

Міністерство освіти і науки України  
Національний університет «Запорізька політехніка»  
Кафедра радіотехніки та телекомунікацій

## **МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до самостійної роботи з дисципліни  
«Широкосмугові технології телекомунікацій»  
для студентів спеціальності  
172 «Електронні комунікації та радіотехніка»  
всіх форм навчання

Методичні вказівки до самостійної роботи з дисципліни «Широкосмугові технології телекомунікацій» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» всіх форм навчання / Укл. В.С. Кабак, Г.В. Мороз, Г.М. Сидоренко. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 64 с.

Укладачі: В.С.Кабак, доцент, к.т.н.,  
Г.В. Мороз, ст. викладач,  
Г.М. Сидоренко, зав. лаб.

Рецензент: С.В. Морщавка, доцент, к.т.н.

Відповідальний.  
за випуск: Г.М. Сидоренко, зав. лаб.

Затверджено:  
на засіданні кафедри  
радіотехніки та телекомунікацій  
Протокол № 5 від 05.04.2024 р.

Рекомендовано до видання НМК  
факультету інформаційної безпеки та  
електронних комунікацій  
Протокол № 6 від 24.04.2024 р.

## ЗМІСТ

	С.
1 Класифікація систем з розширеним спектром.....	4
2 Аналіз методів розширення спектра за типом модуляційної схеми... 8	8
2.1 Розширення спектра прямою послідовністю .....	8
2.2 Метод розширення спектра з використанням стрибків по частоті.....	20
2.3 Метод розширення спектра за допомогою стрибків у часі .....	26
2.4 Розширення спектра методом лінійної частотної модуляції.....	29
2.5 Гібридні системи .....	30
2.6 Виграш обробки.....	31
2.7 Аналіз властивостей DS-CDMA систем.....	32
3 Принципи функціонування DS-CDMA систем.....	39
4 Псевдовипадкові послідовності .....	44
4.1 Генерація розширюючих кодів за допомогою регістрів зсуву зі зворотним зв'язком .....	49
4.2 М-послідовності .....	50
4.3 Основні властивості ПВП.....	54
4.4 Приклад генерації ПВП максимальної довжини.....	55
4.5 Послідовності Голда.....	59
4.6 Ортогональні послідовності Голда .....	62
Перелік джерел посилань.....	64

## 1 КЛАСИФІКАЦІЯ СИСТЕМ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ

Розширення спектра представляє собою метод формування сигналу за допомогою додаткової ступені модуляції, яка забезпечує не тільки розширення спектра, але й послаблення його впливу на інші сигнали. При цьому додаткова модуляція ніяк не пов'язана з повідомленням, що передається.

Але подібне розширення смуги не дозволяє послабити вплив адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ), як це, наприклад, відбувається під час широкосмугової частотної модуляції. Оскільки системам з розширеним спектром не притаманні властивості придушення впливу білого шуму, то необхідно визначити їх потенційні переваги.

До переваг систем з розширеним спектром необхідно віднести такі властивості [1]:

- 1) підвищена завадостійкість;
- 2) можливість реалізації багатовантажного (множинного) доступу на підставі кодового розділення каналів;
- 3) енергетична скритність завдяки низькому рівню спектральної щільності потужності;
- 4) висока роздільна здатність під час вимірювання віддалі;
- 5) захищеність зв'язку;
- 6) можливість протидіяти впливу навмисних завад;
- 7) підвищена пропускну здатність і спектральна ефективність у деяких системах стільникового персонального зв'язку;
- 8) поступове зниження якості зв'язку під час збільшення кількості користувачів, що одночасно займають один і той же радіоканал;
- 9) низька коштовність реалізації;
- 10) наявність сучасної елементної бази.

Можна відзначити, що розширення спектру інформаційного сигналу відбувається в усіх системах, які реалізують метод множинного доступу із кодовим розділенням каналів (CDMA).

Взагалі системи із розширенням спектру відрізняються такими особливостями [2]:

– сигнал займає смугу частот, що значно більша за діапазон частот, притаманний інформаційному сигналу. Це призводить до вище

визначених переваг, серед яких можна відзначити підвищену завадостійкість до зовнішніх (міжканальних) і внутрішньоканальних завад і, власне, можливість реалізації множинного доступу;

– розширення смуги частот досягається за рахунок адресного коду, який абсолютно не залежить від інформаційного сигналу, що суттєво відрізняється від інших видів цифрової модуляції, для яких розширення спектру відбувається за рахунок модуляції несучого коливання інформаційним сигналом;

– на приймальному боці кожному користувачеві також надається відповідний адресний код, що за умови синхронного прийому надає можливість прийняти корисний сигнал від конкретного абонента в межах спільного частотного ресурсу, який використовується одночасно багатьма користувачами.

Для підвищення завадостійкості у стандартах, що використовують метод CDMA, застосовуються псевдовипадкові послідовності (ПВП) або коди.

Це означає, що код хоча і виглядає випадковим, але він є детермінованим. Детермінованість коду необхідна для забезпечення можливості у приймачі відтворити саме цей код і здійснити синхронний прийом корисного сигналу. Такий псевдо-випадковий код ще отримав назву псевдошумового коду (англійською pseudo-noise – PN код).

Тобто, CDMA протоколи представляють клас протоколів для яких можливість реалізації множинного доступу досягається за допомогою кодування. Оскільки ширина спектра закодованого сигналу обирається набагато більшою за спектр інформаційного сигналу, то процес кодування призводить до суттєвого розширення спектра порівняно з інформаційним сигналом, і такий метод трактується як модуляція з розширенням спектра (spread spectrum – SS).

Результуючий сигнал також називають сигналом з розширеним спектром (SS сигнал) і CDMA протоколи часто називають протоколами множинного доступу з розширенням спектра (SS multiple access protocols – SSMA).

Існує декілька модуляційних технологій для генерації SS сигналів. Класифікація SSMA або CDMA протоколів може проводитися за двома різними ознаками: по-перше, це, власне, за

протоколами, що використовуються, а, по-друге, за типом модуляційної схеми.

Класифікація за першою ознакою дає дві групи протоколів – усереднюючі системи і системи із запобіганням [3].

Усереднюючі системи зменшують вплив завад шляхом їх усереднення за достатньо великий інтервал часу. Системи із запобіганням зменшують вплив завад шляхом їх уникнення впродовж достатньо великого інтервалу часу.

Класифікація SSMA або CDMA протоколів за методом модуляції дозволяє виділити п'ять груп протоколів [3, 4, 5]:

- розширення спектру прямою послідовністю (англійською DSSS – direct sequence spread spectrum) або пряме розширення спектру за допомогою псевдо-випадкової послідовності (PN-коду), також можливе використання терміну DS-CDMA технологія;

- розширення спектру за допомогою стрибків по частоті FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum). Зокрема, метод розширення спектру за допомогою повільних стрибків по частоті використовується у стандарті GSM для підвищення завадостійкості і боротьби з релієвськими завмираннями;

- розширення спектру за допомогою стрибків у часі THSS (Time Hopping Spread Spectrum); сигнал передається у визначених часових інтервалах (вікнах або слотах), які виникають псевдовипадково, а на приймальному боці синхронізується робота приймача саме для конкретних часових вікон;

- лінійна частотна модуляція сигналів (chirp modulation);

- комбіновані методи розширення спектру.

З цих протоколів технологія DSSS відноситься до усереднюючих SS протоколів. Гібридні технології також можуть відноситься до усереднюючих протоколів, якщо, як метод DSSS входить як складова до власне гібридної системи. Обидва види класифікації наведені у таблиці 1.1.

У системах зв'язку з рухомими об'єктами і безпроводних локальних мережах широке застосування знаходять методи прямого розширення спектру, з перестройкою частоти і розширення спектру з контролем несучої.

Таблиця 1.1 – Класифікація SSMA протоколів

	DS	FH	TH	Лінійна частотна модуляція	Гібридні
З усередненням	*				*
Із запобіганням		*	*	*	*

## 2 АНАЛІЗ МЕТОДІВ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРА ЗА ТИПОМ МОДУЛЯЦІЙНОЇ СХЕМИ

### 2.1 Розширення спектра прямою послідовністю

Для DS-CDMA протоколів інформаційний сигнал (сигнал даних) безпосередньо модулюється цифровим кодом. Сигнал даних може бути як аналоговим, так і цифровим. У більшості випадків сигнал даних подається у цифровому вигляді і у такому випадку він безпосередньо перемножується з кодовим сигналом, а вже отриманий результуючий сигнал модулює широкосмугову несучу. Саме з такого алгоритму роботи – безпосереднього перемноження, цей метод отримав назву DSSS – розширення спектра методом прямої послідовності.

На рис. 2.1 зображено можливий варіант реалізації структурної схеми передавача для методу DS-CDMA [4].

Як видно з рис. 2.1 у DS-CDMA системі відбувається двохступенева модуляція. З метою спрощення аналізу розглянемо безпосередньо для радіочастотної модуляції найпростіший вид цифрової модуляції – бінарну фазову маніпуляцію (BPSK).

Тоді модульований на першому етапі радіосигнал за методом BPSK, який має потужність  $P$  і постійну обвідну, можна подати у такому вигляді [4]:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_x(t)], \quad (2.1)$$

де  $\theta_x(t)$  – інформаційна модуляція фази.



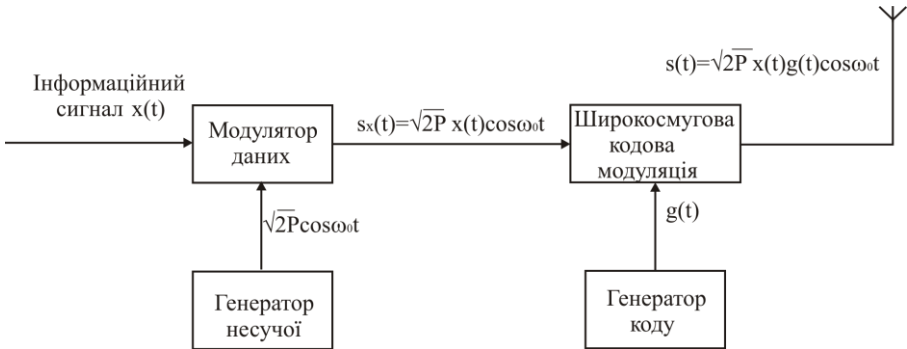


Рисунок 2.1 – Структурна схема передавача системи з розширенням спектра за методом DSSS

На другому етапі відбувається, власне, процедура розширення спектра. Кодова послідовність  $g(t)$  складається з великої кількості кодованих символів, які можуть приймати значення  $+1$  або  $-1$ . Оскільки ці кодові символи не несуть ніякої інформації, то їх називають дискретами або “чіпами”.

Для того, щоб отримати необхідне розширення спектра модульованого сигналу, швидкість повторення чіпів повинна бути набагато більшою за швидкість передачі інформаційного сигналу.

Після модуляції розширюючим кодом з постійною обвідною результуючий сигнал можна подати як:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_x(t) + \theta_g(t)], \quad (2.2)$$

де  $\theta_g(t)$  – додатковий фазовий зсув, що виникає в результаті модуляції розширюючим кодом. Тобто, фаза сигналу, який буде передаватися через канал зв'язку, складається з двох компонент -  $\theta_x(t)$ , яка відповідає модульованим за методом BPSK даними і  $\theta_g(t)$ , що виникає через застосування розширюючого коду.

Як правило, потік інформаційних біт для методу BPSK перетворюється до формату NRZ без постійної складової, тобто подається у вигляді двополярної послідовності імпульсів з рівнями  $+1$

і -1. Тоді сам процес модуляції реалізується шляхом простого перемноження даних у форматі NRZ і сигналу несучого коливання:

$$s_x(t) = \sqrt{2P}x(t)\cos(\omega_0 t). \quad (2.3)$$

В результаті такої операції відбувається миттєва зміна фази модульованого коливання на  $\pi$  радіан відносно несучого коливання відповідно до інформаційних даних.

Якщо розширююча послідовність також подається у форматі NRZ, то результуючий сигнал можна записати як:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} \cdot x(t) \cdot g(t) \cos(\omega_0 t). \quad (2.4)$$

Аналіз виразу (2.4) дозволяє зробити висновок, що процес двохступеневої модуляції для DS-CDMA систем може розглядатися як перемноження інформаційного потоку  $x(t)$  з розширюючою послідовністю  $g(t)$  і наступною модуляцією несучої отриманим сигналом (рис. 2.2).

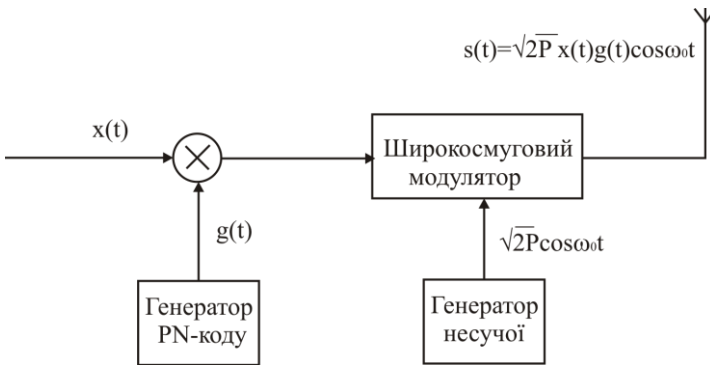


Рисунок 2.2 – Другий варіант побудови передавача DS-CDMA системи

Результуючий DS-BPSK сигнал, який формується у передавачі зображено на рис. 2.3.

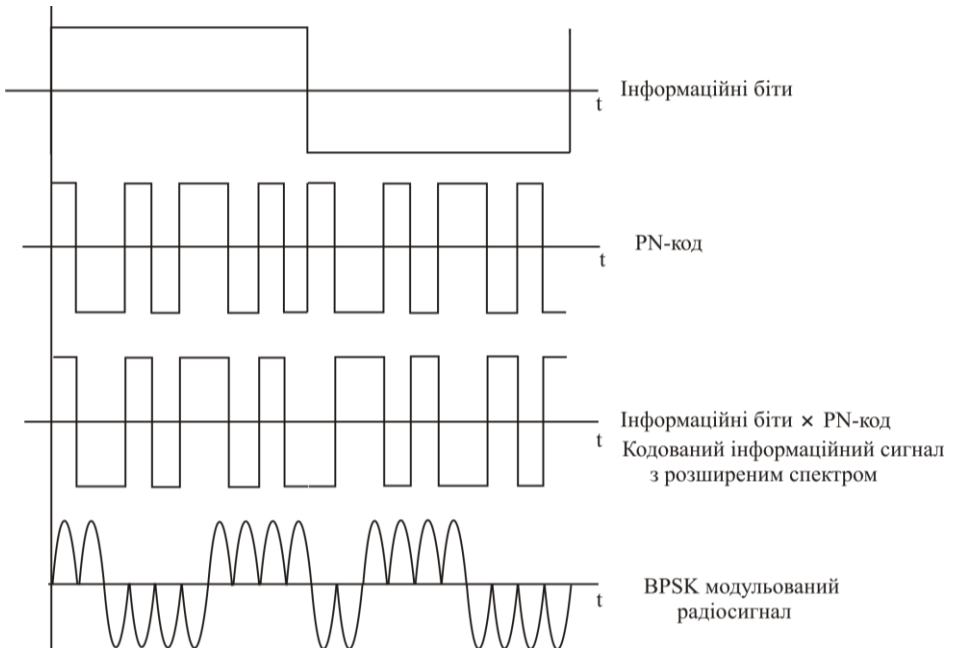


Рисунок 2.3 – Епюри сигналів для системи з розширеним спектром і використанням методу модуляції BPSK

З аналізу рис. 2.3 виходить, що за один інформаційний символ передаються 10 кодових чіпів (швидкість передавання чіпів для наведеного прикладу у 10 разів більша за швидкість передавання інформації і відповідно коефіцієнт розширення спектра у даному випадку рівняється 10).

Необхідно відзначити, що для реальних систем з використанням DSSS коефіцієнт розширення (для цього параметру використовують також термін вигравш обробки  $G$ ), обирається набагато більшим (зокрема, для стандарту 2G cdmaOne значення  $G$  обрано рівним 128) [2].

Розглянемо процес розширення спектра з точки зору формування фази радіочастотного коливання.

Припустимо, що перетворення інформаційних бітів до формату NRZ відбувається за алгоритмом, якого наведено у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Алгоритм відображенні бітів

Двійкове значення інформаційних бітів	Значення електричного імпульсу
0	+1
1	-1

Тоді перший етап DS-BPSK модуляції може розглядатися як результат додавання за модулем 2 двійкової інформаційної послідовності і двійкової розширюючої послідовності. Цей процес продемонстровано на рис. 2.4 [4].

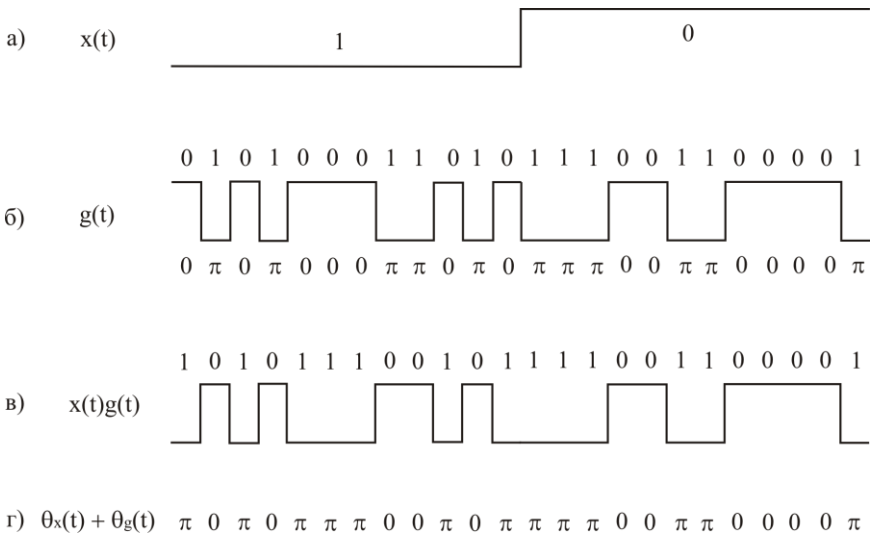


Рисунок 2.4 – Приклад розширення спектра методом прямої послідовності

На рис. 2.4 а) показана двійкова інформаційна послідовність та її еквівалент у вигляді біполярного імпульсного сигналу  $x(t)$  (формат

NRZ). Перетворення двійкових даних до формату NRZ відбувається згідно з алгоритмом наведеним у таблиці 2.1.

На рис. 2.4 б) наведено можливий варіант розширюючої послідовності  $g(t)$  у форматі NRZ (біполярний еквівалент). Результуючий сигнал як результат додавання за модулем 2, тобто, у математичному сенсі результат перемноження  $x(t) \cdot g(t)$  зображено на рис. 2.4 в). Результуюча миттєва фаза вихідного сигналу модулятора представлена на рис. 2.4 г).

При модуляції BPSK за таким алгоритмом фаза модульованого колювання  $\theta_x(t) + \theta_g(t)$  рівняється  $\pi$ , якщо результат перемноження  $x(t) \cdot g(t)$  рівняється  $-1$  (або сума за модулем 2 інформаційних даних і розширюючої послідовності рівняється логічній одиниці).

Відповідно фаза модульованого колювання набуває значення  $0$ , якщо результат перемноження  $x(t) \cdot g(t) = 1$  (або сума за модулем 2 інформаційних даних і розширюючої послідовності рівняється двійковому нулю).

Якщо порівняти епюри сигналів рис.2.4 а) і рис.2.4 в), то можна зробити висновок про властивість певної “скритності” сигналів з розширеним спектром. Дійсно сигнал з розширеним спектром практично містить у собі схований інформаційний сигнал даних  $x(t)$ . Але візуально достатньо складно виділити інформаційний сигнал  $x(t)$ , який повільно змінюється у часі, на фоні закодованої послідовності з набагато більшою швидкістю.

Очевидно, що точно так буде складно виділити інформаційний сигнал у приймачі, якщо не буде точно відома послідовність, яка застосовувалася під час розширення спектра.

Результуючий сигнал  $x(t)g(t)$  з розширеним спектром за допомогою перетворювача частоти (змішувача) переноситься на робочу частоту каналу.

Можна відзначити, що хоча перетворення частоти, як у бік збільшення частоти, так і у бік зменшення радіочастоти, для більшості систем є, як правило, необхідним процесом, але цей етап для даної технології не є визначаючим. Тому подалі можна вважати, що сингал  $x(t)g(t)$  передається на проміжній частоті і підсистеми перетворення частоти вилучимо з аналізу.

Тоді можна вважати, що до входу приймача надходить сума  $M$  незалежних сигналів з розширеним спектром, які займають одну й ту ж смугу частот [1]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M g_i(t) \cdot s_i(t) + I(t) + n(t), \quad (2.5)$$

де  $M$  – чисельність одночасно активних користувачів;

$g(t)$  – ПВП  $i$ -тої пари передавач-приймач;

$s(t)$  – модульований сигнал;

$I(t)$  – завада (навмисна або власна);

$n(t)$  – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ).

Структурна схеми приймача такої системи зображена на рис. 2.5.

У приймачі користувача, для якого призначено повідомлення, формується синхронізований у часі псевдовипадковий сигнал  $g(t)$ , який забезпечує зворотну процедуру – стиск спектра і представляє точну копію сигналу ПВП на передавальному боці.

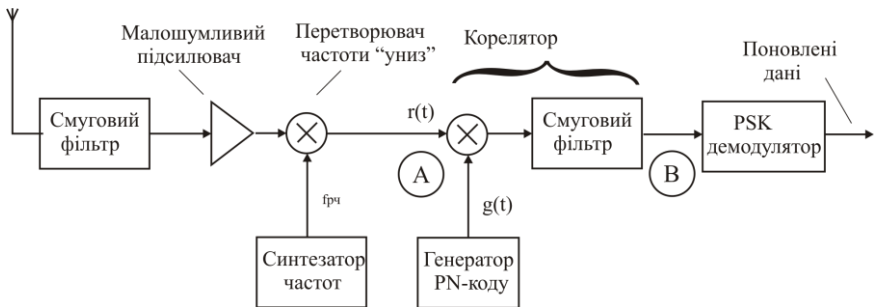


Рисунок 2.5 – Структурна схема приймача системи з прямим розширенням спектра

Отриманий після стиску спектра вузькосмуговий PSK сигнал де модулюється. На практиці можливе застосування інших видів модуляції, наприклад, QPSK, MSK, GMSK, GFSK і т. ін.

Якщо обрано ансамбль некорельованих сигналів ПВП, то після операції стиску спектра зберігається лише модульований корисний сигнал. Усі інші сигнали, залишаючись некорельованими, зберігають широкопasmовість і мають ширину спектра, що значно перевищує граничну смугу пропускання демодулятора.

Демодуляція DS-BPSK сигналу може бути проведена з використанням кореляційної обробки прийнятого сигналу. Цей процес можна трактувати як повторну модуляцію прийнятого сигналу синхронізованою розширюючою послідовністю  $g(t - \hat{T}_c)$  де  $\hat{T}_c$  - оцінка приймачем часу розповсюдження сигналу між передавачем і приймачем.

За відсутністю шумів та інтерференції вихідний сигнал корелятора може бути поданий як:

$$s_{\text{в\ddot{и}д}}(t) = A\sqrt{2P_x(t - T_c)} \cdot g(t - T_c)g(t - \hat{T}_c)\cos[\omega_0(t - T_c) + \varphi(t)]. \quad (2.6)$$

де  $A$  – постійний коефіцієнт, що визначає коефіцієнт підсилення системи,  $\varphi(t)$ - випадкове значення фазового кута з діапазону  $[0, 2\pi]$ .

Оскільки  $g(t)=\pm 1$ , то, очевидно, що результат перемноження  $g(t - T_c)g(t - \hat{T}_c)$  завжди буде рівнятися 1, якщо  $T_c = \hat{T}_c$ , тобто, ця вимога означає, що у приймачі кодовий сигнал повинен бути точно синхронізованим з кодовою послідовністю передавача.

Але, тоді з аналізу (2.6) виходить, що вихідний сигнал корелятора представляє собою вузькосмугове промодульоване інформаційним сигналом несуче коливання (за винятком випадкової фази  $\varphi(t)$  і часу затримки  $T_c$ ). Це означає, що на цьому етапі відбулася операція зворотна до операції розширення спектра на передавальному боці – а саме, відбувся стиск спектра.

Після цього поновлення інформаційних даних відбуваються звичайним демодулятором BPSK.

Тобто, також можна стверджувати, що демодуляція сигналу для DS-CDMA систем відбувається також у два етапи.

Перший етап – це стиск спектра прийнятого сигналу, який виконується шляхом визначення кореляції прийнятого сигналу і синхронізованою копією розширюючої послідовності.

Другий етап реалізується за допомогою звичайного демодулятора виду радіочастотної модуляції. .

Процес демодуляції сигналу з розширеним спектром саме з боку поновлення фази демодульованого сигналу за методом DS-CDMA продемонстровано на рис. 2.6.

Так, на рис. 2.6 а) зображено сигнал з розширеним спектром який було отримано на виході модулятора передавача, а на рис. 2.6 б) миттєва фаза цього сигналу з розширеним спектром.

На рис. 2.6 в) відтворена точна копія кодової послідовності  $\hat{g}(t)$  приймача у вигляді фазового зсуву  $\hat{\theta}_g(t)$  (0 або  $\pi$ ), яка повністю ідентична кодовій послідовності передавача (рис. 2.4 б).

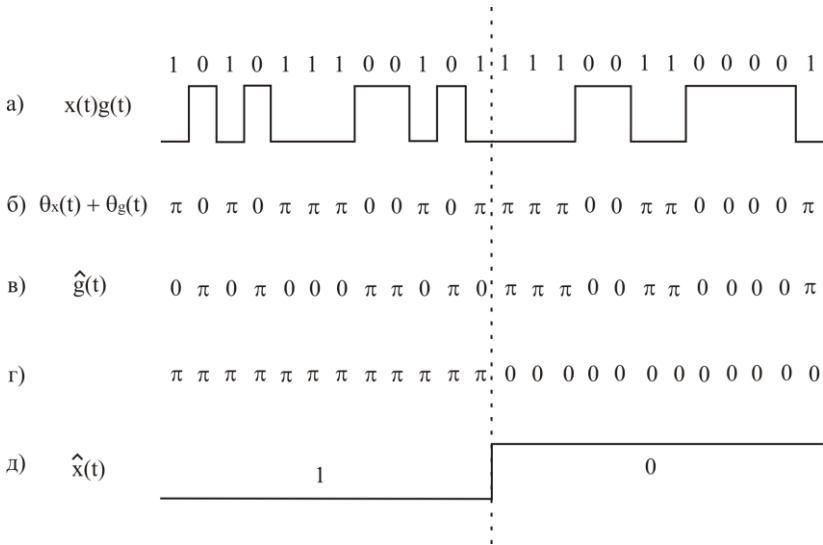


Рисунок 2.6 – Приклад стиску спектра за методом прямої послідовності

На рис.2.6 г) представлено процес обчислення фази сигналу на виході корелятора  $\hat{\theta}_x(t)$ , як результат додавання  $\hat{\theta}_g(t)$  і  $\theta_x(t)+\theta_g(t)$ .

Аналіз миттєвих значень фази для вихідного сигналу корелятора  $\hat{\theta}_x(t)$  (рис. 2.6 г) дозволяє стверджувати, що дійсно відбувся стиск спектра прийнятого сигналу, оскільки миттєве значення фази впродовж тривалості інформаційного біті залишається незмінним.

Другий етап демодуляції (рис. 2.6 д) передбачає поновлення інформаційних даних з використанням звичайного демодулятора BPSK.



На рис. 2.7 наведені спрощені часові і спектральні діаграми, що якісно відображають процеси розширення і стиску спектра сигналів. Зокрема, в них відсутній сигнал несучої частоти. Зокрема, спрощення проявляється у тому, що в них відсутній сигнал несучої частоти.

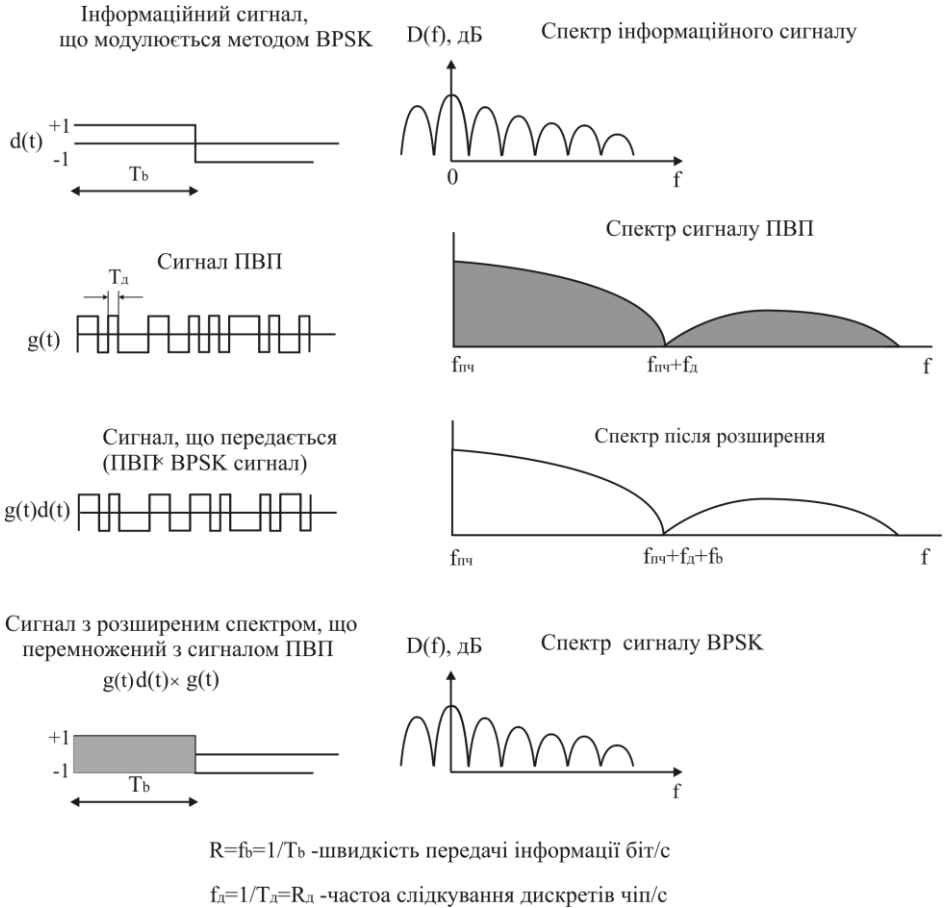


Рисунок 2.7 – Часові і спектральні діаграми, що якісно відображають процеси розширення і стиску спектра сигналів

У першому розділі було визначено переваги технології SS сигналів. Найбільш важливими властивостями з точки зору застосування CDMA технології можна вважати такі: можливість реалізації множинного доступу, придушення міжсимвольної інтерференції, придушення вузькосмугових завад і в царині створення захищених засобів комунікацій – низька ймовірність перехоплення (LPI). Розглянемо детальніше ці чотири властивості методу DS-CDMA.

1. Реалізація множинного доступу. Якщо багато користувачів використовують одночасно один і той же частотний канал, то відповідно велика кількість DSSS сигналів перекриваються у часі і за частотою. На приймальному боці когерентна демодуляція (кореляційний прийом) застосовується для витягнення кодової модуляції.

Така обробка дозволяє сконцентрувати потужність сигналу саме від корисного абонента у вузькій смузі інформаційного сигналу. Якщо крос-кореляція між кодом абонента і іншими завадовими кодами мала, то когерентне детектування дозволяє у смузі пропускання інформаційного сигналу отримати значно меншу потужність від завадових сигналів порівняно з сигналом корисного абонента.

2. Придушення міжсимвольної інтерференції, що виникає через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль. Якщо кодова послідовність має ідеальну автокореляційну функцію, то значення кореляційної функції рівняється нулю за межами інтервалу  $[-T_d, T_d]$ , де  $T_d$  – тривалість одного дискрета (чіпа). Це означає, що у випадку коли приймаються корисний сигнал та його копія, яка затримана через перевідбиття на інтервал більший за  $2T_d$ , то при когерентній демодуляції затриманий сигнал буде розглядатися як завадовий і тільки незначна частина такого сигналу попаде у вузьку смугу інформаційного сигналу.

3. Придушення вузькосмугової завади. Когерентне детектування у приймачі передбачає перемноження прийнятого сигналу на згенерований у приймачі PN-код. Але, подібно до процесів у передавачі, перемноження вузькосмугового сигналу на широкосмугову кодову послідовність розширює спектр вузькосмугової завади і в результаті потужність завади з розширеним спектром у вузькій смузі інформаційного сигналу зменшується у

коефіцієнт, який чисельно визначається вирашем обробки (коефіцієнтом розширення)  $G$ .

4. Низька ймовірність перехоплення. Оскільки DSSS сигнал використовує весь час практично повну широкопasmову ділянку виділеного спектру, то це призводить до дуже малої нормованої за частотою щільності потужності (Вт/Гц). Цей факт суттєво ускладнює детектування такого сигналу і відповідно, малу ймовірність перехоплення.

Окрім вище визначених властивостей DS-CDMA протоколи мають ще низку особливостей, які можна розділити на такі які надають перевагу методу, а також такі, які можна віднести до недоліків.

До переваг методу DS-CDMA можна віднести такі властивості [3]:

- генерація кодованого сигналу відбувається достатньо простими засобами. Зокрема це може бути здійснено простим перемноженням, як показано на рис. 2.2;

- оскільки необхідно реалізувати тільки одну несучу частоту, реалізація частотного синтезатора (генератор несучої) не представляє проблем;

- можливе застосування когерентної демодуляції SS сигналу;

- ніякої синхронізації між користувачами не потрібно.

До недоліків методу можна віднести такі характеристики:

- встановлення і підтримання синхронізації прийнятого сигналу з кодовим сигналом приймача є достатньо складною задачею. Причому синхронізація повинна підтримуватися на інтервалі одного чіпа;

- для коректного прийому кодова послідовність у приймачі повинна синхронізуватися з прийнятим сигналом впродовж інтервалу, який складає долю тривалості одного чіпа. Враховуючі недоступність великих суміжних частотних діапазонів, цей чинник обмежує границі розширення спектра до 10...20 МГц.

- через те, що взаємна кореляційна функція між двома PN-кодами різних користувачів не точно дорівнює нулю, системам зв'язку із використанням CDMA притаманні проблеми близько/далеко розташованих абонентів.

## 2.2 Метод розширення спектра з використанням стрибків по частоті

Для протоколів CDMA, які використовують стрибки по частоті (FH-CDMA), несуча частота модульованого коливання не є константою і періодично змінюється. Тобто, впродовж певного часового інтервалу (часового слоту) частота підтримується постійною, але через деякий часовий інтервал відбувається стрибок частоти до іншого значення несучої. Алгоритм стрибків визначає кодовий сигнал. Набір можливих значень частоти називають частотно-часовою матрицею. Зайнятість виділеного частотного діапазону для FH-SS систем принципово відрізняється від методу DSSS. Системи з прямим розширенням спектра (DSSS) в процесі передачі займають весь виділений на систему частотний діапазон. У той же час для FH-SS систем безпосередньо в процесі передачі займається тільки мала частина виділеного діапазону, але її розташування у часі змінюється.

На рис. 2.8 представлена графічна інтерпретація обох методів.

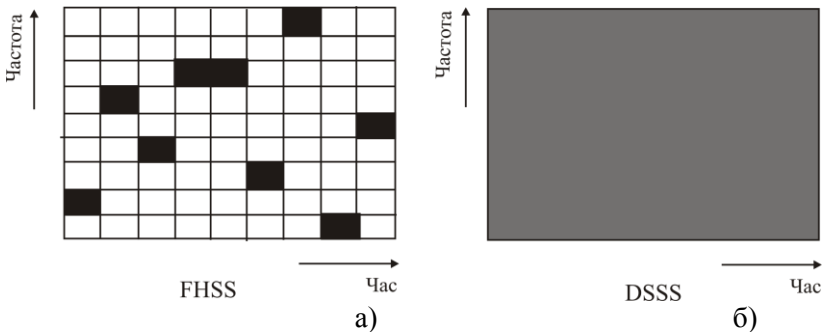


Рисунок 2.8 – Графічна ілюстрація методів FHSS (а) і DSSS (б)

Припустимо, що FH система здійснює передачу у відносно вузькій смузі частот. На рис. 2.8 це відображено формуванням сітки частот з виділенням вузької смуги частот для одного каналу. (рис. 2.8 а) У той же час DS-система розширює спектр сигналу, що передається на весь частотний діапазон (рис. 2.8 б) і як результат,

потужність, яка випромінюється у повному частотному діапазоні буде набагато менша порівняно з FH системою [4, 7].

Але, DS-система здійснює передачу впродовж усього часового інтервалу, у той час як FH система використовує частотний канал тільки частину цього часового інтервалу. В середньому, можна вважати, що обидві системи транслують одну й ту ж потужність у виділеному частотному ресурсі. Ця різниця двох методів і проілюстрована на рис. 2.8.

На рис. 2.9 зображено структурні схеми передавача і приймача FHSS системи [3].

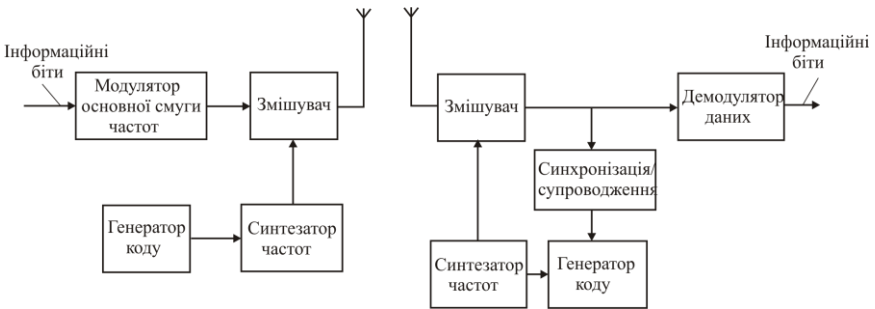


Рисунок 2.9 – Структурні схеми передавача і приймача FHSS системи

Сигнал даних модулюється в основній смузі частот і за допомогою змішувача переноситься на несучу частоту. Для модуляції можуть застосовуватися різні типи модуляції і, в принципі, не має суттєвої різниці, який конкретний тип модуляції застосовуються для технології стрибків по частоті.

Звичайно для аналогових систем застосовується частотна модуляція (FM), а для цифрових систем використовується двійкова частотна маніпуляція (FSK). Застосування високошвидкісного синтезатора, що керується кодовим сигналом (сумісно зі змішувачем) дозволяє реалізувати перенесення сигналу на робочу частоту.

На приймальному боці відбувається зворотний процес. За допомогою згенерованої у приймачі послідовності у змішувачі відбувається зворотне перенесення радіосигналу до основної смуги частот. На виході змішувача отримується промодульований сигнал

даних. Після демодуляції формується поновлений потік інформаційних бітів.

Схема синхронізації та супроводження гарантує, що стрибки несучої на передавальному боці повністю синхронізовані з алгоритмом стрибків у приймачі, що і забезпечує коректний механізм розширення спектра.

FH-CDMA системи класифікують за швидкістю стрибків несучої. Якщо кількість стрибків набагато більша за швидкість передавання інформації, то такі системи трактують як FH-CDMA з швидким перестроєнням частоти (fast FH – F-FH). У такому варіанті значення несучої частоти змінюється декілька разів впродовж тривалості одного біта, тобто один інформацій біт передається на декількох частотах. Якщо ж кількість стрибків менша за швидкість передавання інформації, то такі системи трактують як FH-CDMA системи з повільними стрибками по частоті (slow FH – S-FH). Для такого варіанту декілька бітів передаються на одній несучій частоті.

Смуга частот одного частотного каналу (на одній з несучій, значення якої змінюється стрибками) залежить не тільки від смуги інформаційного сигналу, але й від форми сигналу, що задає стрибки по частоті і значення стрибка по частоті. Якщо значення стрибка по частоті набагато менше порівняно з спектром інформаційного сигналу (що відповідає варіанту повільних стрибків S-FH), то ширина спектра інформаційного сигналу виступає основним фактором, що визначає смугу частот.

Якщо ж значення частоти стрибка набагато більше за смугу інформаційного сигналу, то форма імпульсного сигналу, що задає стрибки частоти буде визначати ширину смуги пропускання на одній несучій частоті.

Якщо форма імпульсного сигналу близька до ідеальної прямокутної (що передбачає дуже високу швидкість частотних стрибків), то смуга частот, що займає один частотний канал (одна несуча) буде дуже великою, що принципово обмежує кількість можливих частотних стрибків.

Якщо згладити закон зміни частоти, то смуга пропускання на одній несучій складе  $1/T_c$  разів від смуги пропускання інформаційного сигналу, де  $T_c$  тривалість стрибка по частоті. Можна реалізувати згладження стрибка по частоті, якщо зменшити потужність, що

передається перед стрибком, і знову збільшити її після здійснення стрибка по частоті.

Подібно до систем DS-CDMA розглянемо властивості FH-CDMA з точки зору можливості реалізації множинного доступу, придушення міжсимвольної інтерференції, придушення вузькосмугових завад і відносно ймовірності перехоплення.

1. Можливість забезпечення множинного доступу. Якщо застосовуються F-FH протокол, то один біт передається на декількох різних частотах. Якщо сигнал від корисного користувача є єдиним, що передається на декількох частотах, то потужність такого сигналу від корисного користувача буде набагато більшою за потужність завадового сигналу і, відповідно, відбудеться коректний прийом саме корисного сигналу.

У варіанті використання S-FH протоколу декілька бітів передаються на одній і тій же частоті. Якщо ймовірність передачі сигналів від інших користувачів на цій же частоті мала, то саме сигнал від корисного користувача буде превалювати більшу частину часу. Для моментів часу, коли завадові сигнали від інших користувачів будуть передаватися на тій же несучій, то застосування кодів з виправленням помилок дозволяє поновити саме сигнал від корисного користувача у цей проміжок часу.

2. Придушення міжсимвольної інтерференції, що виникає через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль.

Для F-FH-CDMA протоколів, несуча частота змінюється декілька разів впродовж передачі одного біта. Як відомо міжсимвольна інтерференція призводить до частотно-селективних завмирань. В результаті на деяких частотах сигнал може підсилюватися, а на інших придушуватися. У приймачі відклики на різних несучих, які використовувалися під час стрибків, усереднюються, що призводить до зменшення впливу міжсимвольної інтерференції у цілому. Цей ефект не є таким ефективним, як це відбувається у DS-CDMA системах, але все ж таки реально покращує умови передачі.

3. Придушення вузькосмугової завади. Припустимо, що на одній з несучих з набору частот, що передбачені алгоритмом стрибків по частоті, діє вузькосмугова завада. Також приймемо, що кількість частот, які передбачено алгоритмом стрибків чисельно рівняється виграшу обробки. В результаті корисний користувач буде в

середньому використовувати частоту для якої діє вузькосмугова завада тільки  $1/G$  відсотків від тривалості передачі. Це означає, що дія вузько смугової завади зменшується у вигравш обробки  $G$  разів.

4. Низька ймовірність перехоплення. Складність перехоплення FH-сигналів полягає не у тому, що потужність сигналу мала, як це спостерігається для DS-сигналів. Під час передачі для цього протоколу реалізується максимальна щільність потужності на один герц, подібно до того як це реалізується в аналогових системах. Але частота на якій передбачається передача сигналу невідома і тривалість передачі на конкретній несучій дуже мала. Тому хоча теоретично FH-сигнал більше підлягає перехопленню порівняно з DS-сигналами все ж таки ця задача виглядає достатньо складною.

Окрім вище визначених властивостей FH-CDMA протоколи подібно до DS-CDMA протоколів мають низку особливостей, які можна розділити на такі які надають перевагу методу, а також такі які можна віднести до недоліків.

До переваг методу можна віднести такі властивості [3]:

- синхронізація для FH-CDMA протоколів досягається значно легше порівняно з DS-CDMA протоколами. Для FH-CDMA систем синхронізація повинна бути встановлена за час, що відповідає частині часу перестроювання частоти;

- оскільки розширення спектра відбувається в, першу чергу, за рахунок великого частотного набору а не збільшення значення стрибка частоти, то час впродовж якого відбувається стрибок частоти є виходить набагато більшим порівняно з тривалістю чіпа для методу DSSS. Тому FH-CDMA системи припускають більші значення помилки синхронізації;

- різні значення несучих, з яких може складатися набір частот для стрибків, не передбачає обов'язково неперервності виділеної частотної смуги. Це пов'язано з тим, що синтезатор частот достатньо легко може використовувати різні визначені ділянки виділеного частотного спектра. Сумісно з більш легкою синхронізацією це дозволяє використовувати більше розширення спектра порівняно з методом DSSS;

- можливе застосування когерентної демодуляції SS сигналу;

- ніякої синхронізації між користувачами не потрібно.

До недоліків методу можна віднести такі характеристики:



– встановлення і підтримання синхронізації прийнятого сигналу з кодовим сигналом приймача є достатньо складною задачею. Причому синхронізація повинна підтримуватися на інтервалі одного символу;

– для коректного прийому кодова послідовність у приймачі повинна синхронізуватися з прийнятим сигналом впродовж інтервалу, який складає долю тривалості одного символу. Враховуючі недоступність великих суміжних частотних діапазонів, цей чинник обмежує границі розширення спектра до 10...20 МГц;

– проблема близько-далеко розташованих абонентів для FH-CDMA протоколів проявляється набагато менше порівняно з DS-CDMA протоколами. Дійсно, якщо користувач, наприклад, здійснює передачу і знаходиться на межі стільника (далека відстань), то навіть, якщо поблизу базової станції знаходиться низка інших абонентів, то коректний прийом стає можливим, оскільки передача від інших абонентів здійснюється з великою ймовірністю здійснюється на інших частотах;

– через більшу можливу смугу частот, що реалізується в процесі розширення спектра, FH-CDMA системи можуть реалізувати більше придушення вузько смугової завади порівняно з DS-CDMA системами.

До недоліків FH-CDMA систем можна віднести наступне:

– висуваються достатньо високі вимоги до синтезатора частот;  
– різка зміна сигналу під час зміни частоти несучої призводить до збільшення повного частотного діапазону, який займає FH-CDMA система. Для запобігання цього негативного ефекту використовується виключення та включення передавача на момент стрибка;

– суттєво ускладнюється реалізація когерентної демодуляції через необхідність підтримки фазових співвідношень впродовж стрибка.

Цей метод у ряді випадків виходить достатньо ефективним і використовується, наприклад, в технології Bluetooth і стандарті 2G GSM.

### 2.3 Метод розширення спектра за допомогою стрибків у часі

Для методу стрибків у часі (time hopping) TH-CDMA передається у коротких часових слотах, час виникнення яких визначається призначеним користувачу кодом.

Тобто часова вісь розбивається на кадри, а у межах кожного кадру проводиться розділення кадру на  $M$  часових слотів. Впродовж кожного кадру користувач може здійснювати передачу в одному з цих  $M$  слотів. Який саме часовий слот використовується для передачі залежить від кодового сигналу, який присвоюється кожному користувачу. Оскільки користувач використовує тільки один з можливих  $M$  часових слотів, то частотний діапазон необхідний для передачі збільшується в  $M$  разів. Структурна схема TH-CDMA системи зображена на рис. 2.10 [3].

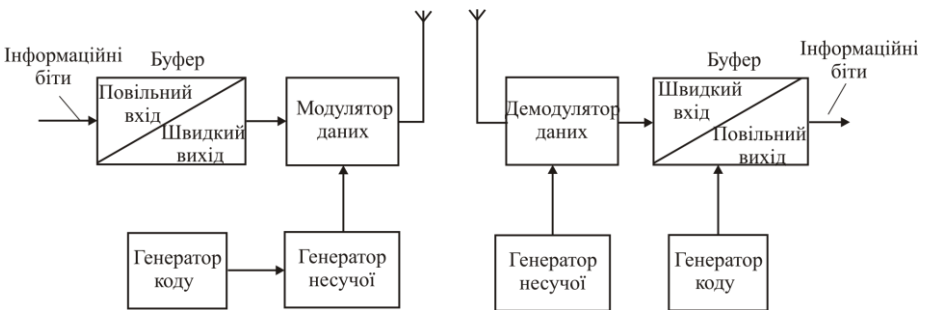


Рисунок 2.10 – Структурні схеми передавача і приймача TH-CDMA системи

На рис. 2.11 представлена графічна інтерпретація TH-CDMA протоколу в координатах час-частота.

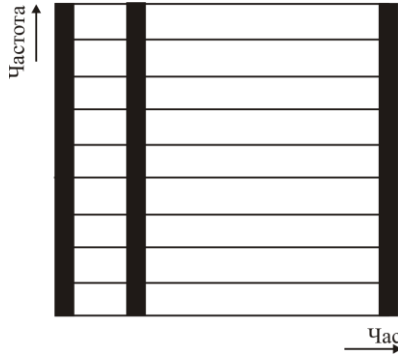


Рисунок 2.11 – Графічна ілюстрація методу TH-CDMA

Якщо порівняти графіки рис. 2.8 та 2.11, то можна побачити, що TH-CDMA використовують повний частотний діапазон на короткий інтервал часу, замість використання частин виділеного спектра впродовж усього інтервалу часу.

Можливість реалізації множинного доступу для TH-SS сигналів в принципі подібна до сигналів FH-SS, а саме ймовірність одночасної роботи передавачів різних користувачів у виділеному частотному діапазоні дуже мала. У випадку TH-SS сигналів усі передачі відбуваються в одному й тому ж діапазоні і, відповідно, ймовірність роботи більше одного передавача виходить невисокою. Це також досягається призначенням різних кодів різним користувачам. Якщо ж все ж таки виникає випадок одночасної роботи декількох користувачів, то застосовується кодування з виправленням помилок, що гарантує коректне поновлення даних.

Якщо для усіх користувачів здійснена синхронізація роботи і призначені коди забезпечують умову, що у кожному слоті можлива передача тільки одного користувача, то TH-CDMA протокол практично перетворюється на TDMA протокол в якому часовий слот, що виділяється кожному користувачу не є фіксованим, а змінює своє положення від кадру до кадру.

Стосовно властивості придушення міжсимвольної інтерференції TH-CDMA відрізняється від раніше розглянутих протоколів DS-CDMA і FH-CDMA. Справа у тому, що TH-сигнал передається впродовж короткого інтервалу часу. В результаті швидкість передачі

службових сигналів, зокрема сигналів сигналізації зростає і як наслідок, це призводить до часової дисперсії і, відповідно, до міжсимвольної інтерференції. Тому ніякого виграшу стосовно придушення міжсимвольної інтерференції цей метод не надає.

З іншого боку, для вузькосмугової інтерференції короткої час передачі проявляється як позитивний ефект.. Якщо виграш обробки рівняється  $G$ , то загальне зменшення часу передачі для конкретного користувача пропорційно  $1/G$ . Але тоді для завадового сигналу, якщо він приходить саме на цей момент часу, прийом відбувається тільки у  $1/G$  відсотків від загального часу передачі і відповідно потужність завади зменшується у  $G$  разів.

Відносно ймовірності перехоплення цей метод також має достатньо високу ефективність. Дійсно, користувач використовує постійний частотний діапазон, але час передачі невідомий і до того ж він має дуже малу тривалість. Тому у випадку, коли у сеансі зв'язку приймають участь багато користувачів, то для приймача, який намагається зробити перехоплення, вкрай важко визначити початок і кінець передачі і визначити який з сигналів, що передавався, належить якомусь конкретному користувачеві.

Також можна відзначити додаткові переваги протоколу TH-CDMA:

- технічне впровадження TH-CDMA реалізується простіше порівняно з FH-CDMA;

- цей метод виглядає дуже корисним для застосувань, коли обмежена середня потужність в процесі передачі, але не обмежене пікове значення потужності. Оскільки безпосередньо передача відбувається впродовж короткого інтервалу часу, то для такого слоту можна реалізувати високі пікові потужності;

- подібно до FH-CDMA систем для цього методу не критична проблема близько-далеко розташованого абонента.

Якщо користувач знаходиться далеко від приймача базової станції, то практично більшу частину часу передачі він працює без завадових сигналів від інших користувачів, що знаходять поблизу базової станції (у часі не збігаються завдяки кодовим сигналам кожного користувача).

До недоліків можна віднести складність реалізації синхронізації, оскільки час входження в режим синхронізації повинен бути

достатньо малим, а сама кодова синхронізація вимагає достатньо тривалого інтервалу часу.

Також, якщо виникає, хоч і малоймовірна, ситуація одночасної роботи багатьох користувачів, то метод вимагає обов'язкового застосування потужного кодування з виправленням помилок і перемішування бітів.

Подібний механізм реалізовано в системах зв'язку з надширокою смугою компанії Time Domain.

## 2.4 Розширення спектра методом лінійної частотної модуляції

В принципі, можна відзначити, що цей метод розширення спектра безпосередньо для CDMA протоколів не застосовувався. Але, для закінчення аналізу методів розширення спектра наведемо основні особливості цього методу.

Виходячи з назви, розширення спектра реалізується за допомогою лінійної частотної модуляції несучого коливання. Ідея методу продемонстрована на рис. 2.12.

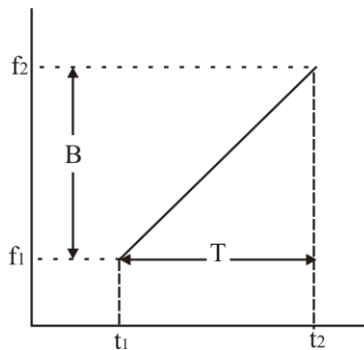


Рисунок 2.12 – Принцип розширення спектра за допомогою лінійної частотної модуляції

Виграш обробки для такого методу визначається як здобуток частотного інтервалу перестроювання і тривалості заданої форми сигналу впродовж якої відбувається перестроювання частоти.

## 2.5 Гібридні системи

До гібридних систем відносять усі CDMA системи в яких реалізується комбінація двох або більше розглянутих технологій розширення спектра.

Відповідно до розглянутих SS-сигналів можна отримати чотири можливих гібридних технологій: DS/FH, DS/TH., FH/TH і DS/FH/TH. Концепція побудови гібридної системи полягає в тому, щоб скомбінувати ті переваги, які властиві кожному з методів.

Якщо, наприклад, розглядати DS/FH систему, то можна обрати властивість боротьби з міжсимвольною інтерференцією DS систем і, яка об'єднується з відсутністю проблеми близько-далеко розташованого абонента, що є характерним для методу FH-SS.

Очевидно, що недоліки таких систем в, першу чергу, пов'язані з необхідністю апаратного ускладнення передавача і приймача. На рис. 2.13 зображена структурна схема передавача гібридної DS/FH CDMA системи.

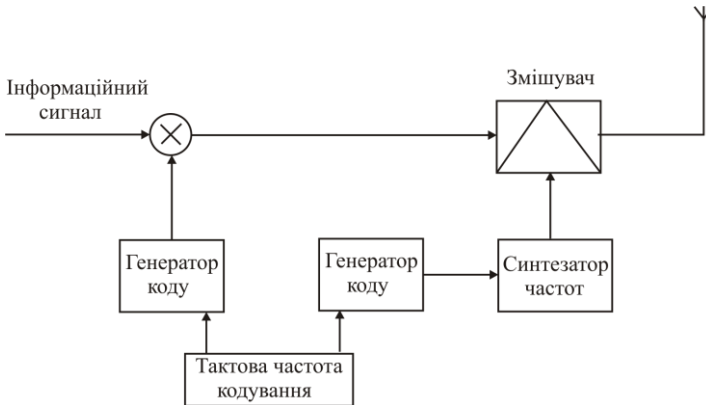


Рисунок 2.13 – Структурна схема передавача гібридної DS/FH CDMA системи

Для інформаційного сигнал спочатку проводиться розширення спектра за допомогою метода DSSS. Потім цей сигнал з розширеним

спектром виступає модулюючим для несучої, значення частоти якої стрибками змінюється відповідно до кодової послідовності другого генератора коду – тобто, здійснюється реалізація методу FH. Тактування процесу кодування гарантує фіксоване співвідношення між двома різними кодами.

## 2.6 Виграш обробки

Важливим поняттям для систем з розширенням спектра є виграш обробки.

Виграш розглянутої кореляційної обробки або просто виграш обробки (processing gain) – це коефіцієнт, що показує, у скільки разів відношення сигнал/шум (S/N) або відношення сигнал/ завада (S/I) на виході збільшується порівняно з аналогічними параметрами на вході системи.

Наприклад, якщо  $(S/N)_{\text{вх}}$  або  $(S/I)_{\text{вх}}$  у точці А на рис. 2.5 рівняється 5 дБ, а після стиску спектра корисного сигналу за допомогою узгодженого з ним сигналу опорної ПВП відношення  $(S/N)_{\text{вих}}$  у точці В (на виході корелятора) стало рівним 27 дБ, то виграш обробки складе 22 дБ. Тобто виграш обробки може бути визначено як:

$$G = \frac{(S/N)_{\text{вих}}}{(S/N)_{\text{вх}}}. \quad (2.8)$$

Досить часто виграш обробки оцінюється і з спектральної точки зору як:

$$G = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{\Delta F} = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{R} = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{f_b}, \quad (2.9)$$

де  $\Delta f_{\text{рч}}$  – ширина смуги пропускання для радіочастотного сигналу;  
 $\Delta F$  – ширина смуги модулюючого сигналу.

Оскільки ширина спектра радіочастотного сигналу з розширеним спектром практично визначається спектром ПВП, то згідно з рис. 1.4 його можна визначити як відношення частоти

слідкування дискретів  $f_d$  до частоти  $F=f_b$ , з якою надходить інформаційна послідовність [1, 2, 6]:

$$G = \frac{f_d}{F}. \quad (2.10)$$

Тобто, виграш обробки можна трактувати, як системний виграш, який відображує ті переваги, які надає розширення спектру сигналу.

Високе значення виграшу обробки приводить до таких позитивних наслідків [2]:

- покращується ослаблення завад, оскільки властивості системи зв'язку стосовно завадостійкості прямо пропорційні значенню  $G_p$ ;
- ємність системи зв'язку також прямо пропорційна виграшу обробки.

Тому, збільшення швидкості передачі псевдо-випадкового коду (а значить і більше розширення смуги частот, що займає CDMA сигнал) покращує характеристики системи у цілому.

З поняттям виграша обробки  $G$  також пов'язаний ще один параметр, який визначає якісні характеристики системи з розширеним спектром, а саме коефіцієнт завадозахищенності.

Коефіцієнт завадозахищенності  $M$  враховує необхідне значення відношення сигнал/шум і можливі енергетичні втрати під час реалізації системи ( $L_c$ ) і визначається за наступним виразом [6]:

$$M_I = G - [L_c + (S/N)_{\text{вих}}]. \quad (2.11)$$

## 2.7 Аналіз властивостей DS-CDMA систем

Оскільки технічне завдання на курсову роботу передбачає дослідження саме DS-CDMA систем, то більш детально зупинимося на оцінці кількісних характеристик систем з використанням методу DSSS.

2.7.1 Вплив АБГШ на характеристики системи з розширеним спектром.



Якщо повернутися до структурних схем, що зображені на рис.2.1, рис.2.2, то можна відзначити, що розширення спектра сигналу забезпечується у другому (першому) модуляторі за допомогою сингалу розширення спектра  $g(t)$  у вигляді ПВП з частотою слідкування дискретів  $R_d=f_d=1/T_d$ . Сигнал розширення спектра не залежить від інформаційного сигналу, який має частоту слідкування бітів  $f_b=1/T_b$ .

Розглянемо найпростіший варіант двійкової фазової маніпуляції BPSK без фільтрації, коли зміна сигнальних станів  $+1$  і  $-1$  відбувається зі швидкістю  $f_b=1/T_b$ . Зміна ж станів сигналу ПВП проходить зі швидкістю  $f_d=1/T_d$ . Якщо розглядати систему з розширенням спектра у цілому (передавач - приймач), то можна відзначити, що сигнал повідомлення  $x(t)$ , що передається, перемножується двічі на сигнал розширення стиску спектра  $g(t)$  у вигляді ПВП. Виходить, що  $g^2(t)=1$ , оскільки  $1^2=1$  і  $(-1)^2=1$ , і вплив сигналу  $g(t)$  ніяк не проявляється у вихідному стиснутому за спектром сигналі приймача.

Тепловий шум або АБГШ за своєю природою є широкосмуговим і має приблизно гаусівську функцію розподілу ймовірності.

Шумова смуга малощумливого підсилювача у приймачі і перетворювача частоти униз, як правило, перевищує ширину смуги сигналу з розширеним спектром. У процесі стиску сигналу здійснюється перемноження шуму на псевдовипадковий сигнал в результаті якого відбувається зміна полярності шумової реалізації у номінально випадкові моменти часу, що кратні тривалості  $T_d=1/f_d$  символів ПВП. Зміна полярності не впливає на спектральну щільність і функцію розподілу ймовірності АБГШ.

Тобто, можна стверджувати, що операції розширення/стиску спектра не змінюють спектральні і статистичні властивості сигналу і шуму. Тому коефіцієнт бітової помилки  $P_b$  для системи з розширеним спектром в умовах дії АБГШ залишається таким же як в системі без розширення спектра при відповідному виборі методів модуляції/демодуляції:  $P_b=f(E_b/N_0)$ . Наприклад, коефіцієнт бітової помилки для системи з розширеним спектром і когерентною демодуляцією, які були розглянуті на рис. 2.1, 2.2, 2.3 (тобто, DS-CDMA система з використанням як радіочастотної модуляції методу BPSK) визначається виразом [6]:

$$P_b = 0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}). \quad (2.12)$$

де  $E_b = P T_b$  – удільні енергетичні затрати, або середня енергія сигналу, що приймається, на один біт повідомлення;

$P$  – середня потужність сигналу несучої;

$N_0$  – спектральна щільність шуму – тобто, потужність шуму на 1 Гц смуги;

$T_b = 1/f_b$  – тривалість біта повідомлення;

$f_b$  – швидкість передачі, біт/с.

Аналогічні висновки можна зробити відносно еквівалентності характеристик ймовірності помилкового прийому і для інших видів модуляції.

### 2.7.2 Придушення впливу вузькосмугової завади.

Припустимо, що потужність АБГШ у смузі пропускання суттєво менша за потужність вузькосмугової завади. У [6, 9] показано, що гармонічна завада є найгіршою з класу вузькосмугових завад. Вхідний сигнал приймача у такому разі можна подати наступним виразом :

$$U_{\text{пр}}(t) = \sqrt{2P_c} x(t)g(t)\cos\omega_0 t + \sqrt{2P_{\text{зав}}} \cos(\omega_0 t + \theta), \quad (2.13)$$

де  $x(t)$  – сигнал повідомлення, що передається на вході передавача і виході приймача;

$g(t)$  – сигнал ПВП з частотою слідкування  $f_d = 1/T_d$ ;  $\omega_0$  – частота несучої або проміжної частоти після перетворення частоти униз;

$P_{\text{зав}}$  – потужність завади на вході приймача;

$P_c$  – потужність корисного сигналу на вході примача;

$\theta$  – випадкова фаза, що рівномірно розподілена на інтервалі  $[0, \tau]$ .

Після стиску спектра вхідний сигнал домножується на синхронний сигнал ПВП  $g(t)$ . У припущенні, що  $g^2(t) = 1$ , вхідний сигнал інтегратора можна подати як:

$$U'_{\text{пр}}(t) = \sqrt{2P_c} x(t) + \sqrt{2P_{\text{зав}}} g(t)\cos\theta. \quad (2.14)$$

Якщо тривалість біта  $T_b$  набагато більша за період несучої частоти  $T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$  і/або вона кратна півперіоду несучої, то на вході

інтегратора спектральна щільність демодульованої завади визначиться як [6]:

$$G_{\text{зав}}(f) = \frac{P_{\text{зав}} \overline{\cos^2 \theta}}{2f_{\text{д}}} = \frac{\sin \pi f / f_{\text{д}}}{\pi f / f_{\text{д}}}. \quad (2.15)$$

З виразу (2.15) виходить, що демодульована завада стає широкосмуговою, при цьому перші нулі спектральної щільності мають місце при  $f=f_{\text{д}}$ . На рис. 1.8 зображена еквівалентна спектральна щільність завади, що розташована в околі частоти  $f_{\text{рч}}$ . Очевидно, що перші нулі спектра мають місце на частотах  $f_{\text{рч}} \pm f_{\text{д}}$ . Після інтегруючого фільтра зі скидом, що має еквівалентну смугу пропускання рівну  $f_{\text{б}}=1/T_{\text{б}}$ , отримаємо:

$$G_{\text{зав}}(f) = \frac{P_{\text{зав}} \overline{\cos^2 \theta}}{2f_{\text{д}}} \quad | f | \leq f_{\text{б}} \quad (2.16)$$

Оскільки фаза відносно вузькосмугової завади є випадковою величиною з рівномірним розподілом і незалежною від фази несучої корисного сигналу, то  $\overline{\cos^2 \theta} = 0,5$  і спектральна щільність вузькосмугової завади на виході демодулятора буде визначатися виразом:

$$G_{\text{зав}}(f) = \frac{P_{\text{зав}}}{4f_{\text{д}}} \quad | f | \leq f_{\text{б}} \quad (2.17)$$

З виразів 2.15 і 2.17 виходить, що гармонічна вузькосмугова завада, що має потужність  $P_{\text{зав}}$  на частоті  $\omega_0=2\pi f_0=2\pi f_{\text{рч}}$  перетворюється на широкосмуговий сигнал, що має практично рівномірну спектральну згідно з виразом (2.17).

Отримані результати графічно продемонстровані на рис. 2.14.

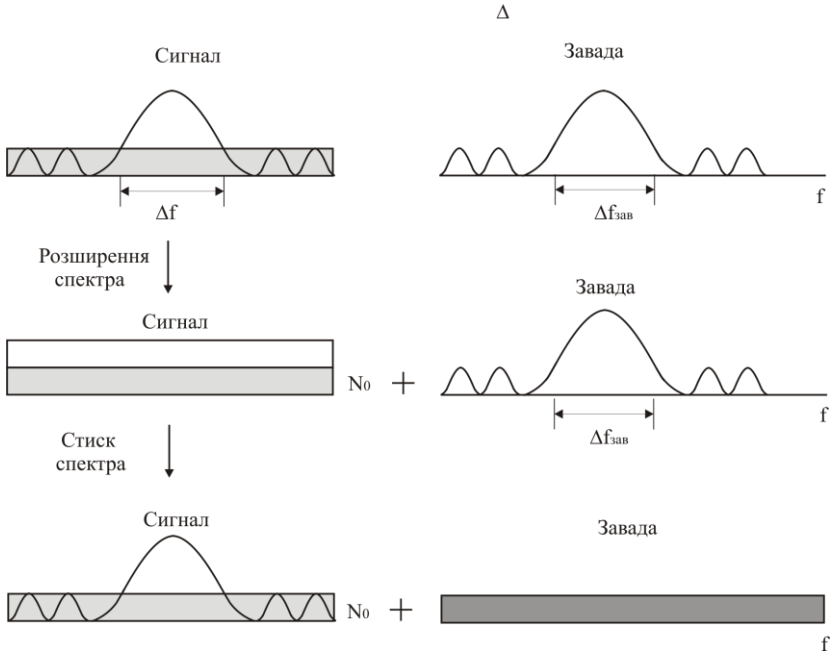


Рисунок 2.14 – Демонстрація впливу системи з розширеним спектром на вузько смугову заваду

Тобто, спектральна щільність завади зворотно пропорційна частоті слідкування символів ПВП. Спектральна щільність завади  $G(f)$  визначена для додатних і від'ємних частот  $-f_b \leq f \leq f_b$ . Практичне значення мають тільки додатні частоти, тому введемо спектральну щільність, яка визначена тільки для додатних значень частот  $0 \leq f \leq f_b$ :

$$I(f) = 2G(f), \quad 0 \leq f \leq f_b$$

Вираз для ймовірності помилки (1.8) можна використовувати також і у випадку вузькосмугових завад, у припущенні, що демодульована завада  $Y$  у смузі модулюючих частот на вході вирішувального пристрою має властивості АБГШ.

У випадку когерентної демодуляції PSK сигналів маємо [5]

$$\begin{aligned}
 P_b &= 0,5 \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = 0,5 \operatorname{erfc} \left( \frac{E_b}{I(f)} \right) = 0,5 \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2P_{\text{зав}}/4f_d}} \right) = \\
 &= 0,5 \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{P_c}{P'_{\text{зав}}} \cdot \frac{f_d}{f_b}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

Величину

$$P'_{\text{зав}} = \frac{P_{\text{зав}}}{2f_d/f_b}
 \tag{2.19}$$

можна розглядати як ефективну потужність завади. Тому відношення потужності сигналу до ефективної потужності завади визначає ймовірність помилки у системі з розширеним спектром.

З (2.19) виходить, що відношення частоти слідкування дискрепів до швидкості передачі визначає степеь придушення вузько смугової завади. Тому вигравш обробки може бути визначений за (2.10)

$$G = \frac{f_d}{f_b} .$$

Відповідно вигравш обробки формально можна визначити як

$$G = \frac{(P_c / P_{\text{зав}})_{\text{вих.}}}{(P_c / P_{\text{зав}})_{\text{вх.}}} = \frac{\Delta f_{\text{роч}}}{f_b},
 \tag{2.20}$$

де  $(P_c/P_{\text{зав}})_{\text{вих.}}$  – це відношення сигнал/завада на виході демодулятора;

$(P_c/P_{\text{зав}})_{\text{вх.}}$  – відношення сигнал/завада на вході приймача, тобто у виразі (2.20) здійснена заміна спектральної щільності шуму  $N$  на величину  $P_{\text{зав}}$ , яка адекватно характеризує випадок дії вузькосмугової завади.

### 2.7.3 Придушення широкосмугової завади.

Принципово механізм придушення вузькосмугової завади, розглянутий вище, залишається справедливим також і для широкосмугових завадових сигналів. Сумарна потужність широкосмугових завадових сигналів, наприклад, внутрішньосистемної завади, що формується у системі з прямим розширенням спектра і яка має різні псевдовипадкові послідовності  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$ ,  $g_3(t)$ ...  $g_M(t)$  зменшується в результаті виконання операції стиску спектра на приймальному боці. При цьому зменшення потужності широкосмугової завади відбувається у стільки ж разів, наскільки зменшується потужність вузькосмугової завади, що розглядалася у параграфі 2.6.2.

Фактично механізм придушення широкосмугової завади в основному схожий до механізму придушення вузькосмугової завади. В результаті виконання операції стиску спектра енергія корисного сигналу зосереджується у смузі модулюючих частот.

Стиск спектру має відношення тільки для корисного сигналу, оскільки ПВП, що передавалася, виходить під час перемноження корельованою з аналогічною ПВП приймача. Широкосмугова завада перемножується з некорельованим опорним сигналом (ПВП)  $g_L(t)$ , тому в результаті перемноження формується такий же широкосмуговий спектр. Під час фільтрації відносно вузькосмуговим фільтром у приймачі тільки незначна частина енергії широкосмугової завади буде проходити до виходу демодулятора.

### 3 ПРИНЦИПИ ФУНКЦІОНУВАННЯ DS-CDMA СИСТЕМ

Системи з багатостанційним доступом на базі кодового розділення каналів презентують розвиток систем з прямим розширенням спектра з використанням псевдовипадкових послідовностей і систем з розширенням спектра шляхом перестроювання робочої частоти. Вони складають основу для багатостанційного зв'язку.

Як було визначено, у таких системах кожному користувачеві виділена окрема, яка відрізняється від інших, псевдовипадкова послідовність. Якщо ці ПВП є некорельованими, то у межах одного стільника  $K$  незалежних абонентів можуть передавати повідомлення одночасно, при цьому займаючи одну й ту ж смугу радіочастот.

У приймачах здійснюється кореляційна обробка сигналів (стиск спектра), в результаті чого здійснюється поновлення повідомлень, що передавалися  $d_i(t)$ ,  $i=1, \dots, K$ . На рис. 3.1 продемонстровано концепцію сумісного використання спектра в системі CDMA, в якій використовується  $K=10$  несучих з з прямим розширенням спектра.

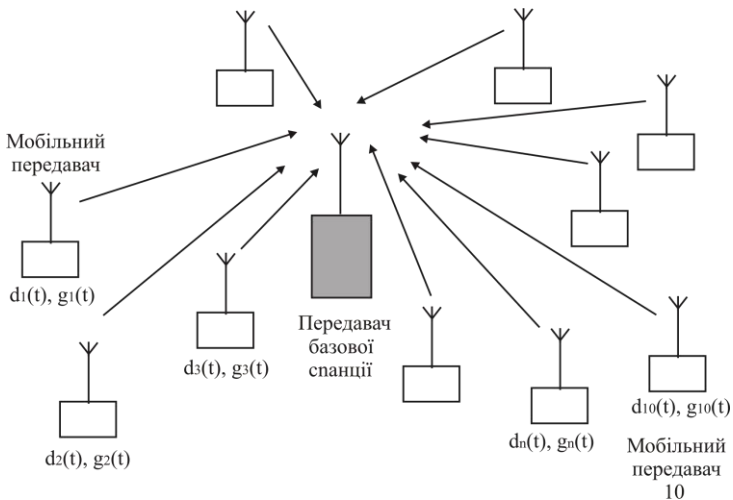


Рисунок 3.1 – Багатостанційний доступ на підставі методу CDMA

Якщо припустити що усі  $K=10$  мобільних передавачів здійснюють передачу одночасно, то на вході приймача базової станції будуть присутні 10 сигналів, що перекриваються як у часі, так і за частотою. Те ж саме можна стверджувати і про приймач мобільної станції. Якщо потужності усіх сигналів, що приймаються вважати рівними  $P_c$  і тільки один корисний сигнал інтерферує з іншими CDMA сигналами рівної потужності, то відношення сигнал/завада на радіочастотному вході приймача буде рівнятися  $1/9$  або  $P_c/P_{зав}=-9,54$  дБ.

Таке від'ємне значення відношення сигнал/завада зумовлене внутрішньосистемною (внутрішньоканалною) завадою, що утворюється дев'ятьма іншими несучими з прямим розширенням спектра, які одночасно займають ту ж саму смугу частот. що й корисний сигнал.

В результаті кореляційної обробки (стиску спектра) це від'ємне значення відношення сигнал/завада у широкій смузі радіочастот перетворюється на додатне значення сигнал/завада у вузькій смузі модулюючих частот. Відношення сигнал/завада у смузі модулюючих частот повинно бути достатньо високим, щоб гарантувати досягнення відносно малих значень  $P_b$ .

Як правило, значення сигнал/завада у смузі модулюючої частот обирається на декілька децибелів більшим порівняно з відношення сигнал шум.

Впродовж одного й того ж часового інтервалу одночасно  $K$  користувачів передають сигнали з прямим розширенням спектра, які займають одну й ту ж смугу радіочастот з центральною частотою  $f_0$  і мають випадкові фази  $\phi_i$ , що є незалежними від фаз інших користувачів.

Кожен мобільний передавач має унікальну ПВП розширення спектра  $g_n(t)$ . Якщо припустити наявність ідеального адаптивного регулювання потужності, то на вході приймача базової станції присутні  $K$  сигналів з рівною потужністю.

Кожен передавач передає повідомлення приблизно з однаковою швидкістю  $f_b$  і частота слідування чіпів ПВП підтримується приблизно постійною. На вході приймача базової станції присутній сумарний радіочастотний сигнал, який можна визначити як:



$$U(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_n} x_i(t) g(t) \cos(\omega_0 t + \theta_i). \quad (3.1)$$

У приймачі базової станції необхідно виконати операцію стиску сигналу і демодулювати  $K$  незалежних сигналів з прямим розширенням спектра. Для цього використовуються  $K$  кореляторів (рис. 3.2).

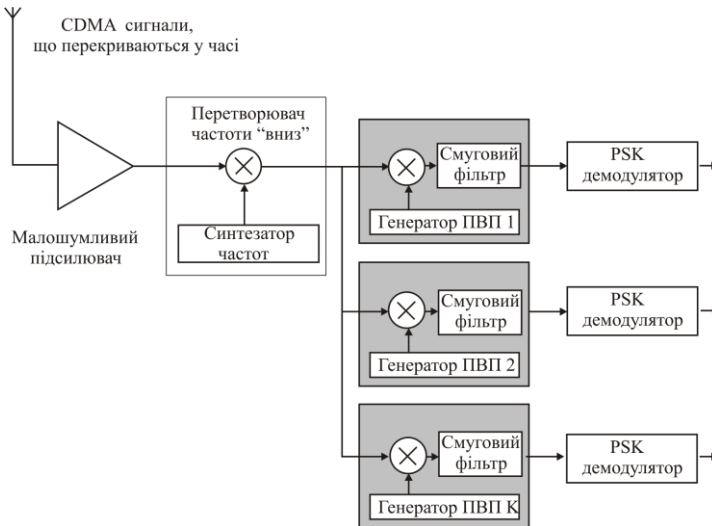


Рисунок 3.2 – Варіант побудови CDMA-приймача з початковим стиском сигналу і наступною демодуляцією

У цьому варіанті схеми розширення спектра відбувається на проміжній частоті. Другий варіант CDMA-приймача зображено на рис. 3.3.

Сумарний радіочастотний сигнал перетворюється по частоті вниз на зручну проміжну частоту і демодулюється одним спільним когерентним широкосмуговим демодулятором. Смуга пропускання фільтра нижніх частот обирається достатньо широкою і узгодженою з частотою слідкування дискретів  $f_d$ . Кожен з  $K$  окремих кореляторів

здійснює обробку сигналів на вихідній стадії обробки у смузі модулюючих частот.

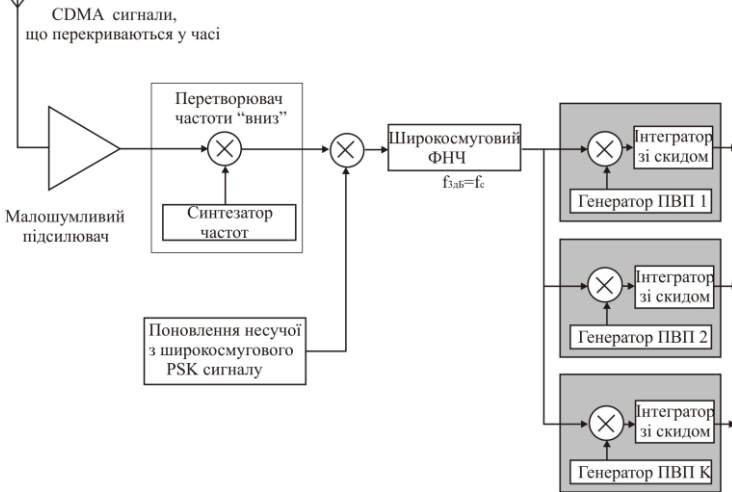


Рисунок 3.3 – Варіант побудови CDMA- приймача з початковою широкосмуговою демодуляцією стиском і наступним стиском сигналу

Приведені нижче вирази справедливі для обох варіантів реалізації приймача, які зображені на рис. 3.2, рис. 3.3.

Сигнал на виході демодулятора приймача з рис. 3.3 з урахуванням ефекту низькочастотної фільтрації інтегратора, якого вбудовано до PSK демодулятора можна подати як:

$$U'(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_c} x_i(t) g_i(t) g_i(t) \cos(\theta_i - \theta_1), \quad (3.2)$$

$$U'(t) = \sqrt{2P_c} d_1(t) + \sum_{i=2}^K \sqrt{2P_c} x_i(t) g_i(t) g_i(t) \cos(\theta_i - \theta_1). \quad (3.3)$$

Ці вирази подібні до виразу (1.16), що визначає сигнал приймача з прямим розширенням спектра у смузі модулюючих частот, за винятком додаткових  $K-1$  складових завади. Можна показати, що сумарна спектральна щільність  $K-1$  складових завади буде визначатися як [] :

$$G_{\text{зав}} \approx (K-1) \frac{P_c}{4f_d}, \quad |f| \leq f_b \quad (3.4)$$

Якщо сумарну потужність завади прийняти рівною

$$P_{\text{зав}} = (K-1)P_c,$$

то ймовірність помилки  $P_b$  під час дії внутрисистемної завади, яка утворюється  $K-1$  сигналами однакової потужності, що приймаються одночасно, визначиться як:

$$P_b = 0.5 \operatorname{erfc} \left( \sqrt{2 \frac{1}{K-1} \cdot \frac{f_d}{f_b}} \right). \quad (3.5)$$

З виразу (3.5) виходить, що для забезпечення заданого значення  $P_b$  при фіксованому значенні кількості користувачів  $K$  необхідно ретельно узгоджувати значення швидкості передачі  $f_b$  і частоти слідування чіпів ПВП.  $f_d$ .

Відносно виразу (3.5) необхідно відзначити, що вираз було отримано з певними припущеннями, а саме:

– сигнали з прямим розширенням спектра, що приймаються, мають рівні потужності і формуються за допомогою некорельованих ПВП. Рівність потужностей передбачає застосування ідеального регулювання потужності;

– враховується тільки вплив внутрішньосистемної завади і не враховується дія теплового шуму.

#### 4 ПСЕВДОВИПАДКОВІ ПОСЛІДОВНОСТІ

У першому і другому розділах було визначено, що у цифрових або персональних системах радіозв'язку, що використовують метод CDMA і метод розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей вирішуються такі основні задачі:

- розширення спектра модульованого сигналу з метою збільшення ширини смуги частот під час передачі;
- розділення сигналів різних користувачів, які використовують одну й ту ж смугу частот в режимі багатостанційного доступу.

Для вирішення визначених задач псевдовипадкові послідовності повинні мати спеціальні кореляційні властивості.

Автокореляційна функція у загальному випадку визначається інтегралом [1]:

$$R_{xx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \cdot X(t - \tau) d\tau \quad (4.1)$$

Вона виступає мірою відповідності між сигналом  $f(t)$  і його копією, що зсунуті у часі на інтервал  $\tau$ .

Взаємна кореляційна функція  $R_{xy}(t)$  є мірою відповідності двох різних сигналів  $f(t)$  і  $g(t)$ , що зсунуті у часі на інтервал  $\tau$ , і визначається наступним інтегралом:

$$R_{xy}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) \cdot Y(t - \tau) d\tau \quad (4.2)$$

У відомих системах радіозв'язку як сигнали розширення спектра використовуються двійкові псевдовипадкові послідовності.

Для розширення спектра і рівномірного завантаження смуги передачі спектральна щільність послідовності повинна бути рівномірною подібною до адитивного білого гаусівського шуму/

Така послідовність може бути отримана за допомогою схеми, що зображена на рис. 4.1, де шумоподібна структура цифрової послідовності формується шляхом обмеження аналогового сигналу у поєднанні з операцією вибірка-зберігання [5].

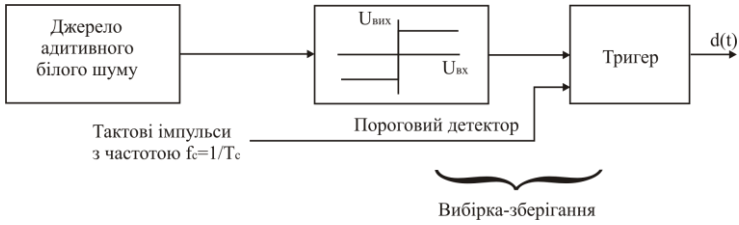


Рисунок 4.1 – Схема генерації повністю випадкової послідовності

Частота вибірок (частота дискретизації) рівняється частоті слідування символів.

$$f_0 = 1/T_c.$$

Епюра сигналу на виході такої схеми зображена на рис.4.2, а на рис.4.3 наведена автокореляційна функція такої випадкової послідовності.

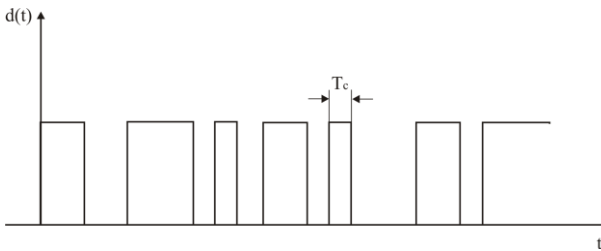


Рисунок 4.2 – Епюри повністю випадкового двійкового сигналу

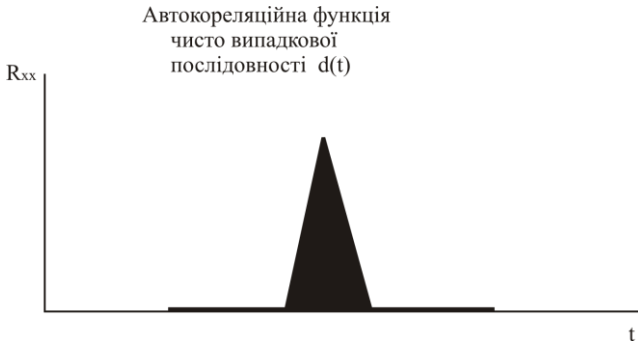


Рисунок 4.3 – Автокореляційна функція повністю випадкової двійкової послідовності

Наявність єдиного вузького викиду автокореляційної функції для  $\tau=0$  є дуже важливою властивістю і суттєво спрощує синхронізацію приймача.

На відміну від повністю випадкового сигналу, автокореляційна функція для псевдовипадкових послідовностей має періодичний характер (рис. 4.4).

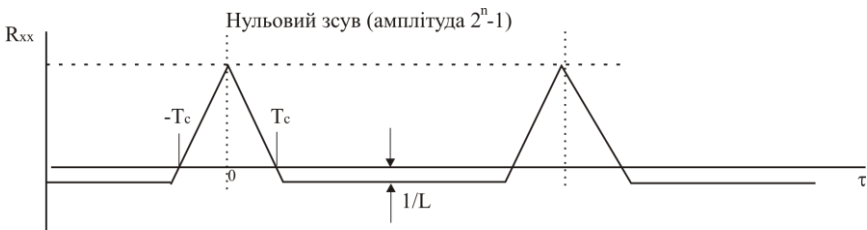


Рисунок 4.4 – Автокореляційна функція псевдовипадкової послідовності

Другою і найбільш складною задачею, яка вирішується за допомогою псевдовипадкових послідовностей у системах з використанням CDMA з багатьма користувачами є розділення сигналів різних користувачів, що використовують одну й ту ж смугу частот. Сигнал ПВП виконує функцію “ключа” для кожного

користувача і дозволяє у приймачі виділити призначений саме йому сигнал.

Тому повний ансамбль ПВП повинен бути обраним таким, щоб взаємна кореляція між будь-якою парою послідовностей була достатньо малою. Теоретично нульове значення взаємної кореляції мають ансамблі ортогональних сигналів розширення спектра (наприклад, базові функції рядів Фур'є і функції Уолша).

Але, у реальних системах радіозв'язку вимагається, як правило, забезпечення максимальної простоти когерентного формування ПВП як на передавальному, так і на приймальному боці.

До найбільш відомих і добре вивчених відносяться послідовності максимальної довжини (M-послідовності). Вони представляють інтерес для систем зв'язку з розширеним спектром, які зорієнтовані на одного користувача і широко застосовувалися у застосуваннях військового призначення.

З точки зору вимог до кроскореляційних властивостей, які вимагаються від CDMA систем стільникового або персонального зв'язку, більш цікавими виглядають послідовності Голда, Касамі і Уолша. В деяких випадках вони комбінуються з M-послідовностями.

Алгоритм обчислення автокореляційної і взаємної кореляційної функції для послідовностей достатньо простий і полягає у реалізації дискретних зсувів, кратних тривалості символу. Далі відбувається по символне (побітове) порівняння зсунутої і початкової послідовностей з обчисленням кількості збігів  $A$  (рис. 4.5) і кількості розбіжностей ( $D$ ) у символах, що порівнюються. Значення кореляційної функції для дискретних моментів зсуву визначається як [1, 5]:

$$R=A-D.$$

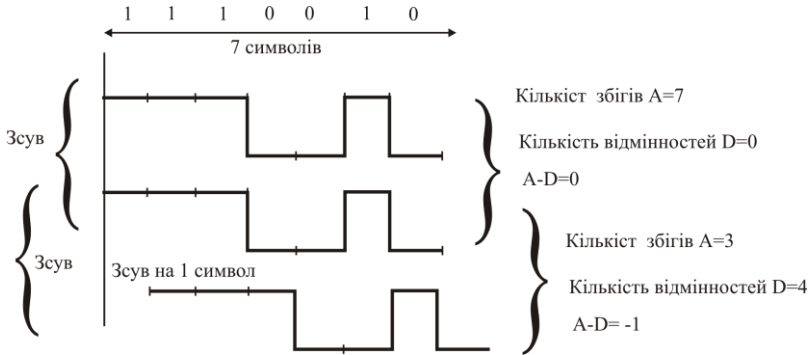


Рисунок 4.5 – Алгоритм визначення кореляційних характеристик

В результаті обчислення кількості збігів і відмінностей автокореляційна функція набуває такого вигляду (рис. 4.6) [5].

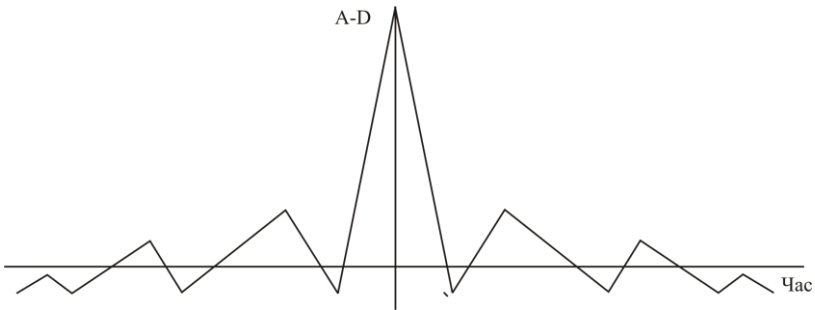


Рисунок 4.6 – Автокореляційна функція сигналу ПВП, яка обчислена як різниця між кількістю збігів і відмінностей



#### 4.1 Генерація розширюючих кодів за допомогою регістрів зсуву зі зворотним зв'язком

Для розглянутих CDMA протоколів вибір кодової послідовності є дуже важливим як з точки зору реалізації множинного доступу, так і боротьби з міжсимвольною інтерференцією.

До кодів висувається декілька важливих вимог.

1. Кожна кодова послідовність, яка генерується за допомогою набору кодо-генеруючих функцій, повинна бути періодичною і мати постійну довжину.

2 Кожна кодова послідовність, яка генерується за допомогою набору кодо-генеруючих функцій повинна бути легко відокремлена від її зсунутої у часі копії.

3 Кожна кодова послідовність, яка генерується за допомогою набору кодо-генеруючих функцій повинна бути легко відокремлена від інших кодових послідовностей.

Перші дві вимоги особливо важливі з точки зору боротьби з наслідками ефекту багатопроменевого розповсюдження, який проявляються як у зовнішньому середовищі, так і в середині приміщень. Третя вимога є важливою саме з точки зору ефективної реалізації множинного доступу.

Для визначення відмінностей у кодових послідовностях відповідно до першої і другої вимог коди необхідна оцінка автокореляційної та взаємної кореляційної функцій.

Існує декілька можливих варіантів генерації кодових послідовностей.

Один з найбільш розповсюджених методів є генерація кодової послідовності за допомогою регістрів зсуву зі зворотним зв'язком і саме цей метод застосовується у CDMA системах.

Регістр зсуву представляє собою набір комірок (які нумеруються від 1 до  $g$ ) і кожна комірка містить інформацію, яка під дією тактового імпульсу зсуває свій вміст до виходу в процесі зчитування нового контенту на вході регістру. У стандартній конфігурації регістра зсуву зі зворотним зв'язком вхід комірки  $m$  буде функцією комірки  $m-1$ , а вихід комірки  $g$  (остання комірка регістру зсуву) формує бажану кодову послідовність.

Функція, що зв'язує виходи комірки  $m-1$  і комірки  $g$  з входом комірки може бути як лінійною так і нелінійною (рис. 4.7).

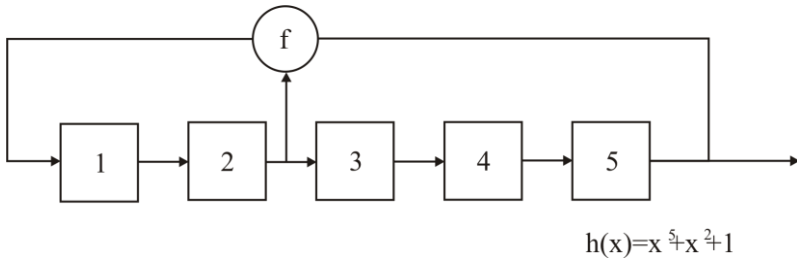


Рисунок 4.7 – Узагальнена структурна схема генерації псевдовипадкових послідовностей

В результаті можливі варіанти реалізації регістрів зсуву як з лінійним зворотним зв'язком, та і з нелінійним. У даній магістерській роботі розглядаються кодові послідовності на базі регістру зсуву з лінійним зворотним зв'язком.

У загальному випадку конфігурація лінійного бінарного регістру зсуву з  $n$  комірок описується генеруючим поліномом степені  $n$ .

$$h(x) = h_n x^n + h_{n-1} x^{n-1} + \dots + h_1 x^1 + h_0 x^0 + 1 \quad (h_i \in \{0,1\}) \quad (4.3)$$

Число  $n$  визначає кількість комірок у регістрі зсуву. Наприклад, на рис.4. 7 зображено лінійний двійковий регістр зсуву який може генерувати послідовність на підставі генеруючого поліному:

$$h(x) = h_5 x^5 + h_2 x^2 + 1 .$$

Можна відзначити, що із застосуванням таких регістрів зсуву відбувається генерація більшості розширюючих кодових послідовностей.

## 4.2 М-послідовності

Важливу роль у цифрових системах, системах з розширенням спектра і системах вимірювання віддалі відіграють лінійні коди

максимальної довжини або послідовності з максимальною довжиною реєстр зсуву – М-послідовності.

М-послідовності генеруються окремим лінійним реєстром зсуву. Зокрема, послідовність з максимальною довжиною періоду ( $N=2^n-1$ ) генерується n-каскадним реєстром зсуву з лінійним зворотним зв'язком.

Для генерації М- послідовності степінь генеруючого поліному повинна рівнятися n.

На рис. 4.8 наведена апаратна реалізація генератора М-послідовності [5].

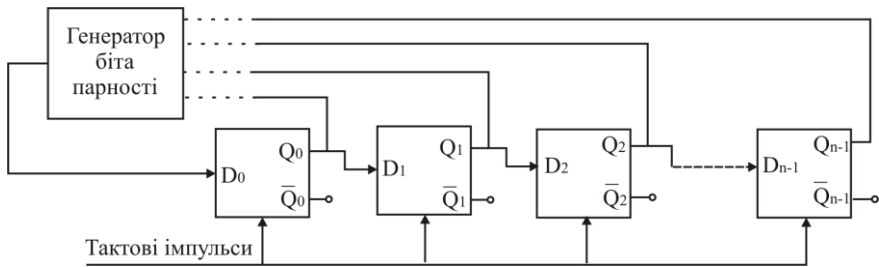


Рисунок 4.8 –Узагальнена принципова схема генератора М-послідовності

Генератор складається з ланцюга послідовно включених D-тригерів, виходи Q яких з'єднані з входами наступних тригерів, за виключенням входу  $D_0$  першого тригера. Деякі з виходів Q тригерів не з'єднані з генератором біта парності, що відзначено на рис. 4.8 пунктирною лінією.

Загальна кількість тригерів n і кількість тригерів, що підключені до генератора біта парності визначають відповідно довжину і властивості PN-коду, що формується.

На виході генератора біта парності формується логічний нуль за наявності парної кількості логічних нулів на входах і логічна одиниця за наявності непарних логічних 1 на входах. Генератор біта парності представляє собою суматор за модулем 2.

Узагальнена структурна схема корелятора приймача, алгоритм роботи якої відповідає рис. 4.5, зображена на рис. 4.9.

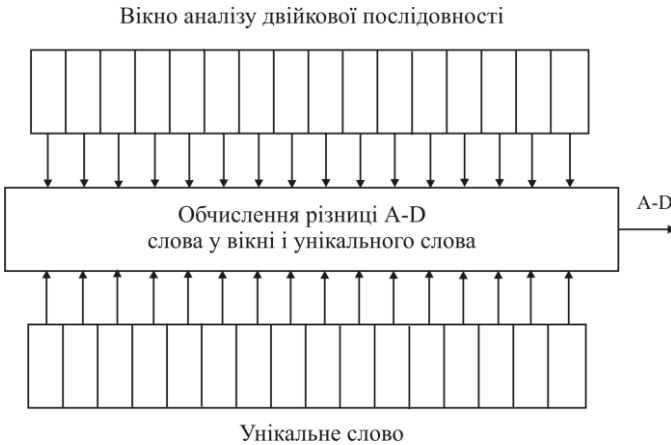


Рисунок 4.9 – Алгоритм реалізації корелятора

Важливою характеристикою для псевдовипадкових послідовностей є її довжина. Для лінійних кодів максимальної довжини завжди можна знайти такий порядок підключення виходів тригерів до генератора біта парності для якого формується послідовність максимальної довжини з періодом символів

$$L = 2^n - 1, \quad (4.3)$$

де  $n$  – кількість тригерів.

Кількість різних можливих  $M$ -послідовностей. Визначається кількістю розрядів і місцем підключення зворотного зв'язку.

У таблиці 4.1 наведена логіка підключення виходів тригерів до входів генератора парності для схеми рис. 2.18 для значень  $n$  від 3 до 15. Довжина  $M$ -послідовностей, що формуються при такому алгоритму може бути від 7 до 32767 бітів.

Таблиця 4.1 – Логіка підключення виходів тригерів до генератора парності для M-послідовностей

Кількість розрядів (тригерів) n	Довжина послідовності, $L=2^n-1$	Кількість M-послідовностей S	$D_0$ для $L=2^n-1$
3	7	2	$Q_1 \oplus Q_2$
4	15	2	$Q_2 \oplus Q_3$
5	31	6	$Q_3 \oplus Q_4$
6	63	6	$Q_4 \oplus Q_5$
7	127	18	$Q_5 \oplus Q_6$
8	255	16	$Q_1 \oplus Q_2$ $\oplus Q_3 \oplus Q_7$
9	511	48	$Q_4 \oplus Q_8$
10	1023	60	$Q_6 \oplus Q_9$
11	2047	176	$Q_8 \oplus Q_{10}$
12	4095	144	$Q_1 \oplus Q_9 \oplus Q_3 \oplus Q_{10}$ $\oplus Q_{11}$
13	8191	630	$Q_0 \oplus Q_{10}$ $\oplus Q_{11} \oplus Q_{12}$
14	16383	756	$Q_1 \oplus Q_{11}$ $\oplus Q_{12} \oplus Q_{13}$
15	32767	1800	$Q_{13} \oplus Q_{14}$

Можна відзначити, що у таблиці 4.1 приведено один з можливих варіантів з'єднання виходів тригерів регістра зсуву з генератором біта парності. Існують також інші варіанти які призводять до різних M-послідовностей з малим рівнем взаємної кореляції. Верхня межа для кількості різних M-послідовностей визначається виразом

$$S \leq (L-1)/n \quad (4.4)$$

Значення S також приведені у таблиці 4.1.

### 4.3 Основні властивості ПВП

Серед основних властивостей ПВП необхідно відзначити наступні [1, 5]:

– властивість балансу. Так, в одному періоді М-послідовності міститься  $2^{(n-1)}$ -1 нулів і  $2^{(n-1)}$  одиниць;

– властивість зсуву під час додавання. Сума за mod2 М-послідовності та її довільного циклічного зсуву представляє собою інший циклічний зсув початкової М-послідовності;

– властивість періодичності автокореляційної функції. Якщо у початковій М-послідовності, яка складається з символів (0,1) провести заміну символів 0 на +1 і 1 на -1 і отримати послідовність з ансамблю (-1,1), то періодична автокореляційна функція визначиться виразом

$$R_{xx}(r) = \begin{cases} 2^n - 1 & r = 0 \\ -1 & r \neq 0. \end{cases} \quad (4.5)$$

Така послідовність є найкращою у тому сенсі, що не існує будь-якої іншої послідовності з мінімальним значенням автокореляційної функції для  $r \neq 0$ . Ця властивість має важливе значення під час їх використання як синхропреамбул для забезпечення символної і циклової синхронізації.

Можливе також подання автокореляційної функції ПВП у нормованому вигляді. Періодична нормована автокореляційна функція М-послідовності визначається як:

$$R_{xx}(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \bmod N \\ -1/L & t \neq 0 \bmod N \end{cases} \quad (4.6)$$

Якщо  $n \neq 0 \bmod 4$ , то існують пари послідовностей максимальної довжини з трьома значеннями крос-кореляційної функції [4]. При цьому два значення визначаються як  $\{-t(n), t(n)-2\}$ , де

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{(n+1)/2} & n : \text{непарне} \\ 1 + 2^{(n+2)/2} & n : \text{парне} \end{cases}; \quad (4.7)$$

– властивість випадковості. Оскільки  $M$ -послідовність є періодичною послідовністю, то вона не може вважатися повністю випадковою. Але для неї все ж таки можуть бути визначені статистичні властивості серій одиниць і нулів. Дійсно, у кожному періоді половина серій має довжину 1, чверть серій – довжину 2, восьма частина – довжину 3 і т. ін.

Максимальне значення автокореляційної функції прийнято називати максимальним викидом автокореляційної функції. Цей викид використовується для кодової або циклової синхронізації. Для проміжних значень часового зсуву, які знаходяться між 0 і +1 або -1, автокореляційна функція є лінійно падаючою. Тому автокореляційна функція  $M$ -послідовності має трикутну форму, як це показано на рис. 4.6.

Два або більше незалежних сигнали можуть бути передані в одній і тій же смузі частот і потім успішно виділені, якщо їх кодові послідовності представляють собою циклічні зсуви  $M$ -послідовностей більше ніж на один символ. У системах вимірювання віддалі може бути забезпечена точність вимірювання у межах тривалості одного символу, якщо як маркер використовувати максимальний викид автокореляційної функції.

#### 4.4 Приклад генерації ПВП максимальної довжини

Як було визначено, у DSSS системах повинні засовуватися псевдошумові або псевдовипадкові кодові послідовності. На відміну від повністю випадкової послідовності, яка повністю непередбачена і може бути описана тільки у статистичному сенсі, псевдовипадковий код не є випадковим процесом – це детермінований періодичний сигнал, який відомий як передавачу, так і приймачу. Але він повинен мати усі властивості дискретного білого шуму. Для несанкціонованого користувача такий сигнал повинен виглядати абсолютно випадковим.

Існує три основних властивості будь-якої періодичної двійкової послідовності, які можуть бути використані для перевірки її на випадковість [1,6].

1. Збалансованість. Для кожного інтервалу послідовності кількість двійкових одиниць повинна відрізнятись від кількості двійкових нулів не більше ніж на один елемент.

2. Циклічність. Циклом називають неперервну послідовність однакових двійкових чисел. З'явлення іншої двійкової цифри починає новий цикл. Довжина циклу визначається кількістю цифр у ньому. Бажано, щоб у кожному фрагменті послідовності приблизно половину складали цифри обох типів довжиною 1, приблизно чверть – довжиною 2, приблизно одну восьму – довжиною 3 і так далі.

3. Кореляція. Якщо частина послідовності та її циклічно зсунута копія поелементно порівнюються, то бажано щоб кількість збігів у елементах відрізнялася від кількості неспівпадінь не більше ніж на одиницю.

Розглянемо лінійний регістр зсуву зі зворотним зв'язком, який складається з чотирьох розрядного регістру для зберігання і зсуву, суматора за модулем 2, а також контуру зворотного зв'язку з входом регістра (рис. 4.10).

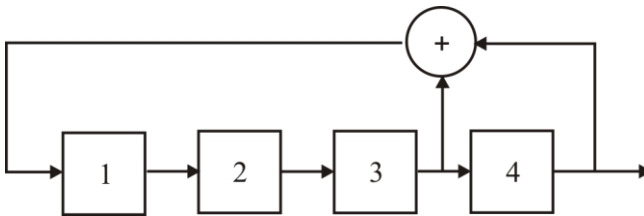


Рисунок 4.10 – Лінійний регістр зсуву зі зворотним зв'язком

Робота регістра керується послідовністю синхронізуючих імпульсів. З кожним таким імпульсом вміст регістрів зсувається на одну позицію вправо, а вміст регістрів X3 і X4 додається за модулем 2. Результат додавання надходить до розряду X1. За визначенням, послідовність, що генерується таким регістром зсуву – це послідовність з виходу останнього регістру (для наведеного прикладу це X4).

Припустимо, що розряд X1 містить 1, а в усіх інших розрядах зберігаються нулі., тобто, початковий стан регістра – 1000. Застосовуючи циклічний зсув на один розряд визначимо наступні стани регістрів:

1000	0100	0010	1001	1100	0110	1011	0101
1010	1101	1110	1111	0111	0011	0001	1000



Оскільки останній стан ідентичний початковому, то, очевидно, що наведена послідовність повторюється через кожні 15 тактів. Вихідна послідовність визначається вмістом останнього розряду на кожному такті:

000100110101111.

Перевіримо отриману послідовність на збалансованість і циклічність. Послідовність містить 7 нулів і 8 одиниць, що відповідає умові збалансованості. Розглянемо цикли нулів – усього їх 4, причому половина з них має довжину 1, чверть – довжину 2. Таке ж ствердження справедливе і для циклів одиниць. В принципі послідовність надто коротка, щоб продовжити перевірку, але можна стверджувати, що умова циклічності виконується.

Послідовність, яка генерується таким регістром, залежить від кількості розрядів регістру, місця підключення зворотного зв'язку і початкового вмісту регістрів. Послідовності на виході регістру класифікуються як послідовності максимальної і не максимальної довжини.

Період повторення послідовності максимальної довжини  $p$ , що генерується  $n$ -розрядним лінійним регістром зсуву зі зворотним зв'язком визначається за (4.3).

Можна відзначити, що послідовність, що розглядається у наведеному прикладі відноситься до послідовності максимальної довжини.

Розглянемо кореляційні властивості послідовностей, які отримані таким способом, тобто оцінимо третю ознаку випадковості послідовностей.

Нормована автокореляційна функція ПВП, яка є періодичним імпульсним сигналом і складається з набору чіпів одиничної тривалості і періодом  $p$  може бути подана як [1]:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{p} \left\{ \begin{array}{l} \text{Число збігів і розбіжностей одного повного} \\ \text{періода послідовності з її модифікацією, що} \\ \text{отримана шляхом циклічного зсуву на } \tau \text{ позицій} \end{array} \right\}. \quad (4.8)$$

Графік нормованої автокореляційної функції  $R_x(\tau)$  послідовності максимальної довжини зображено на рис. 4.11.

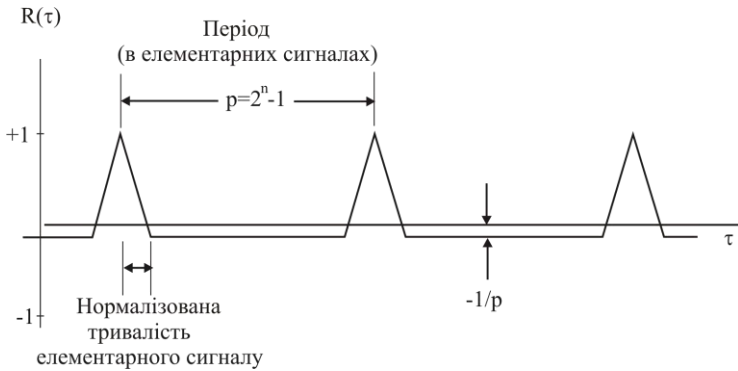


Рисунок 4.11 – Автореляційна функція ПВП максимальної довжини

Очевидно, що для  $\tau=0$ , тобто, коли сигнал  $x(t)$  та його копія ідеально збігаються,  $R_x(\tau)=1$ . У той же час, для будь-якого циклічного зсуву між  $x(t)$  і  $x(t+\tau)$  ( $1 \leq \tau < p$ ) автокореляційна функція рівняється  $-1/p$ .

Тепер можна легко провести перевірку кореляційних властивостей для послідовності з розглянутого прикладу. Запишемо отриману послідовність та її модифікацію, що утворюється циклічним зсувом на один розряд вправо.

0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
p	z	z	p	p	z	p	z	p	p	p	p	z	z	z

В третьому рядку наведено результат порівняння елементів одному й тому ж стовпчику. Елементи які збігаються позначено через “з”, у випадку розбіжності елементів – введено позначення “р”. Згідно з виразом (3.4) значення автокореляційної функції рівняється:

$$R_x(\tau=1) = \frac{1}{p} \{7-8\} = -\frac{1}{15}$$

Можна показати, що будь-який циклічний зсув, який призводить до відхилення від ідеальної синхронізації, дає значення автокореляційної функції  $-1/p$ . А це й означає, що третя умова стосовно ПВП, що сформульована вище, також виконується.

Найбільш поширеними видами ПВП, які можна побудувати на підставі запропонованого алгоритму, є, як було визначено, М-послідовності, послідовності Голда і ортогональні послідовності Голда.

#### 4.5 Послідовності Голда

М-послідовності мають гарні автокореляційні характеристики. Але, на практиці у телекомунікаційних системах з розширенням спектра М-послідовності застосовуються дуже мало. Це пояснюється тим фактом, що кількість М-послідовностей з однією й тою ж довжиною і однаковими кореляційними властивостями обмежена.

Для CDMA систем, де необхідно реалізувати взаємодію багатьох користувачів необхідно мати послідовності які реалізують велику кількість різних кодів з однаковими кореляційними властивостями.

Для цих систем необхідно використовувати значно більшу кількість послідовностей з гарними крос-кореляційними властивостями між ними. Метод побудови таких послідовностей було запропоновано Голдом [8].

Порівняно зі звичайними М-послідовностями послідовності Голда є більш привабливими для використання у CDMA системах з багатьма користувачами [3, 4, 5].

Послідовності Голда утворюються шляхом застосування логічної операції АБО (OR) (виключне АБО - EXOR) з двома М-послідовностями, які обираються з умови вибору найкращої пари.

Схема генерації послідовностей Голда з використанням трьохкаскадного регістру зсуву зображена на рис.4.12.

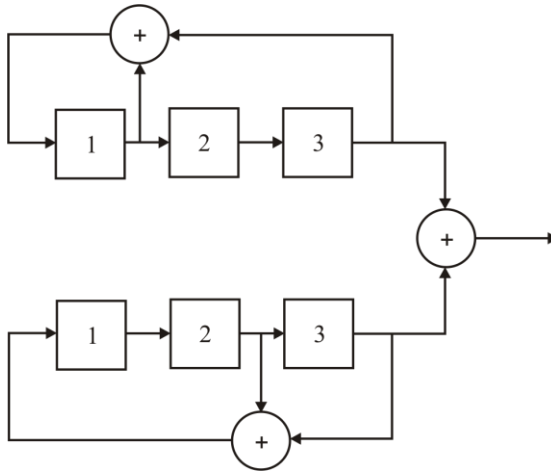


Рисунок 4.12 – Структурна схема реалізації послідовності Голда

Кількість послідовностей Голда, що генеруються за такою схемою рівняється  $2^n - 1$  [1, 4]. Вони отримуються шляхом зміни початкового значення регістру і додаванням двох  $M$ -послідовностей при використанні  $n$ -каскадного регістру зсуву. Для послідовності Голда, що генерується за схемою  $p$  використанням кращої пари  $M$ -послідовностей, значення вектора крос-кореляційної функції визначаються трьома значеннями, а саме:  $[-1, -t(n), t(n)-2]$ , де  $t(n)$  визначається за (2.17).

Як видно з рис. 4.12, метод реалізовано на підставі додавання за модулем 2 двох різних  $M$ -послідовностей, які тактуються єдиним тактовим генератором. Найбільш суттєвий момент під час формування послідовності Голда з “гарними” кореляційними властивостями є у тому, що можуть бути застосовані тільки особливі пари  $M$ -послідовностей, які називають “кращими”. Ці кращі пари  $M$ -послідовностей перелічені у таблицях, що наведені, наприклад, у [9].

Оскільки, обидві  $M$ -послідовності мають одну й ту ж довжину  $L$  і тактуються одним генератором, то послідовність Голда, що формується, також має довжину  $L$ , але не є послідовністю максимальної довжини.

Якщо  $n$  – кількість розрядів регістра зсуву у генераторі  $M$ -послідовностей, то довжина послідовності Голда  $L = 2^n - 1$ .

Підрахуємо чисельність різних послідовностей Голда, що формуються за допомогою двох генераторів М-послідовностей при різних початкових умовах. Необхідно відзначити, що за будь-якого нового циклічного зсуву початкових умов генераторів М-послідовностей формується нова послідовність Голда.

Оскільки кожна М-послідовність має довжину  $L$ , то кількість різних зсувів між ними також рівняється  $L$ . Тому генератор послідовностей Голда на базі двох різних М-послідовностей може формувати  $L=2^n-1$  послідовностей Голда.

При виборі відповідної пари М-послідовностей можна отримати ансамбль послідовностей Голда з гарними кореляційними властивостями.

Приклад формування Голд – послідовності продемонстровано на рис. 4.13, рис. 4.14 і рис. 4.15.

На рис. 4.13 і рис. 4.14 зображено дві М-послідовності, які отримані на базі трьохрозрядного регістру зсуву з різним включенням зворотного зв'язку. Додавання за модулем два дозволяє отримати Голд-послідовність, яка зображена на рис. 4.15.

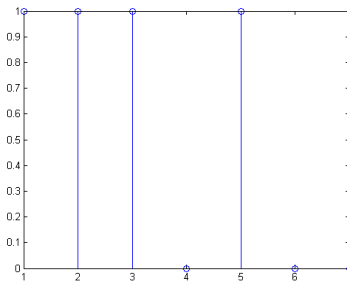


Рисунок 4.13 – М-послідовність з генератором біта парності між виходами другого і третього розрядів

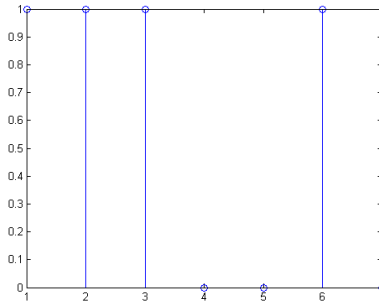


Рисунок 4.14 – M-послідовність з генератором біта парності між виходами першого і третього розрядів

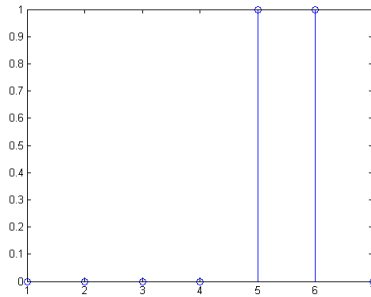


Рисунок 4.15 – Послідовність Голда

#### 4.6 Ортогональні послідовності Голда

За допомогою послідовності Голда можна сформувати набагато більше різних кодів порівняно з M-послідовностями. Але існує декілька проблем під час застосування Голд-послідовностей. Серед основних можна відзначити такі:

- співвідношення між 0 і 1 не завжди збалансоване;
- взаємна кореляційна функція Голд послідовності не рівняється 0 в околі точки синхронізації;

– довжина коду Голд-послідовності є завжди непарним числом. Це вимагає застосування спеціальної схеми тактування для генерації Голд-послідовності.

Для вирішення цих проблемо один чіп додається до Голд-послідовності, щоб збалансувати пропорцію між 0 та 1. Такі послідовності називаються ортогональними Голд-послідовностями. Взаємна кореляційна функція для ортогональних Голд-послідовностей рівняється 0 у точці синхронізації.

З усіх інших питань характеристики ортогональних Голд-послідовностей подібні до класичної Голд-послідовності.

**ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ**

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр; пер. с англ.; – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с
2. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: навчальний посібник [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров. – Запоріжжя, 2007. – 375 с.
3. Harada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications [Текст] / H. Harada, R. Prasad. – Artech House, 2003. – 465 p.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь [Текст] / К. Феер; пер. с англ.; – М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
5. Ипатов В.П. Системы мобильной связи: учебное пособие для вузов [Текст] / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под.ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 272 с.
6. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты [Текст] / В.И. Борисов, В.М. Зинчук. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.
7. Gold R. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. [Текст] / R. Gold // IEEE Transactions on Information Theory, October, 1967.
8. Dixon R.C. Spread Spectrum Systems. [Текст] /R.C. Dixon. – Wiley- Interscience, J. Wiley&Sons, New-York, 1976.