РАДІОЗВ'ЯЗКУ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Алгоритми фільтрації шумоподібних сигналів систем радіозв'язку»

Тип роботи: БДР (БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 79,3% Схожість 20,7%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

- ☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
- ☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

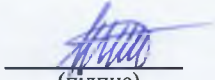
Особа, відповідальна за перевірку 
(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи 
(підпис)

Олексій БУДАНЕВИЧ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи 
(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)