Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет *Інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації*

Кафедра *Комп'ютерної інженерії та систем технічного захисту інформації*

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
Пояснювальна записка

рівень вищої освіти *другий (магістерський)*

Спектрально-енергетичні властивості багаточастотних сигналів

Виконав:
студент *2* курсу, групи *РТм-21-1*
Загута Євгеній Андрійович

Спеціальність *172 «Телекомунікації та радіотехніка»*
Тип програми *освітньо-професійна*
Освітня програма *«Радіотехніка»*

Керівник *доц. Горелов Д.Ю.*

Допускається до захисту
Зав. кафедри _____ *проф. Антіпов І.Є.*
(підпис)

2022 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет *Інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації*
Кафедра *Комп'ютерної інженерії та систем технічного захисту інформації*
Рівень вищої освіти *другий (магістерський)*
Спеціальність *125 «Телекомунікації та радіотехніка»*
Тип програми *освітньо-професійна*
Освітня програма *«Радіотехніка»*

ЗАТВЕРДЖУЮ:
Зав. кафедри _____
(підпис)
«___» _____ 20 _____ р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові *Загуті Євгенію Андрійовичу*
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи *Спектрально-енергетичні властивості багаточастотних сигналів*

затверджена наказом по університету від « 21 » 10 2022 р. № 1378 Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії *1 грудня 2022 р.*

3. Вихідні дані до роботи *Дослідити спектрально-енергетичні властивості багаточастотних сигналів в системах широкосмугового радіодоступу. Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати наступні задачі: 1) провести аналітичний огляд сучасних літературних джерел, присвячених багаточастотним системам передавання інформації; 2) провести огляд багаточастотних сильно-кодових конструкцій, що використовуються або є перспективним для використання у системах широкосмугового радіодоступу; 3) дослідити спектрально-енергетичні властивості дослідних багаточастотних сигналів*

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі

1. Ортогональне частотне мультиплексування
2. Шляхи підвищення спектральної ефективності. Неортогональні методи
3. Шляхи підвищення спектральної ефективності. Ортогональні методи
4. Спектрально-ефективна схема мультиплексування із частотним поділом
5. Методи частотного мультиплексування сигналів. Банки фільтрів
6. Компаративний аналіз дослідних багаточастотних сигналів
7. Висновки

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів)

1. Технічні вимоги до мереж 5G. А4. Ел.ф.

2. Методи ортогонального та квазіортогонального множинного доступу. А4. Ел.ф.

3. Методи неортогонального множинного доступу. А4. Ел.ф.

4. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). А4. Ел.ф.

5. Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM). А4. Ел.ф.

6. Filter Bank Multicarrier (FBMC). А4. Ел.ф.

7. Cosine Modulated Multitone (CMT) та Staggered Multitone (SMT). А4. Ел.ф.

8. Спектральні характеристики OFDM, CMT, SMT ТА SEFDM сигналів. А4. Ел.ф.

9. Енергетичні характеристики OFDM, CMT, SMT ТА SEFDM сигналів. А4. Ел.ф.

10. Висновки. А4. Ел.ф.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	*Аналітичний огляд сучасних літературних джерел, присвячених багаточастотним системам передавання інформації*	*01.09.21 – 20.09.21*	
2	*Огляд багаточастотних сильно-кодових конструкцій, що використовуються або є перспективним для використання у системах широкосмугового радіодоступу*	*21.09.21 – 31.10.22*	
3	*Дослідження спектрально-енергетичних властивості дослідних багаточастотних сигналів*	*01.11.22 – 24.11.22*	
4	*Перевірка роботи на антиплагіат*	*25.11.22 – 30.11.22*	
5	*Представлення кваліфікаційної роботи на кафедрі*	*01.12.2022*	

Дата видачі завдання *01 вересня 2022 р.*

Студент _____ *Загута Є.А.*
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ *Горелов Д.Ю.*
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 90 с., 46 рис., 4 табл., 19 джерел, 1 додаток.

БАГАТОЧАСТОТНІ СИГНАЛИ, OFDM, SEFDM, FBMC, CMT, SMT.

В кваліфікаційній роботі досліджено спектральну ефективність та завадостійкість OFDM, SEFDM, CMT та SMT сигналів. В дослідженнях спектральної ефективності оцінювались смуга частот, рівень бічних пелюсток, можливість формування порожньої області в ліцензованому частотному інтервалі. В дослідженнях завадостійкості оцінювалось необхідне відношення сигнал/шум для забезпечення рівня помилкового прийому 0.000001.

ABSTRACT

Master thesis: 90 pages, 46 figures, 4 tables, 19 sources, 1 annex.

MULTITONE SIGNALS, OFDM, SEFDM, FBMC, CMT, SMT.

In the qualification work, the spectral efficiency and interference immunity of OFDM, SEFDM, CMT and SMT signals were investigated. In the studies of spectral efficiency, the frequency band, the level of sidelobes, the possibility of forming an empty region in the licensed frequency interval were evaluated. In immunity studies, the required signal-to-noise ratio was estimated to ensure a BER of 0.000001.

ЗМІСТ

Перелік скорочень та термінів ……..... 8
Вступ ……... 10
1 Ортогональне частотне мультиплексування ……... 12
1.1. Загальна характеристика технології OFDM …….. 12
1.2. Переваги та недоліки OFDM …….. 15
1.3. Прийом та передача OFDM сигналів ……. 17
2 Шляхи підвищення спектральної ефективності. Неортогональні методи ……. 20
2.1. Передумови сучасних досліджень щодо підвищення швидкості передачі двійкових символів ……... 20
2.2. Багатопоточна передача даних швидше за межу Найквіста ... 23
3 Шляхи підвищення спектральної ефективності. Ортогональні методи …… 27
3.1. Реалізація принципів FTN при ортогональному частотному мультиплексуванні ……. 27
3.2. Вибір ортогонального базису ……. 29
3.3. Вибір частотної та часової відстані при передачі MFTN …… 34
4 Спектрально-ефективна схема мультиплексування із частотним поділом ……. 37
4.1. Загальні ідеї побудови SEFDM систем …….. 37
4.2. Структура SEFDM передавача та приймача ……. 39
5 Методи частотного мультиплексування сигналів. Банки фільтрів ….. 43
5.1. OFDM та згладжений OFDM сигнали ……... 44
5.2. Системи з багатьма носійними, засновані на банках фільтрів ……. 46
5.3. Згладжені багаточастотні сигнали (FMT) ……. 47
5.4. Багаточастотні сигнали зі зсувом квадратурних компонент ... 47
5.5. Косинус-модульовані багаточастотні сигнали ……. 49
6 Компаративний аналіз дослідних методів формування багаточастотних сигналів ……. 52
6.1. Спектральні характеристики OFDM, CMT, SMT та SEFDM сигналів ……. 53
6.2 Спектральні характеристики OFDM, CMT, SMT

та SEFDM сигналів у випадку ширини спектру 20МГц ……. 58
6.3 Спектральні характеристики сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM у випадку провалів у спектрі ……. 60
6.4 Спектральні характеристики сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM при формуванні мінімально можливої порожньої області у спектрі сигналу ……..... 64
6.5. Дослідження завадостійкості сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM ……... 70
Висновки …… 72
Перелік джерел посилання ……... 74
Додаток А. Комплект графічних матеріалів ……... 76

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

BER – Bit Error Ratio – коефіцієнт бітових помилок;

CMT – Cosine Modulated Multitone – косинус-модульовані багаточастотні FBMC сигнали;

FBMC – Filter Bank Multicarrier – багаточастотні сигнали сигналів з використанням банків формуючих фільтрів;

FDM – Frequency Division Multiplexing – частотний поділ каналів;

FIR – Finite Impulse Response – фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою;

FMT – Filtered Multitone – згладжені багаточастотні FBMC сигнали;

FTN – Faster than Nyquist – неортогональний метод частотного мультиплексування на основі зменшення часового інтервалу між передаваними імпульсами;

ICI – Inter Channel Interference – міжканальна інтерференція;

IOTA – Isotropic Orthogonal Transform Algorithm – алгоритм ізотропного ортогонального перетворення сигнального сузір’я;

MFTN – Multistream Faster Than Nyquist – метод багаточастотної передачі інформації на основі імпульсів, що перекриваються за часом та частотою;

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональний частотний поділ каналів;

OQAM – Offset Quadrature Amplitude Modulation – квадратурна амплітудна модуляція із зсувом квадратурних компонент;

QAM – квадратурна амплітудна модуляція;

SEFDM – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing – багаточастотні сигнали з частотним ущільненням;

SMT – Staggered Multitone – багаточастотні сигнали зі зсувом квадратурних компонент;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

ДПФ – дискретне перетворення Фур’є;

ЗДПФ – зворотне дискретне перетворення Фур’є;

ЗШПФ – зворотне швидке перетворення Фур’є;

МСІ – міжсимвольна інтерференція;

ПП – підсилювач потужності;

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ШПФ – швидке перетворення Фур’є.

ВСТУП

Відповідно до вимог [1], мережі мобільного зв'язку 5G повинні забезпечувати на порядок більш високі характеристики порівняно з мережами LTE-Advanced, у тому числі підтримувати швидкість передачі даних до 20 Гбіт/с, мережні затримки – до 1 мс та можливість обслуговування до 1 млн. пристроїв на кілометр квадратний.

Зростання обсягу даних, що передаються в мобільних мережах, та необхідність організації широкосмугового доступу в мережах 5G в умовах обмеженості частотного ресурсу вимагають розвитку нових методів передачі даних, що дозволяють підвищити ефективність використання спектра. В даний момент найбільш часто в системах широкосмугового радіодоступу використовується технологія частотного ортогонального розділення з мультиплексуванням (OFDM). Однак тих характеристик, яких дозволяє домогтися технологія OFDM у мережах 4G, недостатньо для задоволення високих вимог до мереж 5G. Тому для мереж 5G розглядаються такі нові перспективні технології, як, наприклад, багаточастотна передача з гребінчастою фільтрацією FBMC (Filter Bank Multi Carrier) і багаточастотна передача з універсальною фільтрацією UFMC. Завдяки застосуванню додаткових цифрових фільтрів у технологіях FBMC та UFMC можна відмовитися від використання захисного інтервалу з циклічним префіксом та тим самим підвищити їхню спектральну ефективність порівняно з технологією OFDM. Завдяки фільтрації, що знижує рівень бічних пелюсток носійних, технології FBMC і UFMC більш стійкі до помилок оцінки частотного та часового зсувів, ніж технологія OFDM, і тому не вимагають передачі додаткових сервісних сигналів та складних систем синхронізації, що особливо важливо для дешевих пристроїв Інтренету речей.

Також серед можливих варіантів для застосування у перспективних стандартах зв'язку розглядаються спектрально ефективні сигнали SEFDM, які відрізняються від відомих OFDM-сигналів тим, що частотне рознесення між

носійними вибирається меншим, ніж потрібно для виконання умови нульової міжсимвольної інтерференції (MCI). Очікується, що втрати на складність реалізації алгоритму прийому та енергетичні втрати, спричинені наявністю MCI, будуть компенсовані значним збільшенням спектральної ефективності.

Метою кваліфікаційної роботи є дослідження спектральної ефективності та завадостійкості багаточастотних сигналів в системах широкосмугового радіодоступу.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв’язати наступні задачі:

1) провести аналітичний огляд сучасних літературних джерел, присвячених багаточастотним системам передавання інформації;

2) провести огляд багаточастотних сильно-кодових конструкцій, що використовуються або є перспективним для використання у системах широкосмугового радіодоступу;

3) дослідити спектрально-енергетичні властивості дослідних багаточастотних сигналів.

1 ОРТОГОНАЛЬНЕ ЧАСТОТНЕ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ

1.1. Загальна характеристика технології OFDM.

Як було зазначено у вступі, однією з ключових особливостей багатьох високошвидкісних безпровідних телекомунікаційних систем є використання ортогонального частотного мультиплексування (OFDM).

OFDM є спеціальним випадком одночасної передачі потоку цифрових даних по багатьох частотних каналах (з багатьма несучими або носійними коливаннями).

Основна перевага даної технології полягає в тому, що вона дозволяє реалізувати високу швидкість передачі даних, має високу спектральну ефективність і створює передумови для ефективного подавлення такого паразитного явища, як багатопроменева інтерференція сигналів, що виникає в результаті багаторазових відбиттів сигналу від природних завад, в результаті чотго один і той самий сигнал потрапляє до приймача різними шляхами. Отже, у точці прийому результуючий сигнал являє собою суперпозицію (інтерференцію) багатьох сигналів, що мають різні амплітуди і зміщених один відносно одного за часом, що призводить до спотворень сигналу, що приймається. Багатопроменева інтерференція властива будь-якому типу сигналів, але особливо негативно позначається на широкосмугових сигналах.

Щоб уникнути багатопроменевого поширення, в технології OFDM потік переданих даних розподіляється по множині частотних ортогональних один одному підканалів і передача ведеться паралельно на всіх підканалах.

Особливість технології, на відміну від класичного способу частотного поділу каналів, полягає в тому, щоб використовувати частотні канали, що суттєво перекриваються, в кожному з яких передбачається організувати цифрову передачу з тривалостями елементарних символів T при частотному рознесенні сусідніх каналів на інтервал $\Delta f = 1/T$. Сигнали в різних каналах виявляються ортогональні.

При цьому під ортогональністю каналів мається на увазі, що носійні частоти кожного каналу ортогональні один одній. І хоча самі частотні підканали можуть частково перекривати один одного (рис. 1.1), ортогональність носійних сигналів гарантує частотну незалежність каналів один від одного, а отже, і відсутність міжканальної інтерференції.

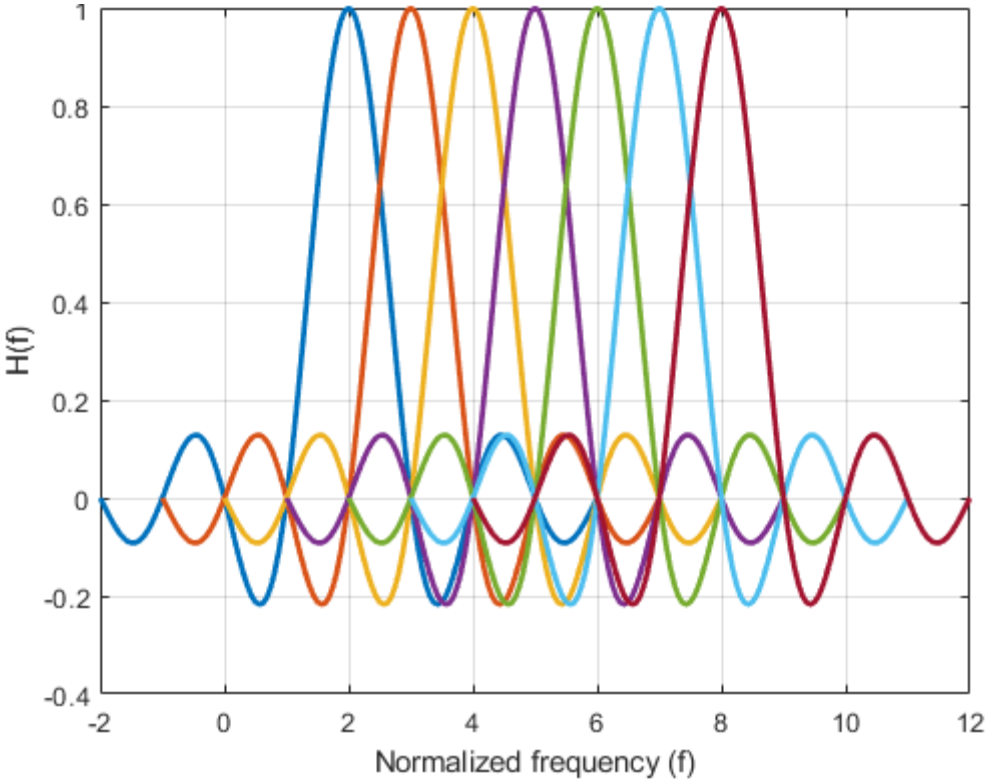


Рисунок 1.1 – Спектр послідовності сигналів з ортогональним рознесенням

OFDM-сигнал являє собою суму носійних гармонійних коливань, кожне з яких модулюється своїм підтоком передаваних біт з використанням фазової або квадратурної амплітудної модуляції (QAM). Нехай d_i – комплексне число, що відповідає амплітуді $|d_i|$ і початковій фазі $arg(d_i)$ i-го гармонійного коливання OFDM-символу при використанні QAM; кожен QAM-символ переносить кілька кодових біт. Якщо один OFDM-символ містить N_s носійних коливань, то можна говорити, що один OFDM-символ переносить блок $d_i,\ i = 0, 1, 2, \ldots N_s - 1,$ QAM-символів. Тоді комплексна обвідна одного OFDM-символу тривалістю T, який починається в момент часу t_k, представляється виразом:

$$u(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left\{j2\pi \frac{i}{T}(t - t_k)\right\}, \quad t_k \le t \le t_k + T. \qquad (1.1)$$

Поза цим інтервалом часу OFDM-символ за номером k дорівнює нулю. Формула (1.1) описує граничний відеоеквівалент OFDM-радіосигналу. Щоб отримати реальний OFDM-символ радіосигналу з прямокутною обвідною та частотою f_0 носійного гармонійного коливання, необхідно реальну та уявну частини обвідної, що відповідні синфазній та квадратурній компонентам QAM-сигналу, помножити на $\cos(2\pi f_0 t)$ та $\sin(2\pi f_0 t)$ з подальшим підсумовуванням отриманих коливань.

З (1.1) випливає, що для OFDM-відеосигналу інтервал між частотами сусідніх носійних $\Delta f = 1/T$, частоти всіх носійних кратні цьому інтервалу і, отже, на тривалості одного OFDM-символу завжди вкладається ціла кількість періодів кожної носійної. Для будь-яких сусідніх носійних кількість періодів відрізняється на одиницю. Початкова фаза та амплітуда кожної носійної визначається значенням передаваного цією носійною QAM-символу d_i; для різних носійних вони зазвичай виявляються різними.

Формула (1.1) є зворотним перетворенням Фур'є сукупності QAM-символів d_i. Якщо замість безперервного часу на інтервалі $t_k \le t \le t_k + T$ це перетворення обчислювати лише для дискретних моментів часу $t_i = t_k + i\Delta t$ та інтервал дискретизації вибрати відповідно до виразу (1.2), то сукупність QAM-символів d_i і відліків комплексної обвідної $u(t_i)$ виявляться пов'язаними зворотним дискретним перетворенням Фур'є (ЗДПФ) – вираз (1.3).

$$\Delta t = \frac{T}{N_s - 1}, \quad t = 0, 1, 2, \dots N_s - 1. \qquad (1.2)$$

$$u(t_l) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left\{j2\pi \frac{i}{T}(t_l - t_k)\right\}, \quad l = 0, 1, 2, \dots N_s - 1. \qquad (1.3)$$

Для реалізації методу OFDM у передавальних пристроях використовується зворотне швидке перетворення Фур'є (ЗШПФ), що подає попередньо мультиплексований на N-каналів сигнал у частотній області.

Таким чином, відповідно (1.3) формування одного OFDM-символу радіосигналу може здійснюватися наступним чином: з потоку комплексних QAM-символів d_i формується блок, що містить символів N_s. Цей блок за допомогою ЗШПФ перетворюється в відліки комплексної обвідної $u(t_l)$. Сформовані таким чином цифрові відліки за допомогою цифро-аналогового перетворювача перетворюються на аналогову реалізацію $u(t)$. Далі низькочастотний сигнал може бути перенесений на необхідну носійну частоту. Однак для боротьби з багатопроменевістю до сформованої реалізації комплексної обвідної OFDM-символу спочатку додається так званий префікс.

Циклічний префікс додається на початок кожного OFDM-символу і є циклічним повторенням закінчення символу. Наявність циклічного префікса створює часові паузи між окремими символами, і якщо тривалість захисного інтервалу перевищує максимальний час затримки сигналу внаслідок багатопроменевого поширення, міжсимвольної інтерференції не виникає.

1.2. Переваги та недоліки OFDM.

Основними перевагами OFDM є:

1) в повільно змінюваних у часі каналах (в яких характеристики каналу можна вважати постійними на інтервалі часу передачі одного блоку даних) дозволяє значно збільшити пропускну здатність за допомогою адаптації швидкості передачі на кожній носійній відповідно до значення відношення сигнал/шум в цьому частотному каналі (при великих значеннях відношення можна збільшувати кількість 0біт, що переносяться одним елементарним символом);

2) при фіксованому значенні розширення затримки складність реалізації значно нижча за складність аналогічних систем з одним несучим коливанням з еквалайзером;

З іншого боку, даній технології притаманні наступні недоліки:

1) висока чутливість до зміщення частоти і флюктуацій фази прийнято-

го сигналу відносно опорного гармонійного коливання приймача;

2) відносно високе значення відношення пікової потужності радіосигналу до її середнього значення, що помітно знижує енергетичну ефективність радіопередавачів і вимагає використовувати підсилювачі потужності (ПП) з великою лінійною ділянкою амплітудної характеристики. Такі ПП є дорогими, громіздкими та складними у проектуванні. Якщо для посилення використовується ПП з обмеженою лінійною характеристикою, то положення робочої точки неподалік області насичення може стати причиною появи позасмугових випромінювань, а також спотворень всередині смуги. Позасмугові випромінювання значно впливають на роботу системи зв'язку, особливо в безпровідних системах передачі даних, де велика різниця в силі сигналу від мобільних передавачів накладає високі вимоги до завад від сусідніх каналів.

На рис. 1.2 наведено амплітудну характеристику підсилювача потужності, де P_{in} – вхідна потужність, P_{out} – вихідна. Наявність області насичення обумовлює наявність максимального значення вихідної потужності P_{out}^{max}, якій відповідає вхідна потужність P_{in}^{max}. Як можна басити з рис. 1.2, вхідна потужність має бути зменшена, щоб перебувати в лінійній області характеристики. Отже, нелінійна область може бути визначена вхідним IBO (Input Back-Off) або вихідним OBO (Output Back-Off) зсувом:

$$IBO = 10\lg\left(\frac{P_{in}^{max}}{P_{in}}\right), \tag{1.4}$$

$$OBO = 10\lg\left(\frac{P_{out}^{max}}{P_{out}}\right). \tag{1.5}$$

При великих коливаннях обвідної OFDM сигналу, цифро-аналоговий (ЦАП) і аналогово-цифровий перетворювачі (АЦП) повинні мати широкий динамічний діапазон, що також збільшує вартість і складність OFDM системи. Розробники сучасних і перспективних систем безпровідних телекомунікаційних систем приділяють велику увагу подоланню цієї проблеми.

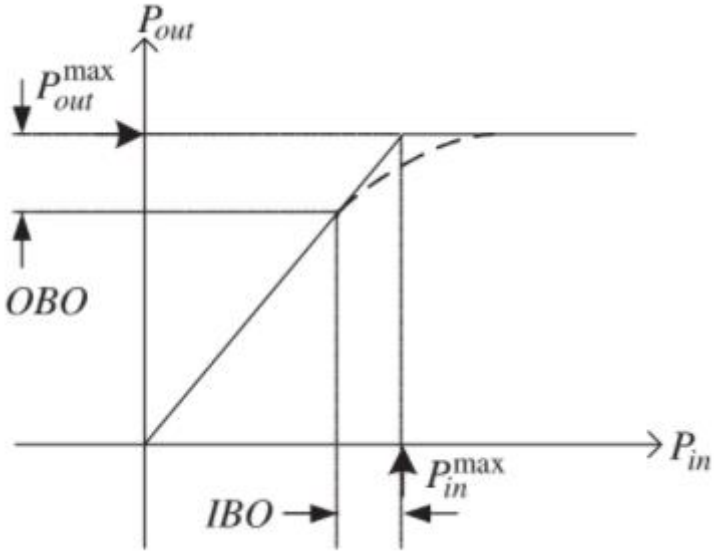


Рисунок 1.2 – Амплітудна характеристика підсилювача потужності

На додаток до вищесказаного, OFDM системи, порівняно з одночастотними системами, більш чутливі до неточності частотної синхронізації, оскільки носійні є вузькосмуговими. Тому, OFDM системи чутливі до невеликих частотних зсувів між переданим і прийнятим сигналами, які можуть виникнути внаслідок доплерівського ефекту в каналі зв'язку або через неузгодженість між генераторами передавача і приймача. Це частотне зміщення порушує ортогональність і сигнал на кожній конкретній частоті перестає бути незалежним від інших носійних. Це явище відоме під назвою міжканальна інтерференція, яка є ще однією завадою на шляху до безпомилкового прийому символів OFDM.

1.3. Прийом та передача OFDM сигналів.

На рис. 1.3 зображено схему типового OFDM-передавача. Вхідний потік бітів надходить на блок канального кодера, який розбиває дані на N частотних підканалів. Також, за необхідності, додатково може бути доданий код контролю помилок. Вихідний паралельний потік символів зазнає зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ) для отримання сигналу в часовій об-

ласті. Однак, використання цього сигналу недостатньо для надійної передачі, оскільки спотворення в каналі передачі даних можуть спричинити інтерференцію між сусідніми символами. Щоб пом'якшити цей ефект, вводиться захисний інтервал довжиною v, який вставляється у вигляді циклічного префікса, який, у свою чергу, являє собою останні v часових відліків символу, скопійованих на початок блоку. Потік даних у часовій області перетворюється на аналоговий сигнал, який фільтрується, модулюється необхідною носійною частотою і передається в канал зв'язку.

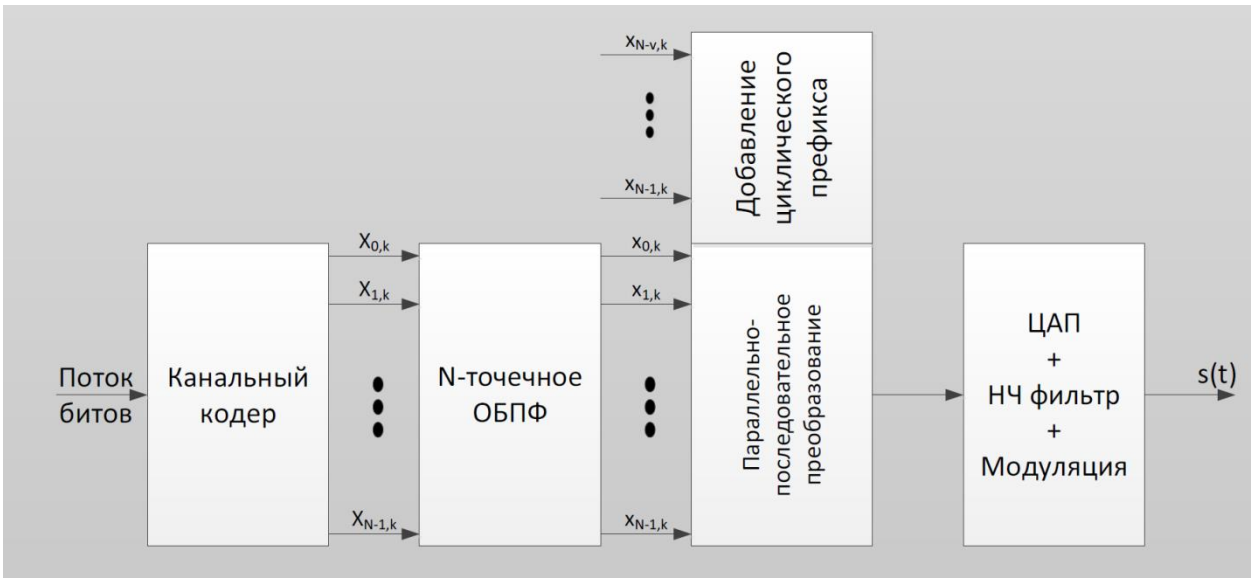


Рисунок 1.3 – Передавач OFDM

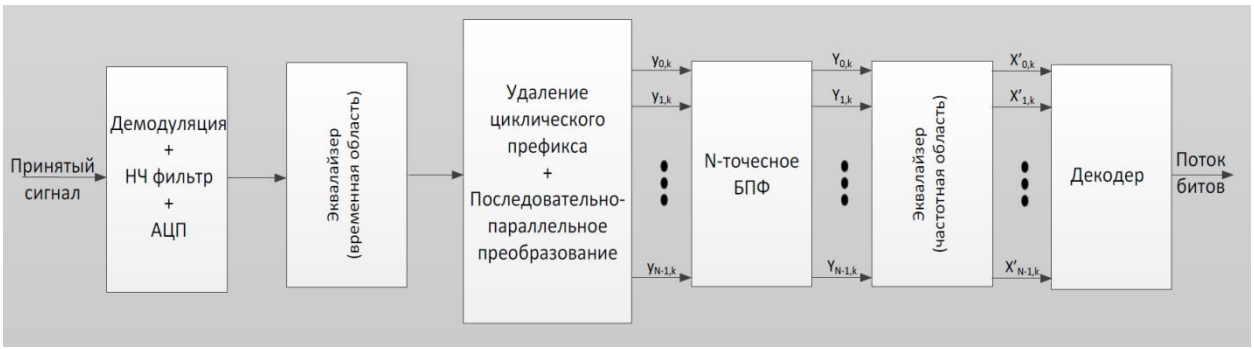


Рисунок 1.4 – Приймач OFDM

На рис. 1.4. наведено структурну схему приймача OFDM сигналу. Прийнятий сигнал демодулюється, фільтрується та дискретизується. Потім відліки сигналу надходять на еквалайзер часової області, що є адаптивним FIR-фільтром.

Циклічний префікс видобувається з прийнятого блоку і отриманий сигнал перетворюється в частотну область за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є. Сигнал із блоку ШПФ надходить на еквалайзер частотної області. Потім для отримання прийнятого потоку бітів сигнал з виходу еквалайзера надходить на канальний декодер.

Еквалайзінг в OFDM – трирівневий процес, який починається з додавання циклічного префікса в передавачі. Крім того, що циклічний префікс служить як захисний інтервал для зменшення міжблокової інтерференції, він забезпечує деяку періодичність блоку даних. Це дозволяє зіставити N вихідних відліків з N-точковим сигналом у часовій області за допомогою операції згортки. У частотній області циклічна згортка відповідає перемноженню векторів, в результаті чого можна отримати:

$$Y_{n,k} = X_{n,k} * H_n + N_{n,k}, \tag{1.6}$$

де H_n – ШПФ відгуку каналу на одиничний імпульс, $Y_{n,k}$, $X_{n,k}$ та $N_{n,k}$ представляють n-тий відлік ШПФ в k-тому символьному блоці прийнятого сигналу, переданого сигналу та адитивного шуму відповідно. З урахуванням даної формули, еквалайзінг може бути проведений у частотній області шляхом перемноження результату операції ШПФ прийнятого сигналу з величиною $1/N$. Ця операція і відбувається в еквалайзері частотної області.

Щоб отримати оптимальний вихід еквалайзера частотної області, приймачеві необхідно отримати якісну циклічну згортку відліків прийнятого сигналу з коефіцієнтами каналу. Для реалізації цієї умови потрібно, щоб довжина циклічного префікса v була рівною або більшою, ніж затримка розповсюдження каналу. Часто затримка каналу може бути значною в порівнянні з N, в даному випадку довгий циклічний префікс може знизити швидкість передачі даних до низького рівня. Для скорочення довжини циклічного префікса часто до складу приймача додається еквалайзер часової області. Метою цього еквалайзера є зменшення ефективної довжини каналу. Це скорочення циклічного префікса дозволяє забезпечити високу швидкість передачі і хорошу продуктивність еквалайзера частотної області.

2 ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ. НЕОРТОГОНАЛЬНІ МЕТОДИ

2.1. Передумови сучасних досліджень щодо підвищення швидкості передачі двійкових символів.

Використання імпульсів Найквіста виду

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \tag{2.1}$$

для передачі двійкових або багаторівневих даних без міжсимвольної інтерференції через канали зі смугою $W = 1/2T$ є класичним.

Якщо припустити, що приймається послідовність імпульсів

$$u(t) = \sum_{n=N_1}^{N_2} a_n g(t - nT), \quad a_n = \pm 1, \tag{2.2}$$

в адитивному білому гауссівському шумі з двосторонньою спектральною щільністю потужності $N_0/2$ при незалежних коефіцієнтах a_n, то оптимальний детектор може забезпечити рівень помилок (bit error rate – BER), що визначається співвідношенням:

$$P_e = Q\left(\frac{2\sqrt{E}}{\sqrt{2N_0}}\right), \tag{2.3}$$

де

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right). \tag{2.4}$$

В (2.4) $erfc$ означає додаткову функцію помилок, E – енергія імпульсу $g(t)$.

Задамося питанням: нехай при передаванні сигналу (2.2) рівень помилок дорівнює (2.3), причому є значно більшим ніж потребують задачі використання системи зв'язку. Тобто можна отримати $P_e = 10^{-6}$, тоді як рівня $P_e = 10^{-5}$ достатньо. До яких меж можна обмінювати цю збиткову якість на

швидкість передавання інформації, замінюючи в сигналі (2.1) T на $T_\Delta < T$ і зберігаючи постійною потужність передавача? Іншими словами використовуються імпульси

$$g(t) = B\frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}, \tag{2.5}$$

при цьому $T_\Delta = \rho T,\ 0 < \rho < 1$. Це і є faster than Nyquist (FTN) transmission – передача даних зі швидкістю більшою за швидкість Найквіста.

Для виявлення причин неминучого погіршення BER передачі, слід відзначити, що вираз (2.3) є відомою межею для узгоджених фільтрів при протилежних імпульсах, кожен з енергією E, яка визначає якість детектування біт у разі прийому послідовності імпульсів. Оскільки Так T_Δ зменшується, то імпульси посилаються частіше, і енергія E у кожному імпульсі має зменшуватись у прямій пропорції, так щоб потужність E/T підтримувалася постійною. Це одна з причин неминучого погіршення якості передачі, яка може використовуватися в процедурі обміну якості на швидкість. Інша причина погіршення визначається можливостями детектора впоратися з інтерференцією між символами, тобто тим фактом, що якість знизиться нижче, ніж визначається співвідношенням (2.3). Виходячи з того, що при підвищенні швидкості передачі повинна бути змінена енергія імпульсів, а також необхідність обліку MCI, можна зробити висновок про доцільність використання інших факторів, які визначають якість передачі.

В [5] нижня межа ймовірності помилки визначається виразом:

$$P_e \geq \frac{1}{2^N}\sum_{i=1}^{2N} Q\left(\frac{d[i,j]}{\sqrt{2N_0}}\right), \tag{2.6}$$

де

$$d^2(i,j) = \int_{-\infty}^{\infty}\left[u_+^i(t) - u_-^j(t)\right]^2 dt, \tag{2.7}$$

приймається як «відстань» між двома послідовностями (2.2), які відрізняються в деякій k-й позиції, тобто в одній послідовності для обраної позиції

$a = +1$, що відображається як $u_+(t)$, а в іншій послідовності для обраної позиції $a = -1$, що відображається як $u_-(t)$. Межа (2.7) тісно пов'язана з нижньою межею Форнея, яка в цій ситуації має вигляд:

$$P_e \geq p_m Q\left(\frac{d_{min}}{\sqrt{2N_0}}\right), \tag{2.8}$$

де d_{min} – мінімальна відстань між сигналами (2.1), які відрізняються в k-й позиції, і p_m – ймовірність того, що випадково обрана послідовність має імпульси з протилежною полярністю в k-й позиції на відстані, що дорівнює d_{min}. Таким чином, у (2.6) відкидаються всі члени, за винятком тих, що дають пари $d[i,j] = d_{min}$. Тоді співвідношення (2.6) набуває вигляду:

$$P_e \geq \frac{\text{кількість пар}}{2^N}\ Q\left(\frac{d_{min}}{\sqrt{2N_0}}\right). \tag{2.9}$$

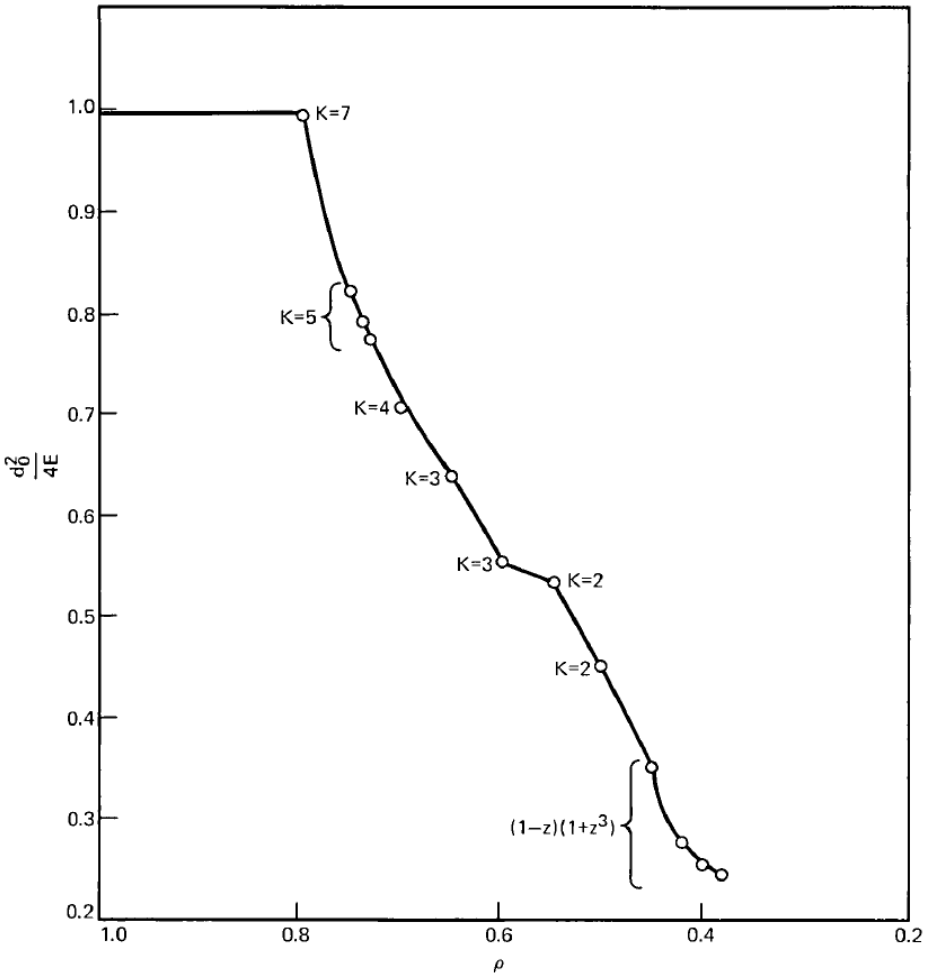


Рисунок 2.1 – Найменші відстані між сигнальними послідовностями, які вдалося знайти залежно від швидкості передачі

У дослідній задачі d_{min}^2 визначається за виразом:

$$d_{min}^2 = 4E\left[inf\left\{\frac{1}{2\pi\rho}\int_{-\rho\pi}^{\rho\pi}\left|1-\sum_{l=1}^{N}a_l e^{il\theta}\right|^2 d\theta\right\}\right], \qquad (2.10)$$

в якому проведено нормування на енергію E. Вираз (2.10) отримано за допомогою перетворення Фур'є від функції (2.7). Функція inf означає точну (найменшу) нижню межу.

На рис. 2.1 наведено залежність $d^2/4E$ від коефіцієнта ρ. Як можна бачити, для $T_\Delta > 0.8T$ мінімальна відстань, а значить і нижня межа ймовірності помилки передачі не змінюється, а значить і жодної втрати асимптотичної ймовірності помилки при збільшенні символьної швидкості на 24.7% вище за межу Найквіста немає.

2.2. Багатопоточна передача даних швидше за межу Найквіста.

Метод передачі на швидкості більшої найквістівої з модуляцією множини носійних отримав назву multistream faster than Nyquist – MFTN. Обробка цих сигналів схожа на обробку OFDM сигналів за винятком неортогональності частотних підканалів. MFTN передачу корисно представляти як двовимірну передачу, при якій символи можуть бути асоційовані з точками решітки на площині частота-час, розташованими через інтервали f_Δ і T_Δ (рис. 2.2). Імпульси відображаються у кожному вузлі решітки. При одночасному стисненні часу і частоти можна збільшити кількість символів, переданих в заданій ділянці час-частота, при тій же ймовірності помилки P_e. Одномірне стиснення не забезпечує такого збільшення.

На рисунках 2.3 та 2.4 наведено результати пошуку комбінацій f_Δ і T_Δ (межі Мазо), які мають найменший добуток для імпульсів з характеристикою типу кореня з припіднятого косинуса (root RC) та гаусівських імпульсів. З рисунків видно, яка межа Мазо може бути досягнута при вибраній формі імпульсів і різних швидкостях передачі вище швидкості Найквіста.

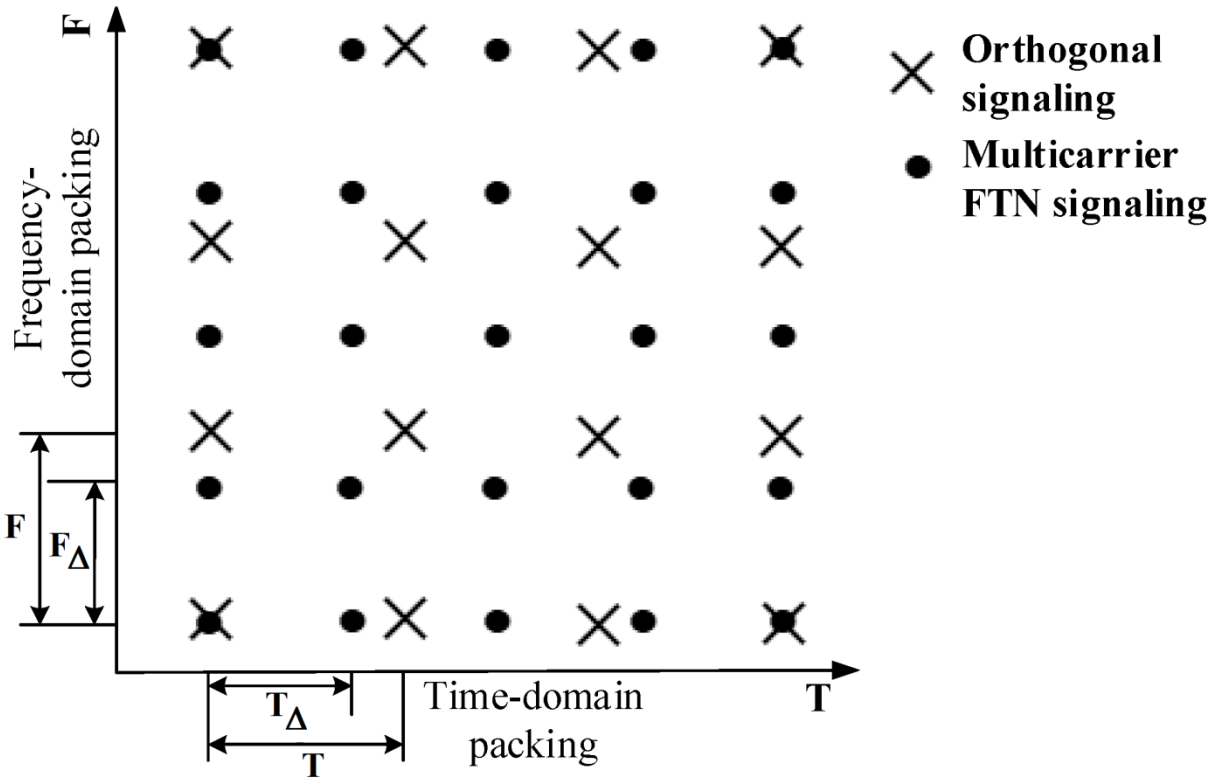


Рисунок 2.2 – Двовимірна передача імпульсів у часі та по частоті

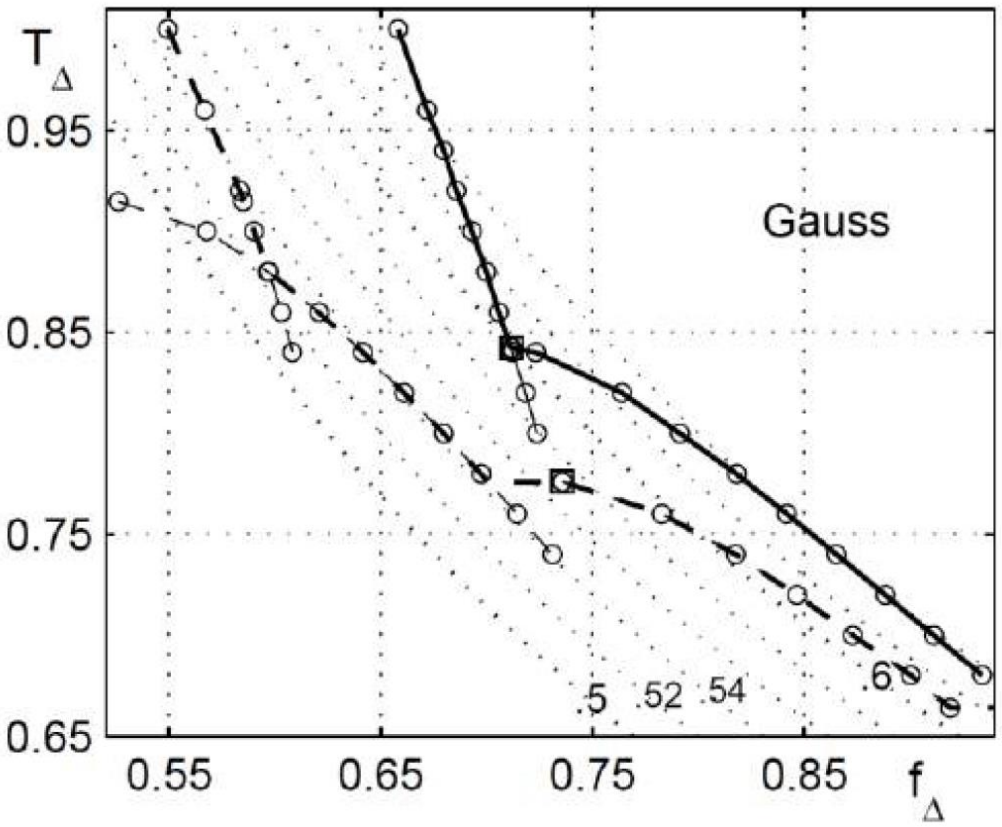


Рисунок 2.3 – Оцінки позицій двовимірної межі Мазо
для двійкової передачі гаусівськими імпульсами

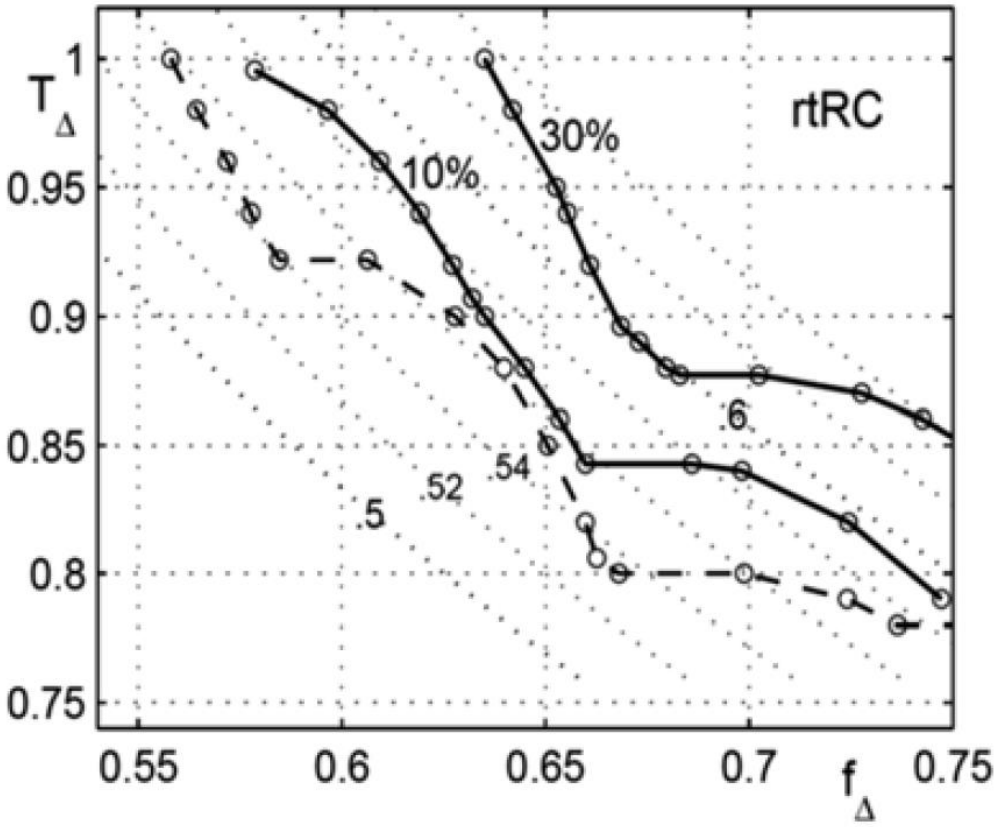


Рисунок 2.4 – Оцінки позицій двовимірної межі Мазо
для двійкової передачі імпульсами кореня з припіднятого косинуса
з надмірністю смуги 10 % та 30 %

На рис. 2.3 наведено випадок використання гаусівського імпульсу $h(t) = \sqrt{1/2\pi\sigma^2}\exp(-t^2/2\sigma^2)$, нормалізованого до $\sigma^2 = 0.4^2$. Штрихові лінії показують межу для протилежних імпульсних послідовностей, затриманих на половину тривалості символу відносно одна одної. Точкові графіки представляють контури постійних добутків $f_\Delta T_\Delta$.

На рис. 2.4 зображено межі Мазо для імпульсів з характеристиками кореня з припіднятого косинуса з 10% і 30% надмірними смугами та випадок, коли альтернативні послідовності імпульсів затримані на $T_\Delta/2$ для імпульсів з 10 % надлишковою смугою (штрихова лінія). Штрихові лінії показують межу протилежних імпульсних послідовностей з 10 % надмірною смугою, затриманих на половину тривалості символу відносно один одного. Точкові графіки репрезентують контури постійних $f_\Delta T_\Delta$. Також можна бачити, що

найменший добуток для імпульсів с 30 % надлишковою смугою становить близько 0.6 при ($f_\Delta \approx 0.67,\ T_\Delta \approx 0.88$); для імпульсів з 10 % надмірною смугою воно покращується до значення 0.556 при ($f_\Delta = 0.660,\ T_\Delta = 0.843$). Затримки покращують випадок 10 % надлишкової смуги до 0.534 при $f_\Delta \approx 0.66$, $T_\Delta \approx 0.80$; імпульс із 30 % надмірною смугою затримками покращується аналогічно. З наведених результатів випливає, що теоретично, порівняно з системою з OFDM, спектрально-часова ефективність може бути підвищена в 1.5-2 рази.

Підводячи підсумки слід зазначити наступне. Ідея часового стиснення для передачі швидше Найквіста може бути застосована в той же час в області носійних частот для досягнення подвійного коефіцієнта використання простору передачі в порівнянні з OFDM при тій же енергії сигналів і ймовірності помилок.

3 ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ. ОРТОГОНАЛЬНІ МЕТОДИ

У попередньому розділі розглянуто можливості підвищення частотно-часової ефективності систем зв'язку до рівнів, що суттєво перевершують показники сучасних систем зв'язку (Faster-Than-Nyquist Signaling (FTN)). Проте методи реалізації можливостей підвищення спектральної і часової ефективності призводять до необхідності використання дуже складних пристроїв обробки сигналів на приймальній стороні. До того ж приклади реалізації систем з підвищеною ефективністю свідчать про їхню працездатність поки що тільки в каналах з білим шумом. Про канали, що швидко змінюються, з розсіянням у практичному плані мови поки не йдеться. Саме тому актуальними є дослідження, у яких робляться спроби реалізувати можливості FTN на основі сучасних високоефективних технологій. В цьому розділі розглядаються два напрями реалізації принципів FTN на основі технологій OFDM.

3.1. Реалізація принципів FTN при ортогональному частотному мультиплексуванні.

Вважається, що передавальна система працює зі швидкістю вище швидкості Найквіста, якщо імпульси передаються на швидкості вище, ніж дозволено умовами Найквіста для передачі без міжсимвольної інтерференції. Спочатку FTN розглядалася стосовно систем з однією носійкою і імпульсами, що перекриваються один з одним у часі. Пізніше цей принцип був поширений на системи з багатьма носійними (подібність OFDM), що отримав назву Multistream Faster Than Nyquist Signaling (MFTN). В цьому випадку імпульси можуть порушити найменшу необхідну відстань і за часом, і частотою. В результаті в сигналі з'являється інтерференція і за часом, і частотою – так звана інтерференція між символами і між носійними (ICI). На рис. 3.1 наведено ро-

зташування на частотно-часовій площині ортогональних та MFTN символів. Хоча MFTN символи можуть неортогонально передаватись і за частотою, і за часом для ілюстрації на рис. 3.1 стиснення показано лише по осі часу.

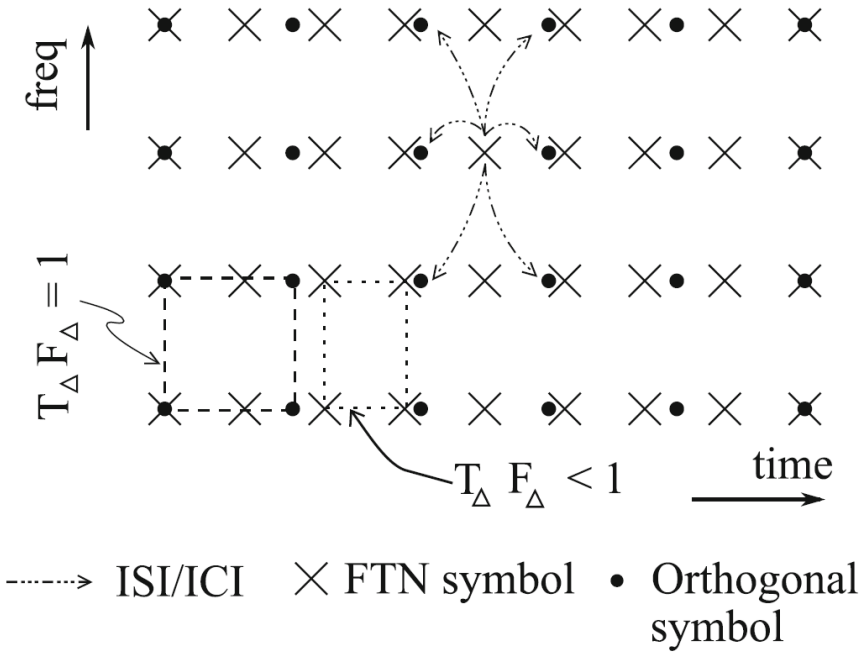


Рисунок 3.1 – Ортогональні та MFTN символи на частотно-часовій площині

Розглянемо можливості ефективного формування сигналів для MFTN та їх обробки на приймальній стороні в умовах підвищеної спектральної та часової ефективності.

Вважатимемо, що інформаційні символи є незалежними з одиничною енергією і що приймаються вони на тлі білого гаусівського шуму зі спектральної густиною потужності $N_0/2$. Будемо використовувати Offset-Quadrature Amplitude Modulation (OQAM) модуляцію.

OQAM модульований сигнал з багатьма носійними може бути представлений виразом:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} i^{k+l} x_{k,l} p\left(t - l\frac{T}{2}\right) \exp\left(i\frac{2\pi}{T} kt\right), \qquad (3.1)$$

де $x_{k,l}$ – символи даних з фазовим зсувом, що визначається множником i^{k+l} та змінним залежно від індексу носійної k та моменту часу t. Функція

$p(t)$ при звичайній OFDM є прямокутним імпульсом тривалістю T.

Відповідно до роботи [6] MFTN система передбачає передачу даних з використанням гаусівських імпульсів $g(t)$, оскільки вони мають дуже добрі властивості частотно-часової локалізації. Тривалість гаусівського імпульсу, що відповідає інформаційному символу, приймають рівною $3T$ з практичних міркувань, хоча теоретично імпульс має нескінченну тривалість. У FTN системі з багатьма носійними, яка використовує гаусівські імпульси для передачі інформації та OQAM модуляцію, передаваний сигнал записується у вигляді:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} i^{k+l} x_{k,l} p\left(t - lT_\Delta \frac{T}{2}\right) \exp\left(2\pi i \frac{F_\Delta}{T} kt\right), \qquad (3.2)$$

де k, l – індекси носійної та часу; $T_\Delta \frac{T}{2}$ – символьний інтервал між двома символами даних; $\frac{F_\Delta}{T}$ – відстань між носійними.

Для реалізації передачі MFTN модульованих символів може бути запропоновано декілька підходів. Один із них полягає у простому застосуванні співвідношення (3.2). Цей варіант, однак, не можна назвати привабливим, оскільки він вимагатиме процедури, подібної до дискретного перетворення Фур'є, але з дробовими інтервалами. Разом з тим, ефективна реалізація модуляції з багатьма носійними вже існує у формі ЗШПФ, як це робиться в системах з OFDM. Саме тому в роботі [6] автори йдуть шляхом використання саме ЗШПФ, щоб реалізація принципів MFTN відбувалась в рамках існуючих технологій і придатних для існуючих систем.

3.2. Вибір ортогонального базису.

Використання ЗШПФ для модуляції багатьох носійних вимагає представлення гаусівських імпульсів в наборі ортонормованих базисних функцій. Кожен MFTN символ представляється за допомогою базисних функцій, розподіляючись за частотою та часом. Кількість базисних функцій, необхідних у часі, позначається як N_t, необхідне за частотою – N_f. Нехай $\psi(t)$ буде базис-

ним імпульсом, формуючим ортонормальний базис $\{\psi_{m,n}(t)\}$:

$$\psi_{m,n}(t) = i^{m+n}\psi\left(t - n\frac{T}{2}\right)\exp\left(i2\pi\frac{1}{T}mt\right). \quad (3.3)$$

Гаусівські імпульси в OQAM системі описуються співвідношенням

$$g_{k,l}(t) = i^{m+n}g\left(t - lT_\Delta\frac{T}{2}\right)\exp\left(i2\pi\frac{F_\Delta}{T}kt\right), \quad (3.4)$$

яке дозволяє записати вираз (3.1) більш компактно у вигляді

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty}\sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l}g_{k,l}(t). \quad (3.5)$$

Подання гаусівського імпульсу в базисі $\{\psi_{m,n}(t)\}$ буде мати вид скалярного добутку твору $g_{k,l}(t)$ та $\psi_{m,n}(t)$:

$$C_{k,l,m,n} = Re\left[g_{k,l}(t)\cdot\psi^*_{m,n}(t)\right]. \quad (3.6)$$

Така подання для одного MFTN символу ілюструється на рис. 3.2.

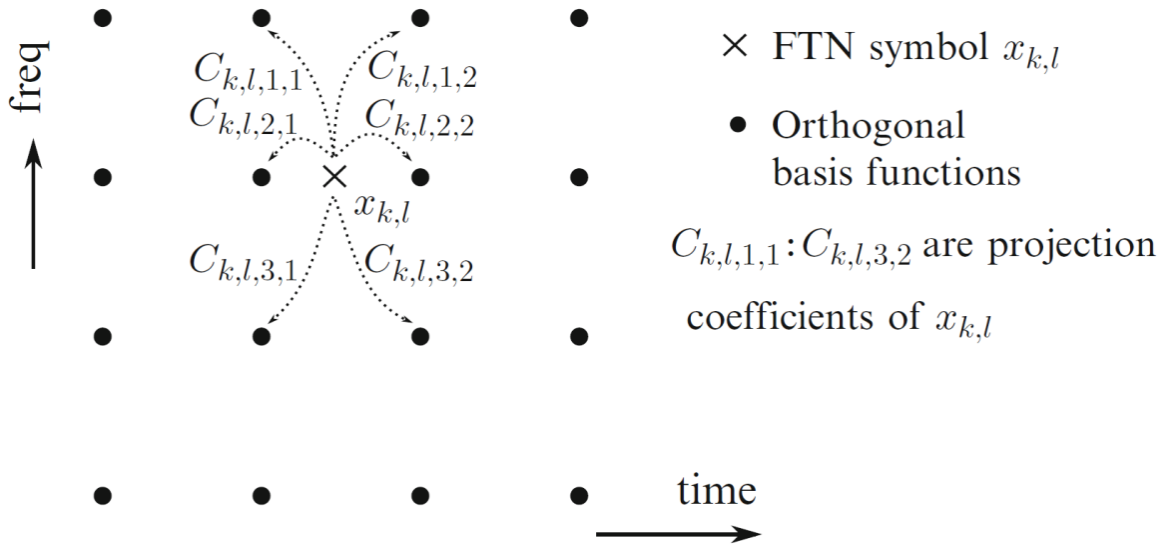


Рисунок 3.2 – Розклад MFTN символу на ортогональний базис

Процес відображення MFTN символів на ортогональний базис називається «mapping», а блок, що реалізує це подання, – пристроєм відображення (mapper). Загальна блок-схема MFTN передавача, що використовує mapper, наведена на рис. 3.3.

Mapper обчислює $x'_{m,n}$ для кожної ортогональної носійної m та момен-

ту часу n на основі вхідних MFTN символів за допомогою попередньо розрахованих коефіцієнтів $C_{k_p,l_q,m,n}$. Вихід $x'_{m,n}$ «маппера» може бути записаний у вигляді (див. рис. 3.4):

$$x'_{m,n} = x_{k_1,l_1} \cdot C_{k_1,l_1,m,n} + x_{k_2,l_2} \cdot C_{k_2,l_2,m,n} + \cdots = \sum_{p,q} x_{k_p,l_q} \cdot C_{k_p,l_q,m,n}. \quad (3.7)$$

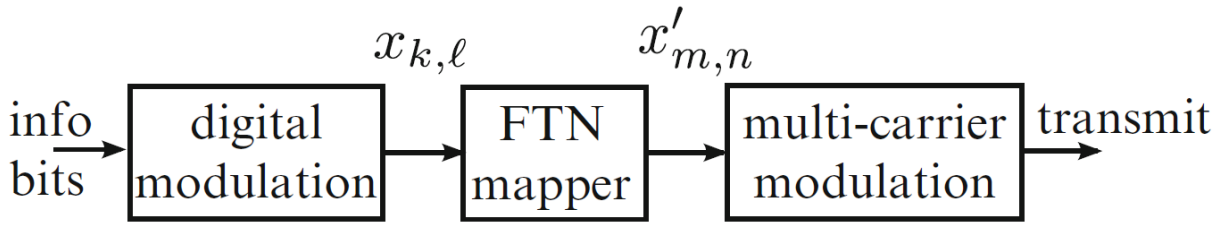


Рисунок 3.3 – Загальна блок-схема MFTN передавача,
що використовує mapper

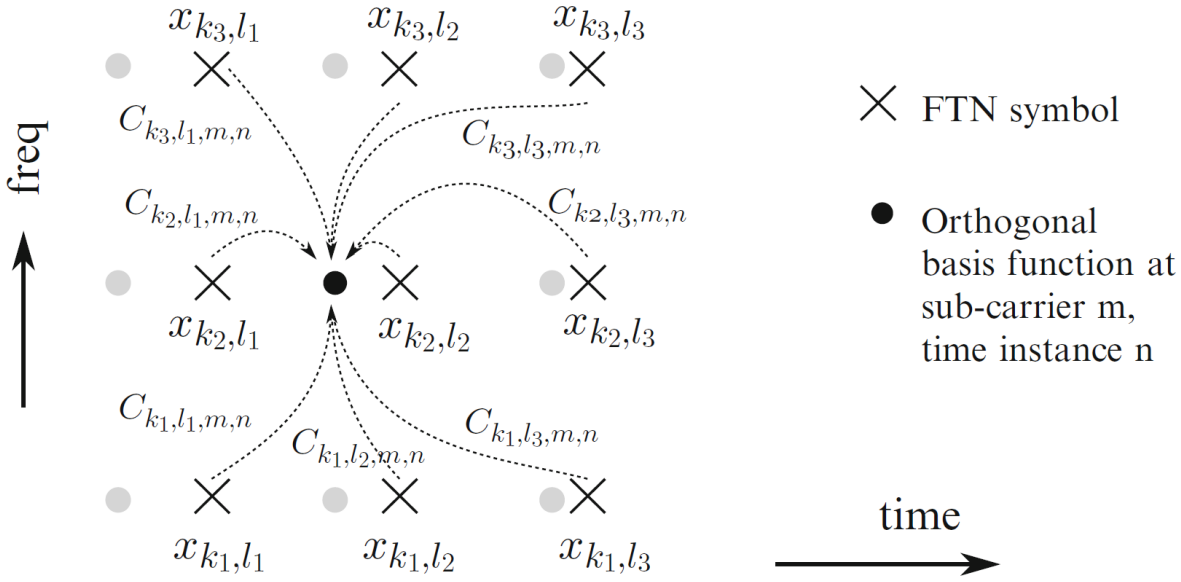


Рисунок 3.4 – Ілюстрація розкладу за ортогональним базисом MFTN
для носійної m в момент часу n

Прямокутний синусоїдальний базис. Для виконання модуляції множини носійних, що виконується після операції «маппінга», найпростішим вибором для $\psi(t)$ у рівнянні (3.5) є синусоїдальний базис з прямокутним вікном. Прямокутний імпульс є оптимальним у часі. Проте, за частотою він не дуже локалізований, і спектр його спадає повільно. Як наслідок для подання кожного

гаусівського імпульсу потрібен великий набір коефіцієнтів, що значно впливає на складність MFTN передавача. Тим не менш, прямокутний базис для подання передаваних символів використовувати можна. При цьому з урахуванням позначення $\psi(t) = rect(t)$ передаваний сигнал визначатиметься співвідношенням:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} i^{m+n} x'_{m.n} \cdot rect\left(t - n\frac{T}{2}\right) \exp\left(i\frac{2\pi}{T}mt\right). \qquad (3.8)$$

IOTA базис. Важливо обрати базис, який був би компактний і за часом, і частотою. Це забезпечить меншу кількість ортогональних базисних функцій, необхідних для представлення MFTN символу, що дозволить знизити обчислювальну складність. Найбільш підходящим вибором є Isotropic Orthogonal Transform Algorithm (IOTA) імпульс [7] (рис. 3.5), який є модифікацією гаусівського імпульсу.

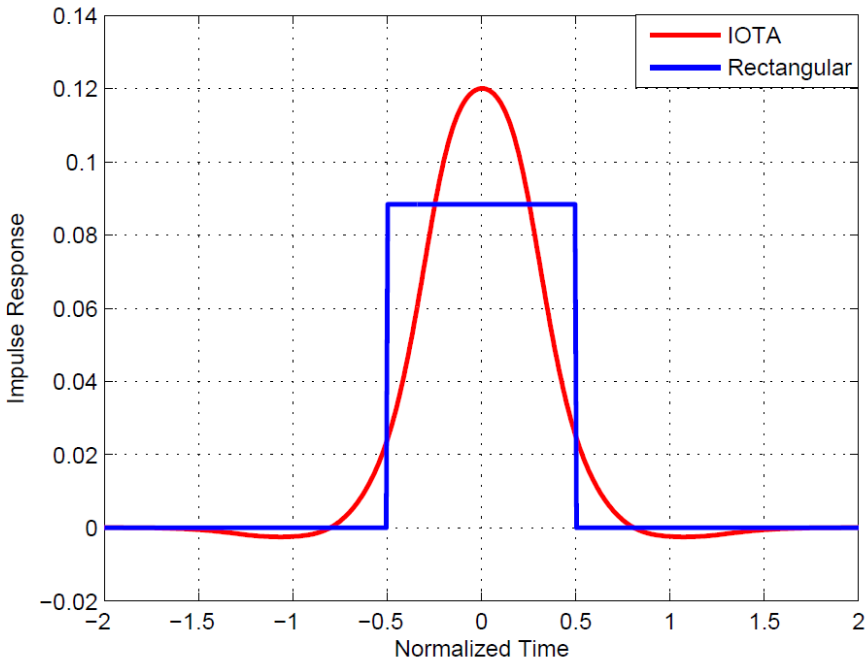


Рисунок 3.5 – IOTA імпульс

Порівняємо IOTA та прямокутний базиси за кількістю базисних функцій, які потрібні за часом N_t та за частотою N_f для подання MFTN імпульсу, який може бути представлений з використанням $N_t \times N_f$ коефіцієнтів $C_{k,l,m,n}$

у вигляді:

$$g_{k,l}(t) = \sum_m \sum_n C_{k,l,m,n}\, \psi_{m,n}(t). \qquad (3.9)$$

Зі збільшенням N_t та N_f подання MFTN імпульсу стає більш точним, але при цьому підвищується обчислювальна складність. Для прикладу на рис. 3.6 наведено MFTN імпульс, відновлений з IOTA і прямокутного базисів для двох випадків $N_t \times N_f = 3 \times 3$ і $N_t \times N_f = 9 \times 9$.

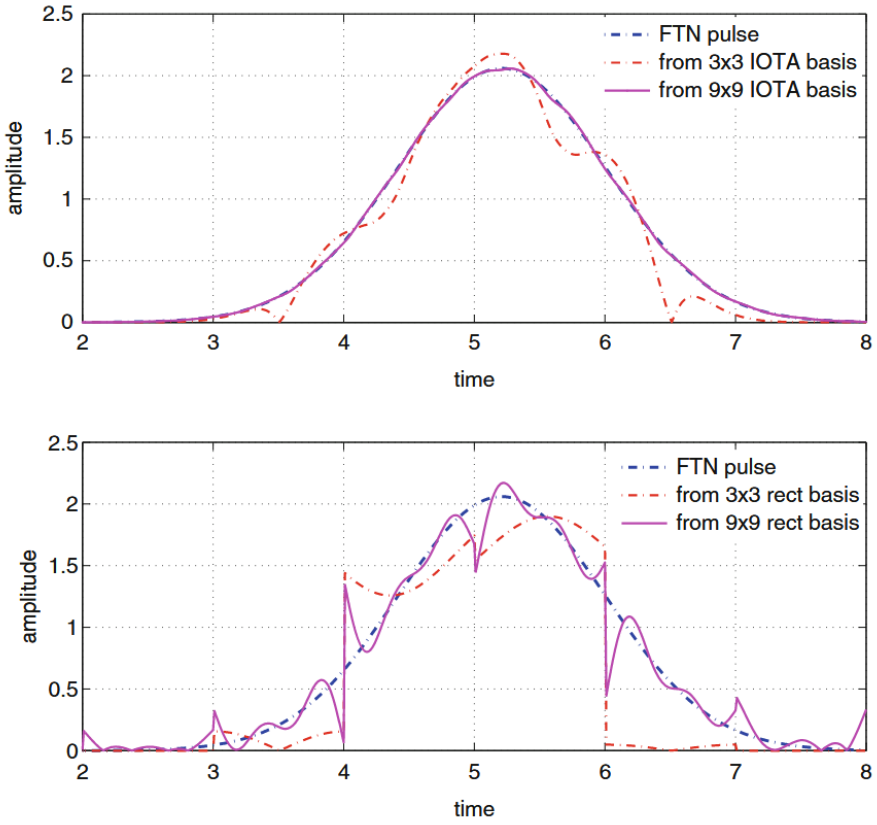


Рисунок 3.6 – Порівняння MFTN імпульсу тривалістю 3T, відновленого з IOTA та прямокутного базисів

Верхній графік на рис. 3.6 показує первинний і відновлений імпульси MFTN з IOTA базису з використанням 3×3 і 9×9 базисних функцій. Нижній графік показує відновлення, з використанням тих самих комбінацій з прямокутного базису. Відновлення з використанням 3×3 IOTA базисних функцій можна вважати прийнятним, а у випадку $N_t \times N_f = 9 \times 9$ первинний та від-

новлені імпульси практично однакові. Відновлення з $N_t \times N_f = 3 \times 3$ для прямокутного базису є незадовільним, а для випадку $N_t \times N_f = 9 \times 9$ – прийнятне, але, все ж таки, гірше, ніж відновлення з $N_t \times N_f = 3 \times 3$ для IOTA базису. Ці висновки підтверджуються графіками частотних характеристик відновлених імпульсів – рис. 3.7.

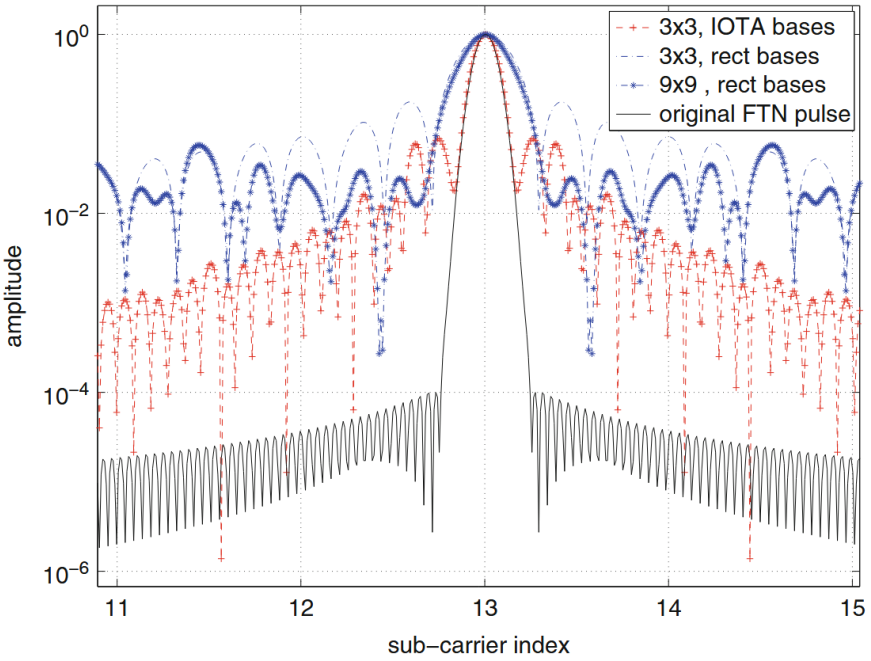


Рисунок 3.7 – Спектри первинного та відновлених імпульсів на одній носійній

Інтерференція між символами і між носійними в базі IOTA значно менше ніж в прямокутному базисі. Основна пелюстка результату відновлення з IOTA базису практично збігається з основною пелюсткою первинного MFTN імпульсу, тоді як при прямокутному базисі з'являється значна ICI.

3.3. Вибір частотної та часової відстані при передачі MFTN.

Однією з задач формування MFTN символів є обґрунтуванням вибору конкретних часових та частотних інтервалів F_Δ і T_Δ. Строго кажучи, хоча конкретні величини F_Δ і T_Δ важливі, ефективне покращення використання частотного діапазону визначається добутком $F_\Delta T_\Delta$. Причому для будь-якого до-

бутку $F_\Delta T_\Delta < 1$, що забезпечує підвищену спектральну ефективність, F_Δ і T_Δ можуть теоретично прийняти нескінченну кількість значень. Однак важливо обрати відстані за часом і частотою такі, щоб інтерференція від MFTN символу на сусідні імпульси була мінімально можливою.

На рис. 3.8 наведено графіки залежності енергії інтерференції E_{int} від MFTN символу на сусідні символи як функції часового інтервалу T_Δ.

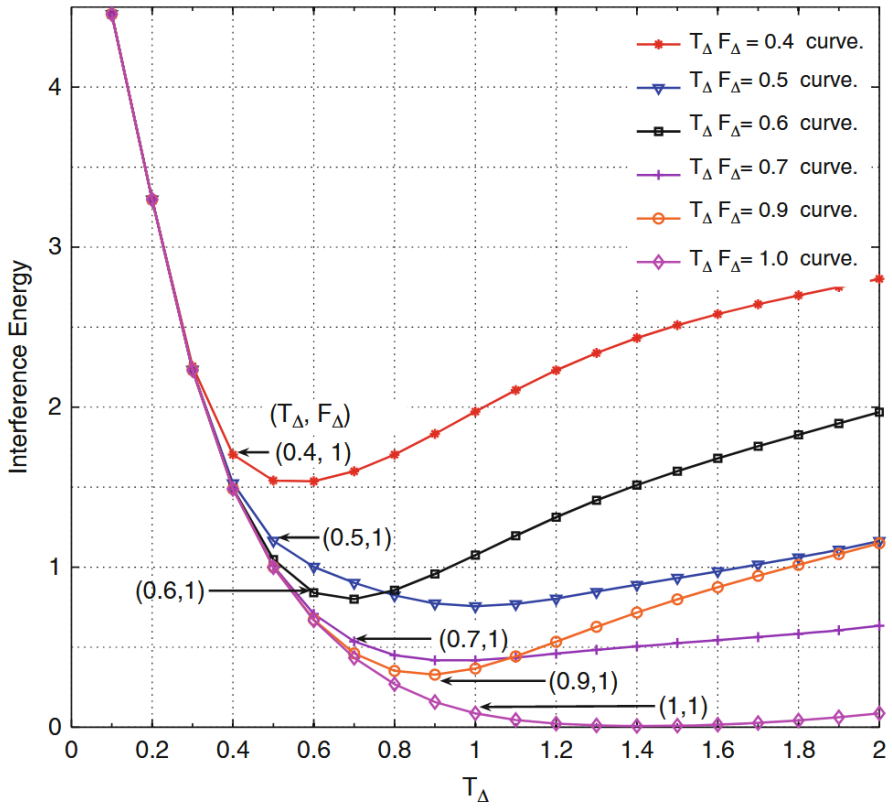


Рисунок 3.8 – Графіки залежності енергії інтерференції від відстані за часом T_Δ за різних значень добутку $F_\Delta T_\Delta$.

Кожна крива на рис. 3.8 відповідає фіксованій відстані по частоті та за часом при $F_\Delta T_\Delta < 1$. По вісі ординат відкладається енергія інтерференції, по вісі абсцис – відстань між символами в часі T_Δ. З рисунку видно, що коли відстань T_Δ дуже мала (імпульси дуже близькі один до одного), то інтерференція на будь-який символ його сусідів дуже висока. Аналогічно для випадку, коли значення T_Δ велике (тобто значення F_Δ дуже мале). Оптимальними є ті робочі точки, де енергія інтерференції мінімальна. Однак, іноді зручно, щоб система працювала трохи осторонь оптимальної робочої точки, наприклад,

при $F_\Delta = 1$, як показано на рис. 3.8. При цьому за рахунок зміни одного параметру T_Δ просто отримати різні значення $F_\Delta T_\Delta$. Для кривої з $F_\Delta T_\Delta = 0.5$ робоча точка $[T_\Delta = 1, F_\Delta = 0.5]$ є більш вигідною у сенсі мінімальної інтерференції, ніж точка $[T_\Delta = 0.5, F_\Delta = 1]$.

Підводячи підсумки слід зазначити наступне. Якість декодування MFTN сигналів (рис. 3.9) за високих відношень сигнал/шум наближається до теоретичної межі. При менших величинах SNR значення BER значно гірші, оскільки введена інтерференція стає надто сильною. MFTN систему можна використовувати для досягнення більшої спектральної ефективності, коли умови каналу є хорошими. MFTN система забезпечує 2-х кратне покращення спектральної ефективності порівняно з OFDM системою, що використовує ту ж модуляцію, але ціною більш високої складності обробки у приймачі.

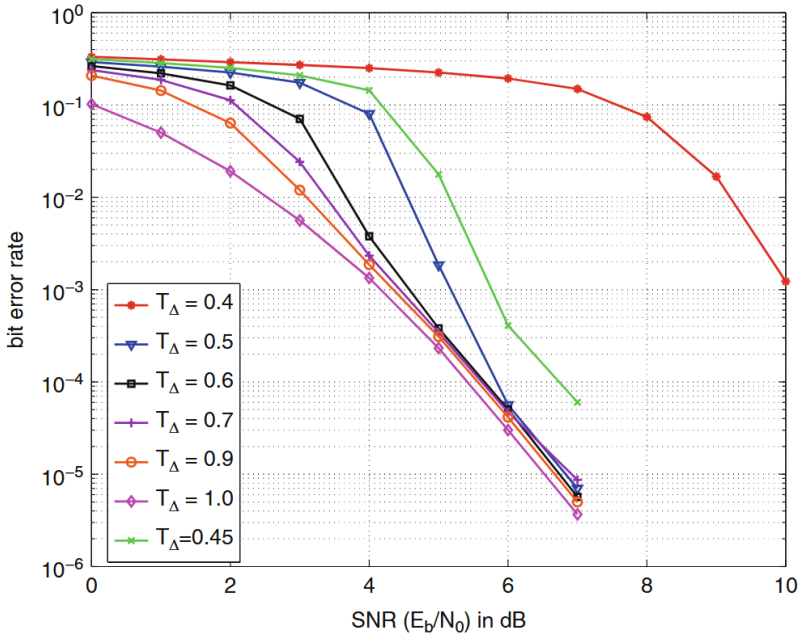


Рисунок 3.9 – Графіки залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум залежно від інтервалу T_Δ

4 СПЕКТРАЛЬНО ЕФЕКТИВНА СХЕМА МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ ІЗ ЧАСТОТНИМ ПОДІЛОМ

4.1. Загальні ідеї побудови SEFDM систем.

У розділі 2 розглядалася система, ефективність якої підвищувалася за рахунок скорочення інтервалу між переданими символами при незмінній величині F_Δ. В цьому розділі розглянемо систему, де для підвищення ефективності при незмінній швидкості передачі символів скорочуватиметься частотний інтервал між носійними. Такі системи називають FDM системами з підвищеною спектральною ефективністю – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM) [8].

Спектральна ефективність зазвичай визначається як швидкість передачі біт, поділена на смугу частот, що використовується (біт/с/Гц). Звідси можна бачити, що, помножуючи символьний період T на коефіцієнт $\alpha < 1$, але утримуючи відстань між носій ними частотами F, можна підвищити спектральну ефективність (за рахунок зростання бітової швидкості) з коефіцієнтом приблизно $1/\alpha$ для великої кількості носійних.

Якщо задати спектральну ефективність нової системи як $1/\alpha$, то, наприклад, для $\alpha = 5/6$ спектральна ефективність складатиме 120 % або виграш 20 %. Але інтервал між символами T залишиться відповідним ортогональній системі, а інтервал між носійними F буде зменшений відповідно із величиною α. Зрозуміло, що при спробах реалізації таких систем розробники відразу стикаються з очевидними проблемами. До першої групи проблем можна віднести проблеми ефективної генерації та демультиплексування сигналів для таких систем. До другої групи можна віднести проблеми детектування сигналів в умовах різко зростаючої інтерференції між носійними. Розглянемо можливі шляхи вирішення цих проблем відповідно.

Припустимо, що система має N носійних частот, розділених інтервалом F. Нехай S_i для $i \in \{0,1,\dots,N-1\}$ буде символом (комплексне число, вибра-

не з алфавіту повідомлень, що використовується) на носійній i для часу $[0, t)$. Тоді переданий сигнал на інтервалі $[0, T]$ можна визначити співвідношенням

$$B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(\frac{2\pi i k t}{T}\right). \quad (4.1)$$

Тепер розглянемо систему SEFDM, для якої добуток $TF = \alpha < 1$, причому α є раціональним, тобто $\alpha = b/c$, де b та c є натуральними числами. В такому разі вираз (4.1) набуває вигляду:

$$B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(\frac{2\pi i k t b}{Tc}\right), \quad (4.2)$$

де $B(t)$ – безперервний сигнал у момент часу $t \in [0, T)$. Дискретна версія цього сигналу $U_m = B(Tm/M)$ набуває вигляду:

$$U_m = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp\left(\frac{2\pi i k m b}{cM}\right), \quad (4.3)$$

де M – кількість дискретних відліків на інтервалі $t \in [0, T)$.

Через коефіцієнт b/c процедура ЗШПФ для генерації передаваного сигналу не може бути використана безпосередньо. Однак, існує порівняно простий спосіб побудови передавача і декодера, заснований на припущенні, що SEFDM система з раціональним α складається з окремих OFDM систем, спектри яких накладаються один на одного, як показано на рис. 4.1.

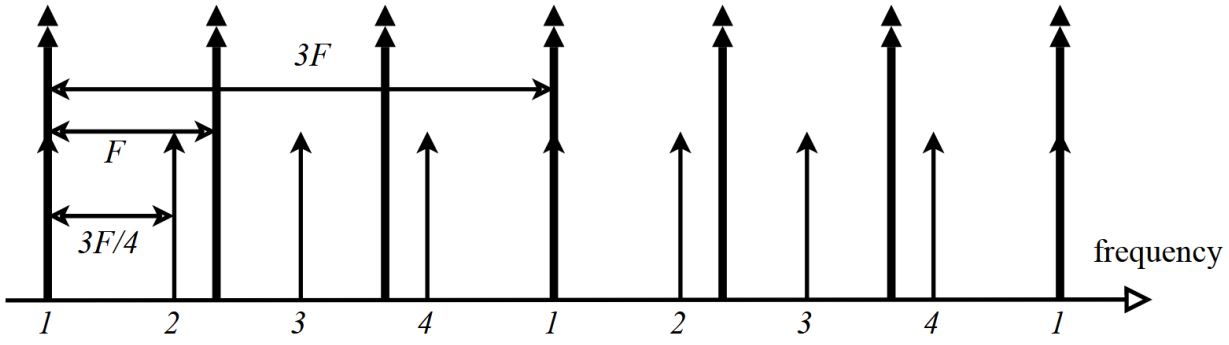


Рисунок 4.1 – Діаграма розташування частот системи SEFDM при $\alpha = \frac{3}{4}$ (малі стрілки) та системи OFDM (великі стрілки)

На рис. 4.1 великі вертикальні подвійні стрілки відображають носійні OFDM системи з символьним періодом T і частотним інтервалом F. Маленькі одиночні стрілки відповідають частотам SEFDM системи з тим ж символьним періодом T і частотним інтервалом $\frac{3}{4}F$ ($\alpha = \frac{3}{4}$). SEFDM частоти, позначені цифрами 1 на горизонтальній вісі, точно узгоджуються з OFDM частотами, розділеними інтервалом $3F$. Іншими словами, ці частоти SEFDM відповідають OFDM системі, яка передає символи тільки на кожній третій носійній. Частоти, позначені цифрами 2, також формують систему OFDM, що відстоїть за частотою від першої на $\frac{3}{4}F$ і так далі. Загалом, якщо $\alpha = b/c$ є раціональним, то система SEFDM може розглядатися як c OFDM систем, кожна з яких передає символи на кожній b-й носійній і відстоїть за частотою одна відносно іншої на частоту $\frac{b}{c}F$.

4.2. Структура SEFDM передавача та приймача.

Генерація SEFDM сигналів з використанням ЗДПФ була запропонована в [9]. Апаратна реалізація такого передавача розглянута у [10]. Оскільки SEFDM сигнал може бути описаний сукупністю незалежних OFDM сигналів, що перекриваються (rotated), то можна зробити висновок, що SEFDM передавачі можуть бути побудовані з використанням OFDM технологій генерації, в яких сигнали ефективно генеруються на основі ЗДПФ [11]. Приклад структурної схеми передавача, що генерує сигнал SEFDM шляхом підсумовування сигналів OFDM, наведено на рис. 4.2.

Завданням приймача є відновлення переданих символів шляхом декодування сигналів OFDM систем, що чергуються. При цьому необхідно забезпечити придушення інтерференції з інших складових систем OFDM. Тому такий декодер називається stripe decoder – смуговим декодером [8].

Розглянемо послідовність операцій, необхідні для відновлення переданих SEFDM символів. Нехай U є прийнятим сигналом без шуму. У разі

OFDM системи прийняті частоти ортогональні і ДПФ відновлює символи на кожній носійній. У разі SEFDM системи, якщо символи для $\mathrm{c}-1$ перемішаних OFDM систем відомі, то символи останньої OFDM системи можуть бути отримані відніманням тієї частини сигналу U, яка приходить від $c-1$ OFDM систем з відомими символами і подальшим формуванням ДПФ. Якщо $U(k)$ є сигналом, що приходить від k-ї OFDM системи, то

$$U-\sum_{k=1}^{c-1}U(k)$$

є сигналом, що приходить від OFDM системи $U(0)$. ДПФ від $U(0)$ відновлює відповідні символи. Той самий процес буде необхідний, якщо будуть відомі $U(0),U(2),\dots,U(c-1)$ і треба відновити $U(1)$. В цьому разі перед ЗДПФ повинен бути зроблений частотний зсув $R(1)$.

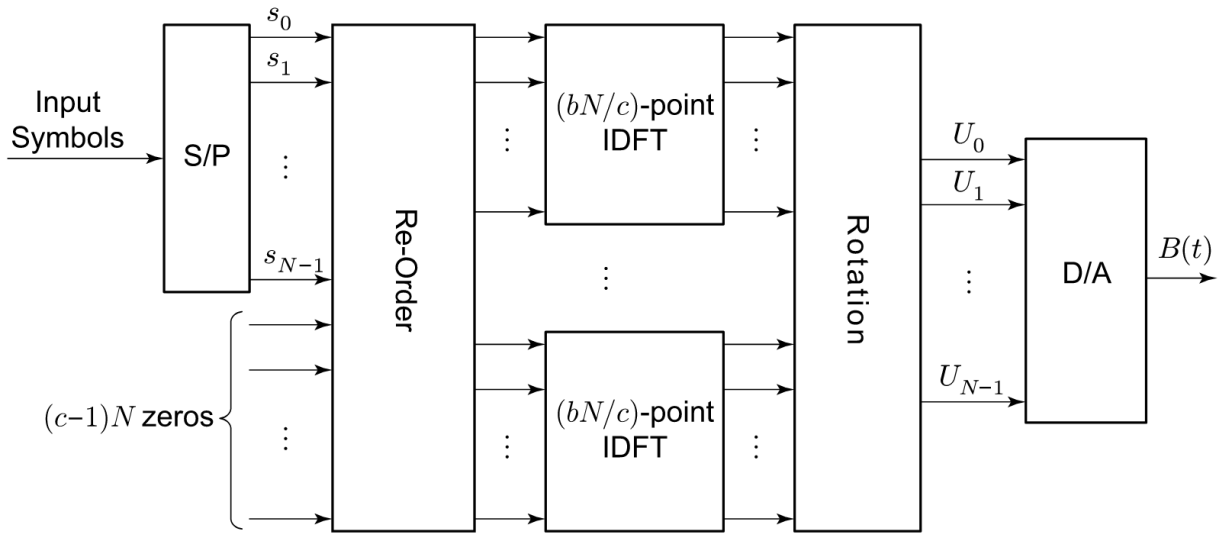


Рисунок 4.2 – ЗДПФ реалізація SEFDM передавача

Слід зазначити, якщо сигнал U спотворений білим шумом, розглянутий процес може бути використаний для отримання максимально правдоподібної оцінки переданих символів шляхом округлення до найближчого символу алфавіту. Оцінки символів для c OFDM систем потім покращуються. Нові оцінки виробляються відніманням сигналу від $(\mathrm{c}-1)$ інших OFDM систем та формуванням ДПФ з попереднім частотним зсувом. Це повторюється протя-

гом J ітерацій. Отримані оцінки є м'якими, тобто такими, що не збігаються з символами алфавіту аж до останньої стадії процесу, коли на отримані оцінки відображаються найближчі символи алфавіту.

В цілому алгоритм детектування може бути записаний у вигляді наступної послідовності дій.

1. Вважаємо оцінки символів $\hat{S}$ рівними $0 + 0i$.

2. Приймаємо $j = 1$ (j – лічильник ітерацій).

3. Приймаємо $\hat{S}(0), \hat{S}(1), \ldots$ як оцінки символів с перемішаних OFDM систем. Для кожної з с систем по порядку видаляємо частину сигналу, що генерується всіма символами в $\hat{S}$ крім $\hat{S}(k)$. Використовуємо результат видалення нової оцінки $\hat{S}(k)$ і, отже, $\hat{S}$.

4. Якщо $j < J$, то $j := j + 1$ і повторюємо крок 3.

5. Остаточно $\hat{S}$ округлюється до найближчого символу алфавіту для кожного символу, що оцінюється.

Підводячи підсумки слід зазначити наступне. Залежності ймовірності помилки BER від відношення сигнал/шум для OFDM системи та SEFDM систем з параметрами ефективності $\alpha = 5/6$ та $\alpha = 4/5$ наведено на рис. 4.3.

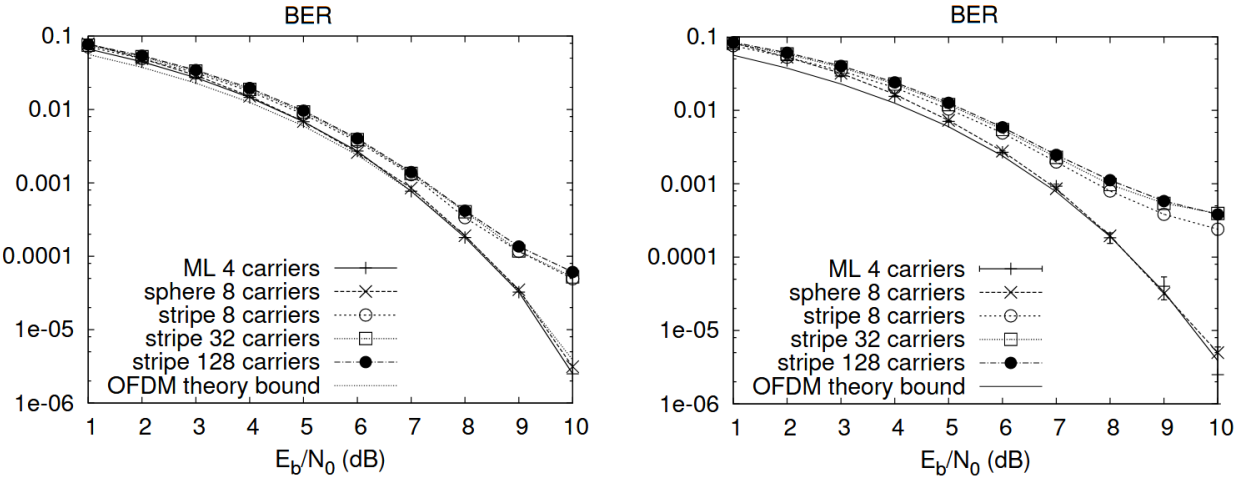


Рисунок 4.3 – Залежності ймовірності помилки BER від відношення сигнал/шум для систем з 4-QAM,
$\alpha = 5/6$ (лівий графік) та $\alpha = 4/5$ (привий графік)

При невеликій кількості носійних (ML), сферичний та смуговий детектори при спектральній ефективності α=5/6 забезпечують ймовірність помилки, близьку до OFDM системи. Зі збільшенням кількості носійних ймовірність помилки зростає.

Для системи зі спектральною ефективністю $\alpha = 4/5$ ML і сферичний детектори продовжують забезпечувати ймовірність помилки, близьку до ймовірності помилки OFDM системи, у той час як для смугового детектора ймовірність помилки істотно підвищується.

5 МЕТОДИ ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ СИГНАЛІВ. БАНКИ ФІЛЬТРІВ

В цьому розділі розглянемо альтернативний підхід синтезу сигналів з багатьма носійними, заснований на банках фільтрів (FBMC – Filter Bank Multicarrier).

Спрощена структура системи зв'язку, що використовує сигнали з багатьма носійними [12] представлена рис. 5.1. Передбачається M-рівнева послідовність перетворюється на N паралельних частотних каналів $S_k(t)$, $k = 0 \div N-1$, кожний з яких обробляється формуючим фільтром $h_T(t)$ і переноситься на частоту, що відповідає k-му каналу. Швидкість паралельного цифрового потоку в кожному каналі зменшується в N разів порівняно з послідовним потоком. В результаті при загальній незмінній бітовій швидкості та незмінній займаній смузі частот у сигналі з багатьма носійними тривалість імпульсів у кожному каналі збільшується в N разів.

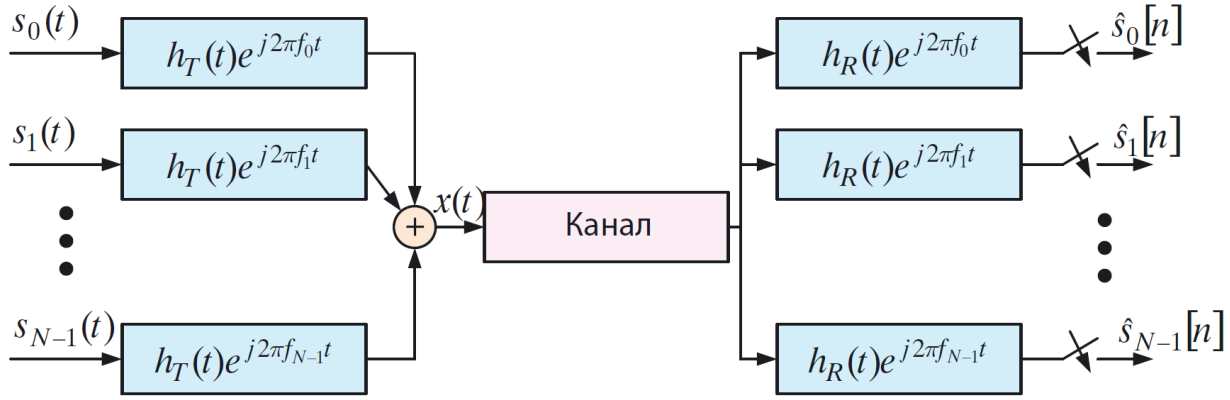


Рисунок 5.1 – Структурна схема системи зв'язку, що використовує сигнали з багатьма носійними

Наведена схема може бути використана для синтезу/аналізу OFDM і FBMC сигналів, що відрізняються один від одного тривалістю символу T і імпульсними характеристиками формуючих фільтрів $h_T(t)$ і $h_R(t)$. Для традиційних OFDM систем $h_T(t)$ має форму прямокутного імпульсу одиничної

амплітуди з тривалістю T, яка перевищує мінімально достатню тривалість $T_{\text{ШПФ}}$ для розділення носійних в умовах відсутності багатопроменевості та канальних спотворень з використанням, як правило, алгоритму швидкого перетворення Фур'є.

Реалізація OFDM в умовах багатопроменевості вимагає використання захисного інтервалу в часовій області, що зазвичай містить відліки так званого циклічного префікса. При цьому тривалість символу збільшується з $T_{\text{ШПФ}}$ до T шляхом копіювання останніх G відліків OFDM символу на його початок, що в свою чергу зменшує ефективність використання спектру. Для оцінки втрат спектральної ефективності можна ввести показник, що визначається виразом:

$$\frac{1}{TF} = \frac{T_{\text{ШПФ}}}{T} \leq 1. \qquad (5.1)$$

Верхня межа, що дорівнює одиниці, може бути досягнута тільки в ідеальному каналі, на практиці ж доводиться використовувати захисний інтервал, який може в деяких випадках досягати 0.25 від $T_{\text{ШПФ}}$. Параметром $T = T_{\text{ШПФ}} + T_G$ надалі будемо позначати тривалість символу сигналу з багатьма носійними у часовій області, у тому числі з урахуванням захисного інтервалу T_G.

Для FBMC систем немає потреби використовувати захисний інтервал, тому тривалість символу є мінімально можливою ($T = T_{\text{ШПФ}} = 1/F$).

5.1. OFDM та згладжений OFDM сигнали.

У найпростішому випадку OFDM сигнал може бути описаний наступним виразом:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) h_T(t) \exp\{j2\pi f_k t\}, \;\; k = 0, \dots N-1. \qquad (5.1)$$

Використання формуючих фільтрів з прямокутною формою імпульсної характеристики призводить до високого рівня позасмугових випромінювань,

оскільки перша бічна пелюстка АЧХ фільтра всього на 13 дБ нижче максимального значення. Тому на практиці зазвичай застосовують різні віконні згладжуючи функції (рис. 5.2), які дозволяють значно зменшити рівень бічних пелюсток спектру OFDM сигналу (рис. 5.3).

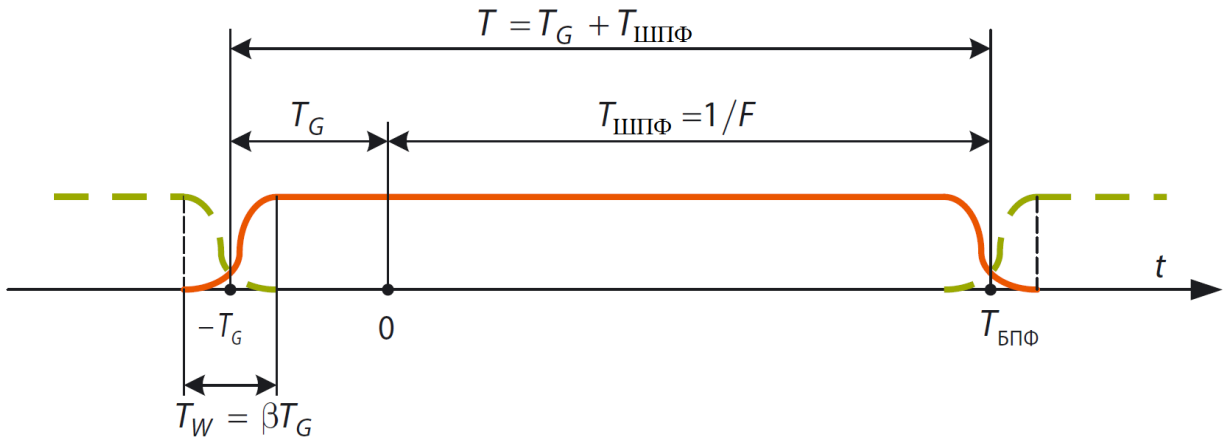


Рисунок 5.2 – Приклад віконної функції для згладжування OFDM символу, β – коефіцієнт згладжування

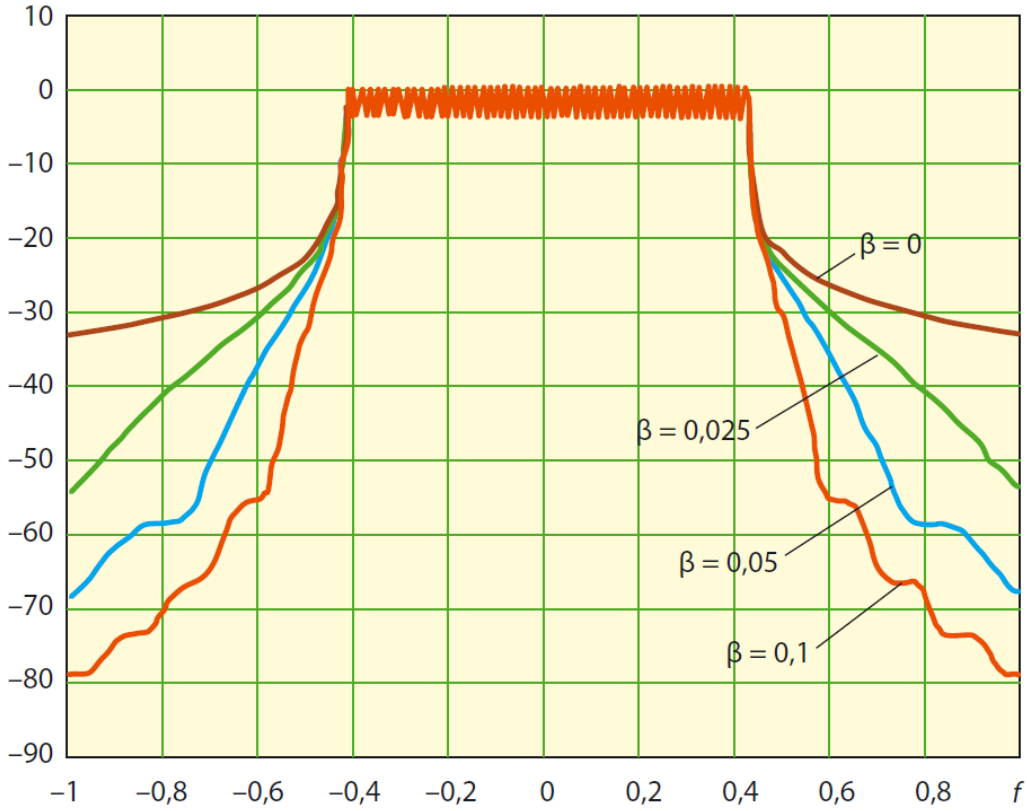


Рисунок 5.3 – Спектральні маски згладжуючого фільтру для різних коефіцієнтів згладжування

5.2. Системи з багатьма носійними, засновані на банках фільтрів.

Застосування банків фільтрів для розділення частотних каналів має свої переваги та недоліки порівняно із системами OFDM. Для FBMC характерною є відсутність захисних інтервалів, що у свою чергу веде до збільшення спектральної ефективності, але ускладнює реалізацію алгоритмів оцінки частотно-часових характеристик каналу. На відміну від SEFDM систем банки фільтрів дозволяють значно зменшити рівень позасмугового випромінювання, а також ступінь впливу сусідніх каналів один на одного за рахунок малого рівня бічних пелюстокв АЧХ формуючого фільтра. Узагальнену структурну схему приймача-передавача FBMC представлено на рис. 5.4.

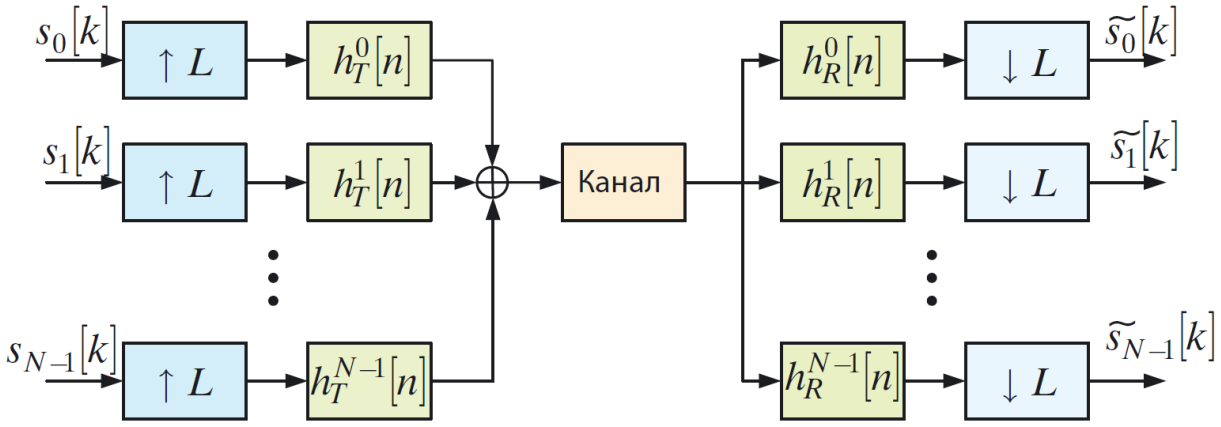


Рисунок 5.4 – Структурна схема FBMC системи зв'язку

Існує ціла низка сигналів, побудованих із застосуванням банків фільтрів, які можна класифікувати [12, 13] відповідно до схеми, зображеної на рис. .5.5. Найменшу спектральну ефективність мають так звані згладжені багаточастотні сигнали (FMT – filtered multitone) без перекриття носійних, а найбільшою косинус-модульовані багаточастотні сигнали (CMT – cosine modulated multitone) та багаточастотні сигнали зі зсувом квадратурних компонент (SMT – staggered multitone). Це пов'язано з величиною зміщення частотних носійних одна від одної. При цьому мінімальне значення, що дорівнює $1/T$, де T – тривалість одного символу FBMC, відповідає випадку ортогональності частотних каналів.

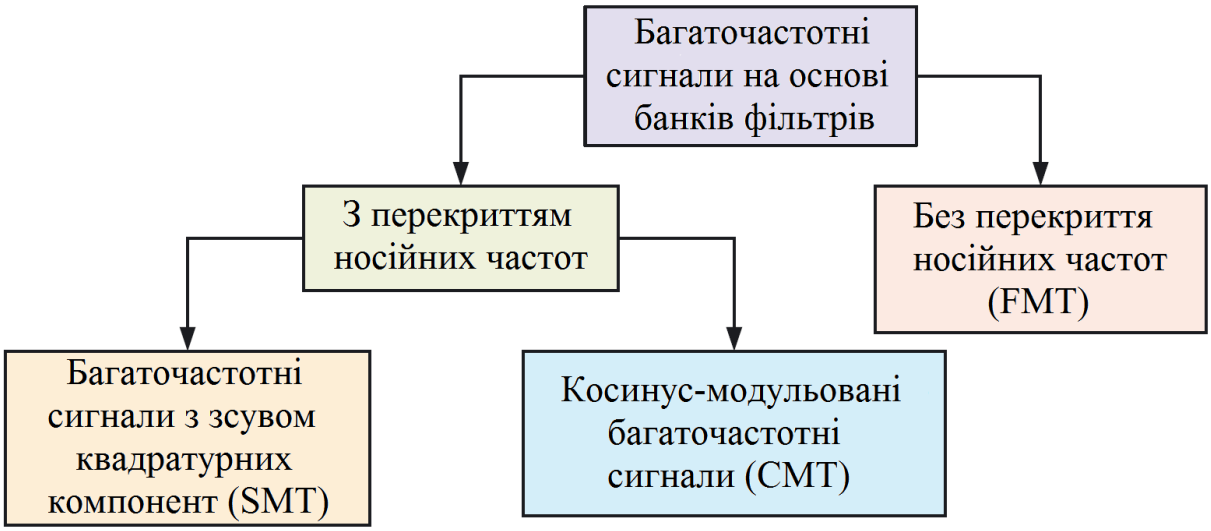


Рисунок 5.5 – Класифікація сигналів,
які синтезуються за допомогою банків фільтрів

5.3. Згладжені багаточастотні сигнали (FMT).

Ключовою особливістю згладжених багаточастотних сигналів є збільшений порівняно з OFDM, SMT і CMT частотний крок між сусідніми носійними. Це, з одного боку, призводить до зменшення швидкості передачі у відведеній смузі частот, а з іншого боку, дозволяє застосовувати формуючі фільтри з малим рівнем бічних пелюсток АЧХ, знижуючи тим самим рівень позасмугового випромінювання. Таким чином, коефіцієнт інтерполяції L формуючого фільтра-інтерполятора виявляється більшим кількості носійних N, причому різниця між ними зазвичай визначається коефіцієнтом розширення $\alpha = L/N - 1$. На рис. 5.6. представлено спектральну маску FMT, яка наочно демонструє відмінні особливості цього класу сигналів.

5.4. Багаточастотні сигнали зі зсувом квадратурних компонент.

Вперше мультиплексування SMT було запропоновано в роботі [14], де було показано, що використання формуючого фільтра Найквіста з симетричною імпульсною характеристикою за наявності зміщення на половину тактового інтервалу між квадратурними компонентами QAM символів дозволяє

досягти максимально щільного розташування носійних без міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Крім того, виявилося, що за рахунок застосування формуючих фільтрів з малим частотно-часовим розсіюванням можна відмовитися від циклічного префіксу в багатопроменевих каналах. Блок-схему приймача-передавача SMT представлено на рис. 5.7.

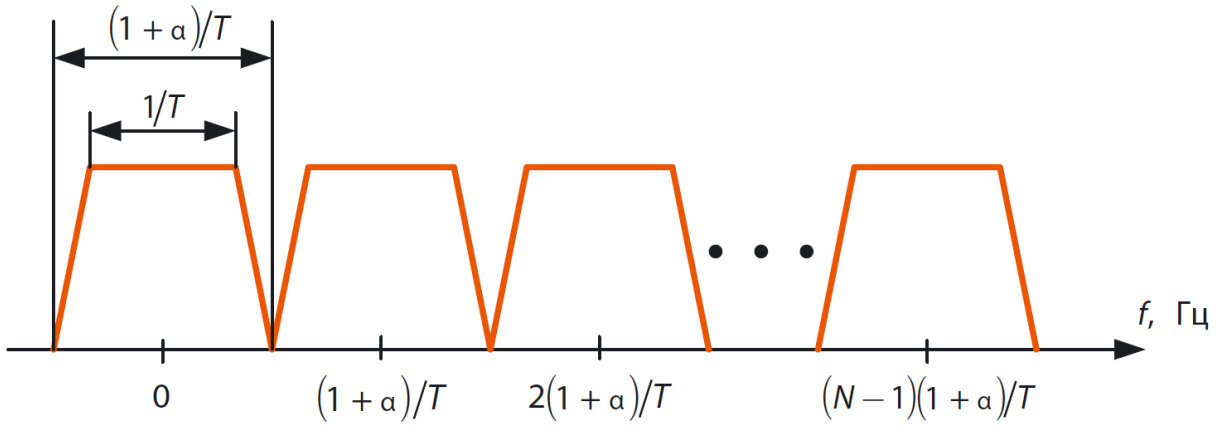


Рисунок 5.6 – Спектральна маска FMT сигналу

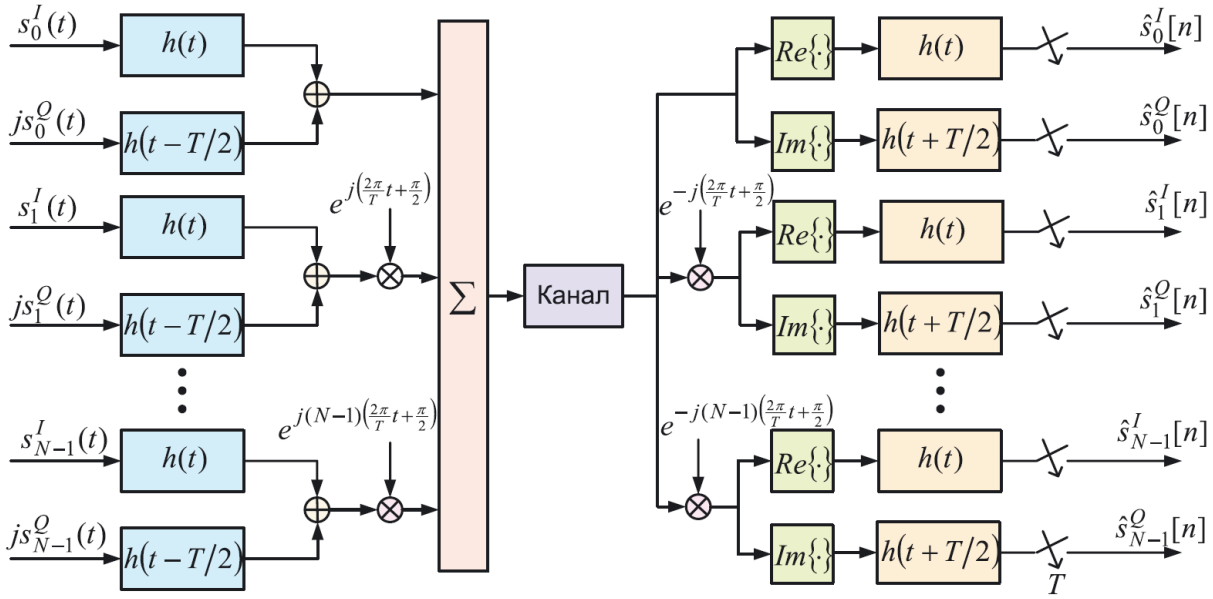


Рисунок 5.7 – Блок-схема приймача-передавача SMT

Безперервний сигнал SMT можна записати у вигляді:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[s_k^I(t) h(t - nT) + j s_k^Q(t) h\left(t - \frac{T}{2} - nT\right) \right] e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)}, \quad (5.2)$$

де $s_k^I(t)$ $s_k^Q(t)$ – синфазні та квадратурні відліки QAM символів, що передаються на -й носійній, $h[t]$ – імпульсна характеристика формуючого фільтру. Зміщення квадратурних компонент інформаційних символів на половину тактового інтервалу виконується шляхом затримки на $T/2$.

Основним недоліком практичної реалізації даної схеми є в десятки разів більші порівняно з OFDM обчислювальні витрати.

5.5. Косинус-модульовані багаточастотні сигнали.

На початку XXI століття в роботі [15] було представлено систему, що передає паралельний потік імпульсів з амплітудною модуляцією (PAM) у мінімально можливій смузі частот з використанням банку фільтрів (рис. 5.8).

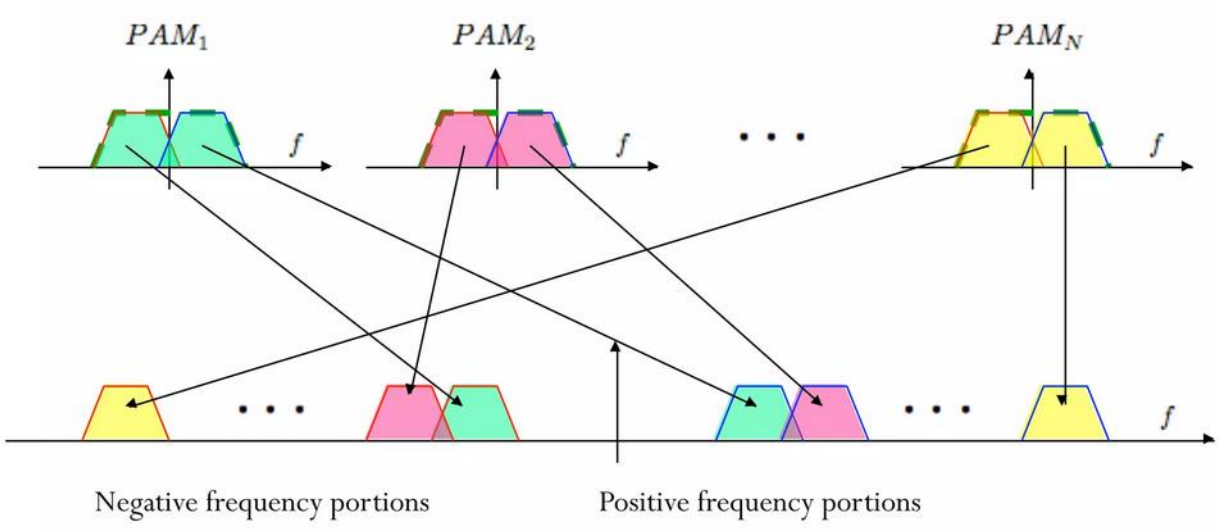


Рисунок 5.8 – Алгоритм формування CMT символів

У статті [16] автори запропонували використовувати вейвлет-функції для поділу сусідніх каналів. При цьому на носіних, зміщених одна від одної на $1/2T$, передавалися дійсні символи. Крім того, для збільшення спектрального ущільнення даних у роботі [17] було запропоновано метод рознесення спектральних компонент OFDM сигналу з удвічі меншим частотним зсувом. В основі цього способу лежить той факт, що дійсна частина коефіцієнта кореляції двох гармонійних складових дорівнює нулю при кратності частотного

рознесення величини на $1/2T$. Слід зазначити, що уявна компонента не має такої ж властивості, що унеможливлює передачу комплексних відліків у такій системі. Пізніше авторами [18] було зроблено узагальнення аналізованих СМТ систем, які можуть формувати сигнали з удвічі більшим порівняно з OFDM частотним ущільненням.

Розглянемо процедуру синтезу СМТ сигналу. На вхід формувача косинус-модульованих багатоточастотних сигналів надходить високошвидкісний потік PAM імпульсів, який розбивається на множину низькошвидкісних каналів відповідно до їх кількості у банку фільтрів. Далі в кожному каналі виконується процедура фільтрації та перенесення спектра сигналу на носійну частоту. Через те, що всі модульовані символи є дійсними, частотний крок між носій ними виявляється в 2 рази меншим порівняно з OFDM і SMT, однак через передачу лише дійсних компонент спектральна ефективність систем СМТ і SMT виявляється однаковою.

Систему аналізу / синтезу СМТ сигналів представлено на рис. 5.9.

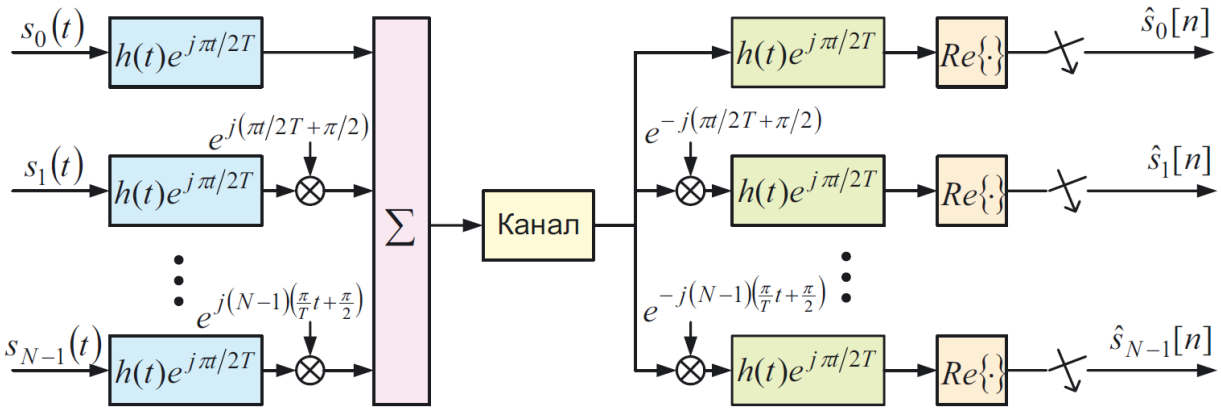


Рисунок 5.9 – Блок-схема приймача-передавача СМТ

Ключова роль у представленій схемі відводиться формуючому фільтру, який дозволить уникнути MCI і ICI завдяки виконанню наступного ряду вимог:

1. Відсутність MCI досягається за рахунок застосування формуючого фільтру Найквіста, імпульсна характеристика якого перетинається з віссю абсцис у точках $2nT$, де n – ціле. У частотній області це еквівалентно рівності

$$\sum_{k=\infty}^{\infty} \left| H\left(f - \frac{k}{2T}\right) \right|^2 = 1. \quad (5.3)$$

2. Компенсація ICI здійснюється завдяки додатковому фазовому зсуву між сусідніми носійними на величину $\pi/2$.

3. Ширина АЧХ формуючого фільтра повинна бути обмежена і не повинна виходити за межі суміжних носійних.

6 КОМПАРАТИВНИЙ АНАЛІЗ ДОСЛІДНИХ МЕТОДІВ ФОРМУВАННЯ БАГАТОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

Дослідження проводились в системі моделювання Matlab. Код програм було взято з web-ресурсу https://www.mathworks.com та модифіковано до потреб проведених експериментів.

Алгоритм проведених досліджень.

1. Згенерувати інформаційний сигнал – випадкову двійкову послідовність.

2. Перетворити символи згенерованої послідовності на QAM-16 символи тривалістю 12.8 мкс для OFDM. Оскільки в OFDM використовується циклічний префікс – 25 % тривалості OFDM сигналу, який не переносить інформації і служить для боротьби з міжсимвольною інтерференцією, то для SEFDM, CMT і SMT тривалість QAM-16 символів дорівнювала 12.8·1.25=16 мкс. В такому разі кількість передаваних двійкових символів для усіх чотирьох методів формування багаточастотних сигналів є рівною.

3. Розрахувати спектри потужності дослідних сигналів. Кількість носійних частот було обрано 256. Ширина смуги однієї носійної для OFDM становила 1/12.8=78.125 кГц. При цьому для передачі використовувалося тільки 200 носійних, інші 56 використовувалися як захисний інтервал – по 28 з кожного боку. Ширина спектру для 200 носійних становила 15.625 МГц, ширина захисного інтервалу з кожного боку становила 2.1875 МГц. Загальна ширина спектру сигналу склала 20 МГц. Для методів CMT, SMT і SEFDM захисний інтервал може бути набагато меншим або взагалі не використовуватися. Але для проведення порівняльного аналізу було прийнято рішення алгоритм формування спектру не міняти: 200 смуг по 1/16=62.5 кГц, тобто 12.5 МГц, та 2 захисних інтервали по 28/16=1.75 МГц. Отже, загальна ширина спектру сигналу для CMT, SMT і SEFDM склала 16 МГц.

4. Виконати пункти 1-3 100 разів. В результаті отримати усереднені спектри потужності OFDM, CMT, SMT та SEFDM сигналів.

6.1. Спектральні характеристики OFDM, CMT, SMT та SEFDM сигналів.

На рис. 6.1 зображено усереднений спектр сигналу з OFDM. Значення займаної смуги частот, обчисленої рівнем -35 дБ, становить 20.9 МГц. На рис. 6.2 зображено усереднений спектр сигналу з SMT. Значення займаної смуги частот, обчисленої рівнем -35 дБ, становить 17.2 МГц. На рис. 6.3 зображено усереднений спектр сигналу з CMT. Значення займаної смуги частот, обчисленої рівнем -35 дБ, становить 16.3 МГц. На рис. 6.4 зображено усереднений спектр сигналу з SEFDM. Значення займаної смуги частот, обчисленої рівнем -35 дБ, становить 15.9 МГц. Нарис. 6.5 для більшої наочності наведено усереднені спектри сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM.

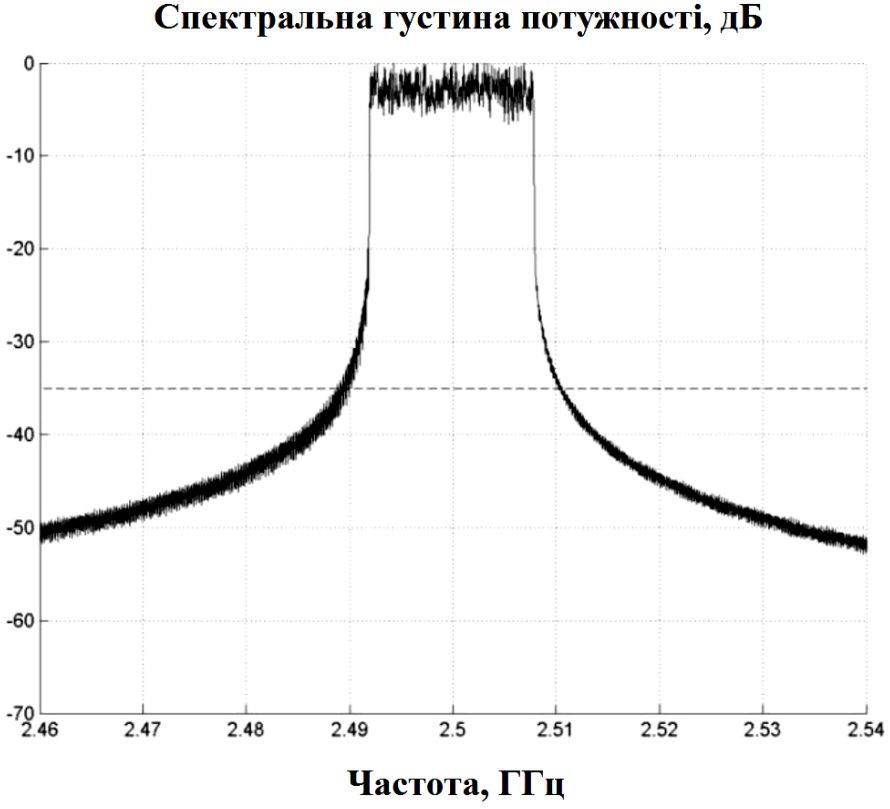


Рисунок 6.1 – Спектр потужності сигналів з OFDM

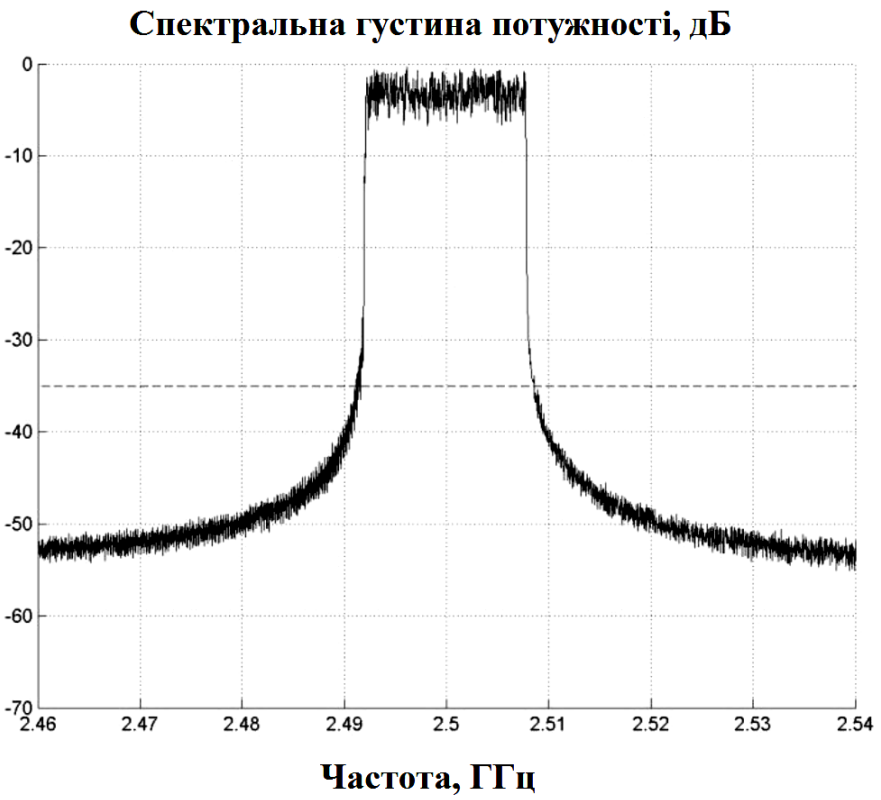


Рисунок 6.2 – Спектр потужності сигналів з SMT

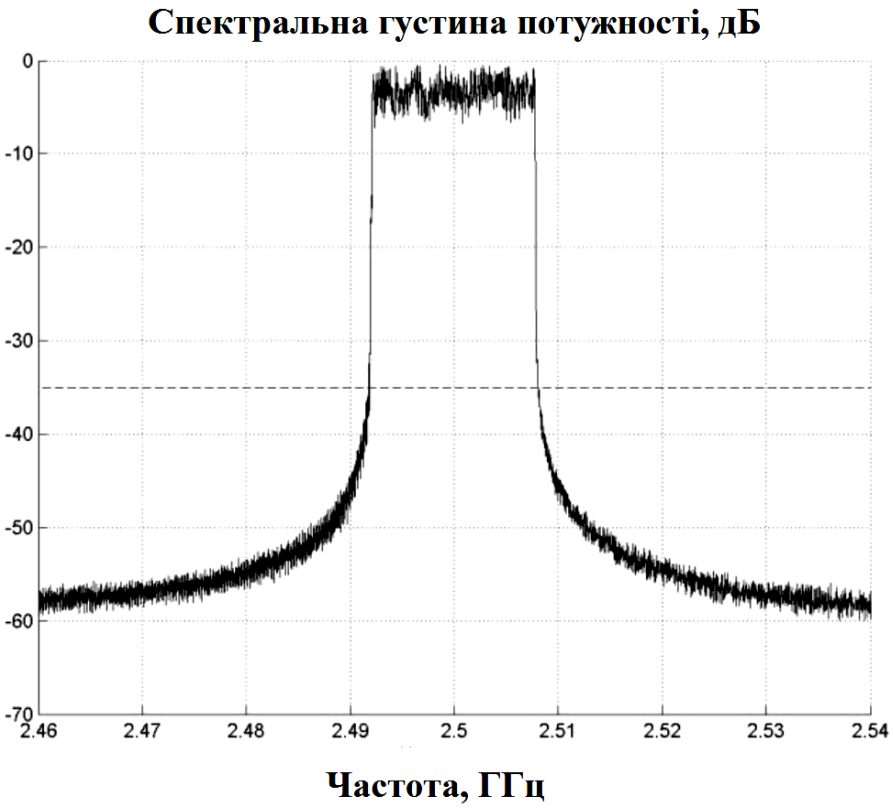


Рисунок 6.3 – Спектр потужності сигналів з CMT

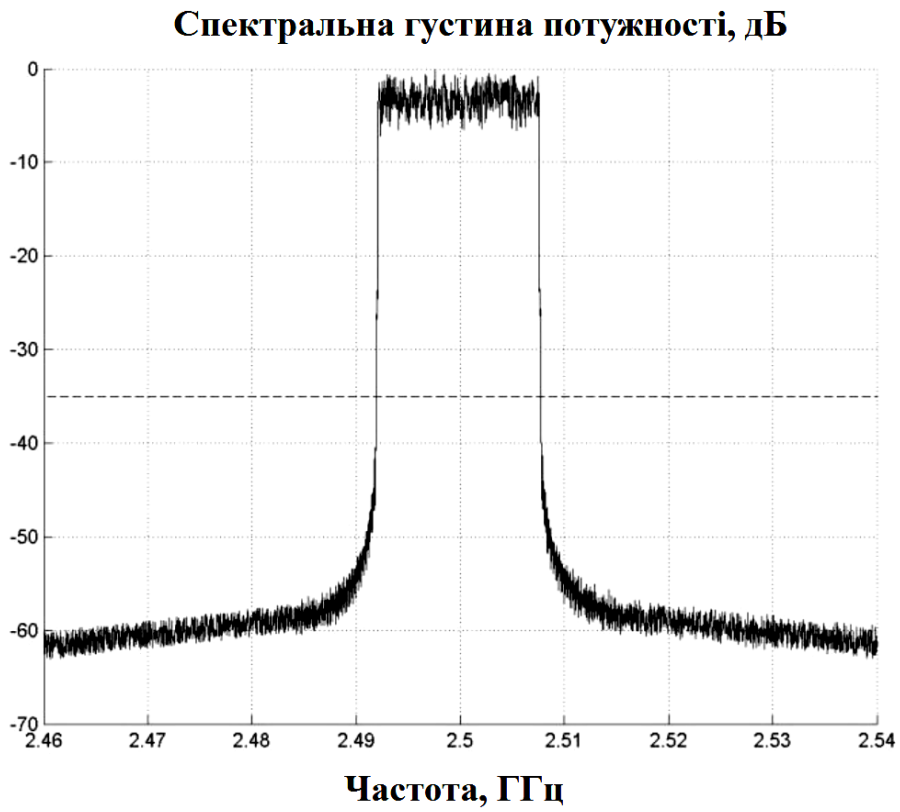


Рисунок 6.4 – Спектр потужності сигналів з SEFDM

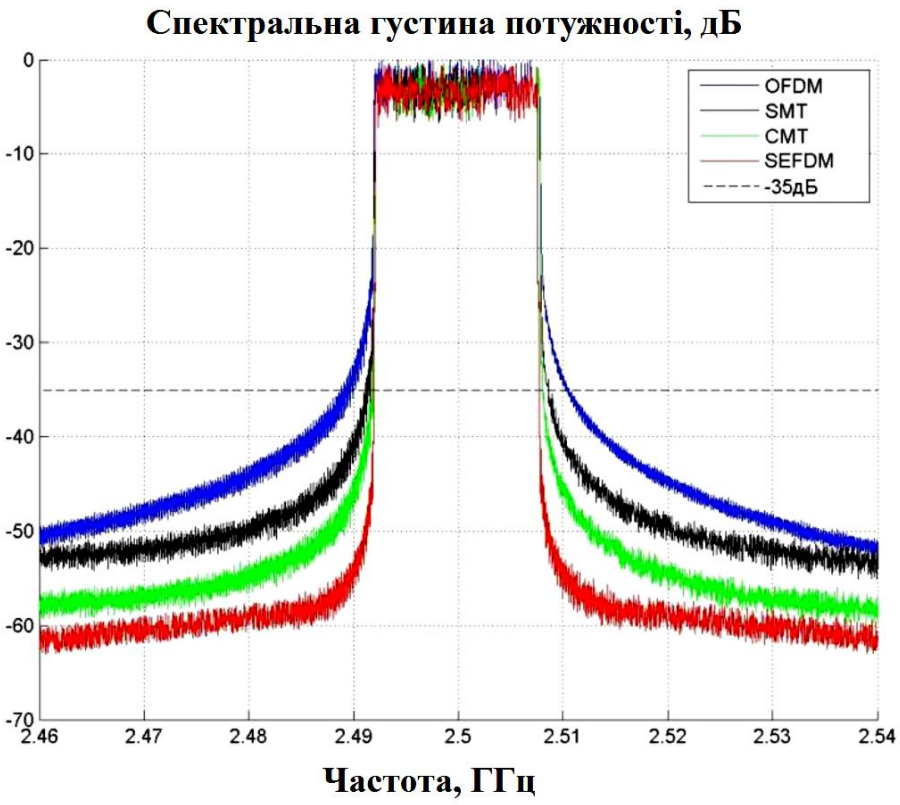


Рисунок 6.5 – Спектри потужності сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM

Як видно з рис. 6.1 – 6.5, всі сигнали мають різний рівень бічних пелюсток, а разом з тим і ширину займаного спектру за рівнем -35дБ.

1. У сигналів з OFDM високий рівень бічних пелюсток обумовлений прямокутними формуючими імпульсами в часовій області, що призводить до «розповзання» спектру по частоті.

2. У сигналів з SMT рівень позасмугових випромінювань значно менший за OFDM завдяки використанню формуючої функції, яка задовольняє межі Найквіста.

3. Сигналам з CMT вдається забезпечити низький рівень бічних пелюсток за рахунок використання формуючої функції типу «припіднятий косинус» яка дозволяє досягти кращих результатів, ніж сигнали з OFDM і SMT.

4. Найвища швидкість спадання рівня позасмугових випромінювань спостерігається у сигналів з SEFDM, завдяки використанню ефективної формуючої функції і збільшеної тривалості передачі символів на носійних частотах.

Для оцінки спектральної ефективності γ використаємо наступний вираз:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta F}, \qquad (X.1)$$

де: R – швидкість передачі символів; ΔF – ширина смуги частот, займана сигналом. У разі при $T_c = 12.8$ мкс $R = 62.5$ Мбіт/с (з них корисна швидкість 53.1 Мбіт/с) та у разі $T_c = 16$ мкс швидкість становить $R = 50$ Мбіт/с.

В табл. 6.1 наведено показники спектральної ефективності сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM. Тут у якості відправної точки обрано максимально можливу за Шеноном спектральну ефективність 4 біт/с/Гц для ширина смуги 15.625МГц.

Як можна побачити з аналізу табл. 6.1, у сигналів з OFDM спектральна ефективність становить 57 % відсотків від потенційно-можливої і 75% якщо не використовувати циклічний префікс, що можливо тільки в системах з ка-

налом з нульовим рівнем завад. У сигналів з CMT, SMT та SEFDM спектральна ефективність у відсотковому співвідношенні від максимальної лежить у діапазоні 73 – 79 %. Крім того – при використанні даних сигналів циклічний префікс не потрібен. Спектральна ефективність сигналу з SEFDM становить 79 % або 3.14 біт/с/Гц, що ефективніше за OFDM на 0.88 біт/с/Гц при цьому різниця між SMT і SEFDM склала 0.23 біт/с/Гц.

Таблиця 6.1 – Спектральна ефективність сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM

Сигнал	Ширина смуги частота за рівнем -35 дБ	Спектральна ефективність біт/с/Гц	Спектральна ефективність %
OFDM	20.7	2.26	57
OFDM без циклічного префікса	20.7	3.02	75
SMT	17.2	2.91	73
CMT	16.3	3.07	77
SEFDM	15.9	3.14	79

Дані з табл. 6.1 свідчать, що сигнали з OFDM не ефективно використовую радіочастотний спектр, який у даний мамонт є дефіцитним і його неефективне використання стримує розвиток радіотехнологій. Перспективні сигнали CMT, SMT і SEFDM ефективніше використовують радіочастотний спектр, отже саме вони мають застосовуватись у системах радіозв'язку нового покоління.

6.2 Спектральні характеристики OFDM, CMT, SMT та SEFDM сигналів у випадку ширини спектру 20МГц.

Другом кроком досліджень була оцінка спектральної ефективності сигналів, метою якої було з'ясувати, скільки різних носійних можна передати в смузі 20 МГц та рівнем бічних пелюсток (БП) -35дБ. Результати представлені на рис. 6.6 і табл. 6.2 Як можна бачити, ширина спектру CMT, SMT і SEFDM сигналів більше, ніж з OFDM.

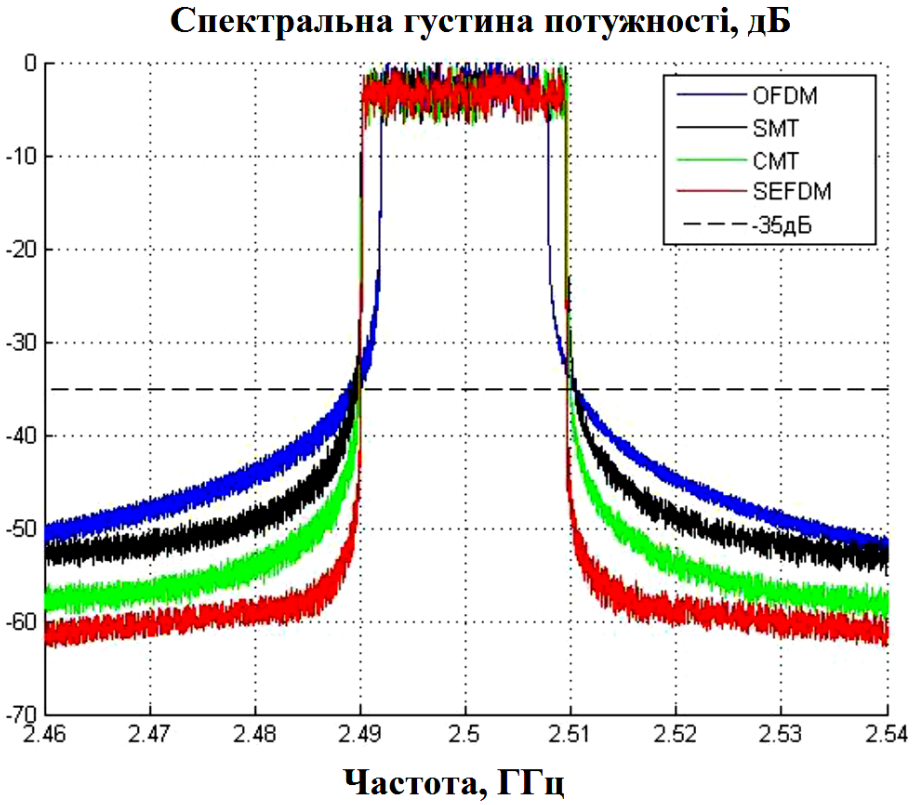


Рисунок 6.6 – Спектральна ефективність сигналів с OFDM, CMT, SMT та SEFDM у випадку ширини спектру 20МГц

Ширина однієї носійної становить 78.125 кГц, отже, у випадку ідеальної реалізації (рівень бічних пелюсток на межах спектру сигналу менше -35дБ) в спектрі шириною 20 МГц може поміститися 256 носійних. В OFDM задіяти таку кількість носійних не можна через високий рівень БП, тому частина їх відводиться під захисні інтервали. Перспективні сигнали з CMT, SMT і SEFDM завдяки своїм властивостям можуть використовувати менше носійних відведених під захисні інтервали або не використовувати зо-

всім.

Як видно з табл. 6.2, сигнали с OFDM у спектрі шириною 20 МГц здатні передавати тільки 194 носійних, тоді як сигнали з SEFDM передають 248 носійних, тобто практично наближаються до максимальної можливої величини.

Для сигналів з SEFDM це можливо завдяки тому, що використовуються дуже ефективні формуючі імпульси і на 25 % збільшена тривалість передачі одного символу відносно OFDM сигналів.

Таблиця 4.2 – Спектральна ефективність сигналів с OFDM, CMT, SMT та SEFDM з шириною спектру 20МГц

Сигнал	Кількість носійних	Спектральна ефективність біт/с/Гц	Спектральна ефективність %
OFDM	194	2.26	57
OFDM без циклічного префікса	194	3.02	75
SMT	232	2.91	73
CMT	240	3.07	77
SEFDM	248	3.14	79

Порівнюючи табл. 6.1 та 6.2 видно, що спектральна ефективність не змінилася, що підтверджує правильність розрахунків.

6.3 Спектральні характеристики сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM у випадку провалів у спектрі.

На третьому кроці було проведено дослідження ефективності формування порожніх смуг в спектрі сигналу. Дані спектральні смуги використовуються в інтелектуальних мережах з динамічним управлінням спектром (системах когнітивного радіо) для неліцензованого використання ліцензованого радіоспектру, тобто для забезпечення віщання іншої станції поруч з основною в одній смузі частот. В дослідженні «обнулювались» 40 носійних в центрі спектру.

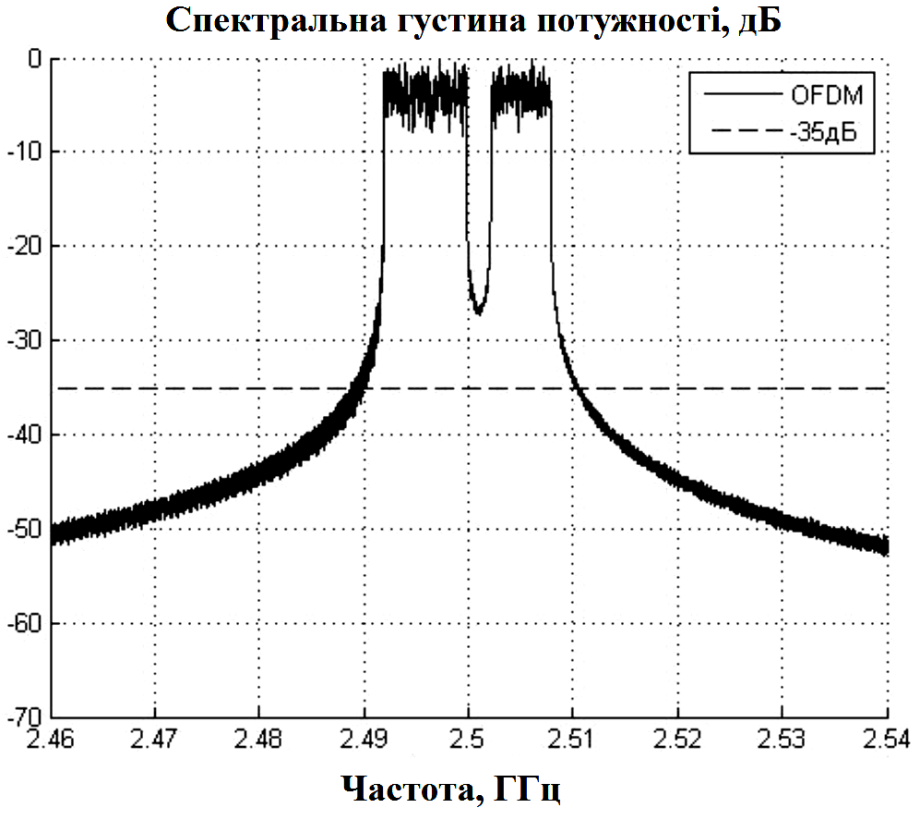


Рисунок 6.7 – Спектр потужності сигналів з OFDM при «обнулінні» 40 носійних

Як можна побачити з рис. 6.7, при «обнулінні» 40 носійних у OFDM сигналу не виходить сформувати порожню область – починаючи з рівня -26 дБ дана смуга частот повністю перекрита бічними пелюстками інших носійних, тобто вимога до рівня інтерференційних завад в заданій смузі частот -35дБ не виконується.

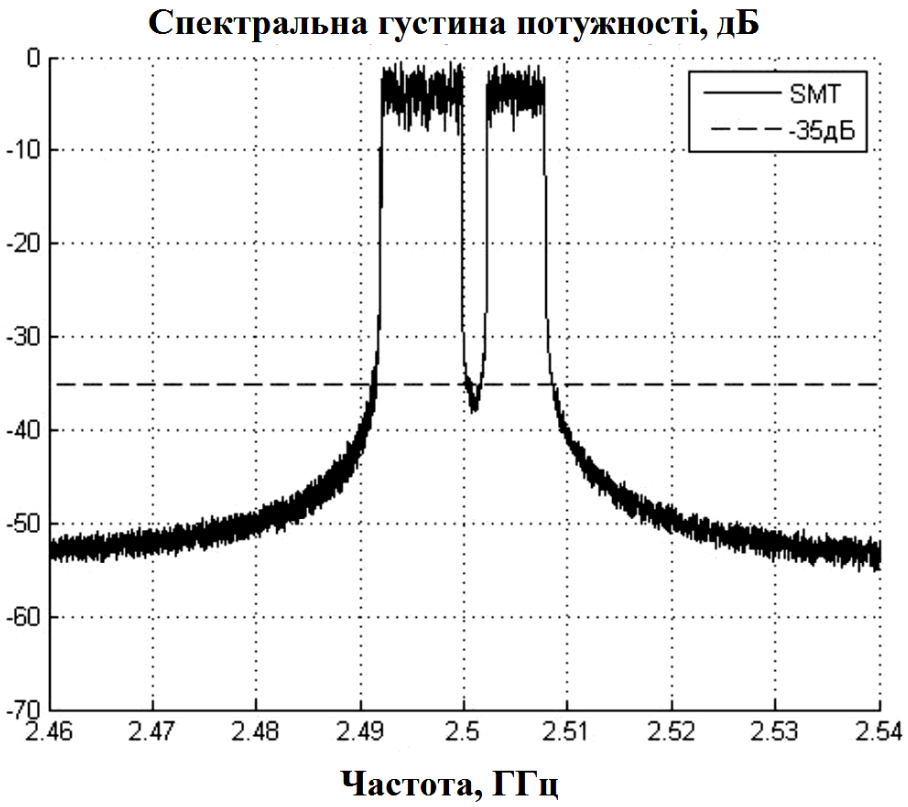


Рисунок 6.8 – Спектр потужності сигналів с SMT при обнулінні 40 носійних

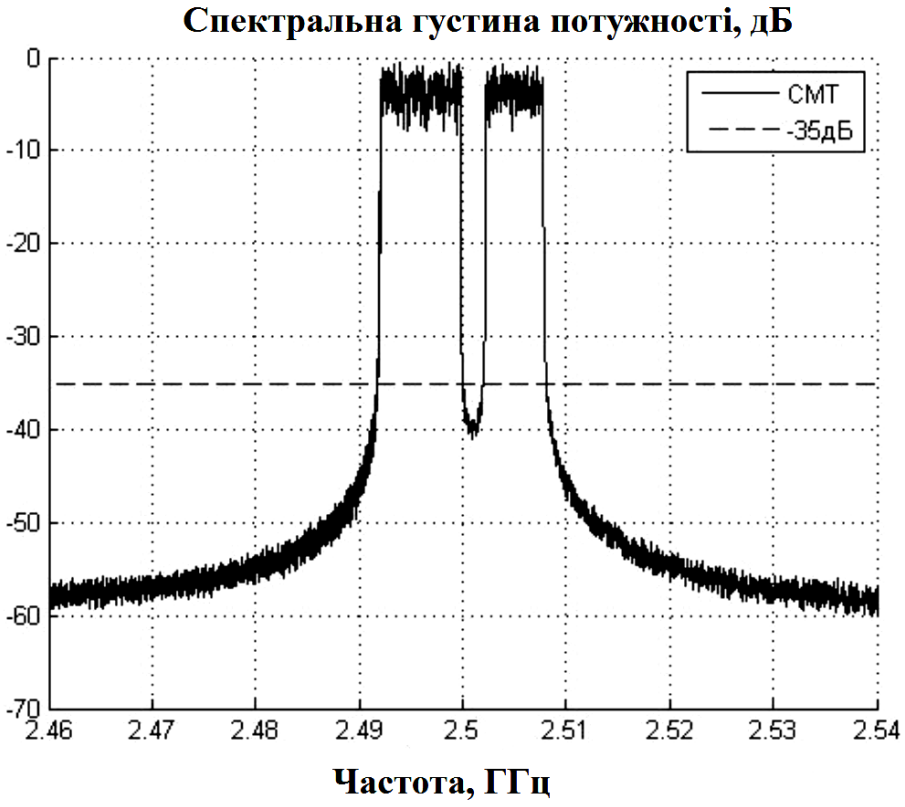


Рисунок 6.9 – Спектр потужності сигналів с CMT при обнулінні 40 носійних

З рис. 6.8 видно, що при «обнулінні» 40 носійних сигналу з SMT можна отримати порожню область з ослаблення більш ніж -35дБ. Однак сформована порожня область знаходиться фактично на тому самому рівні з необхідними вимогами, що не дає запасу на варіацію інтерференційних шумів у каналі.

При використанні сигналу з CMT вдалось сформувати порожню область у спектрі з ослабленням більше -35 дБ. Також з рис. 6.9 можна побачити, що область сформовано з запасом -5 дБ, інтерференційні завади починаються з рівня -40дБ, що є досить прийнятним показником.

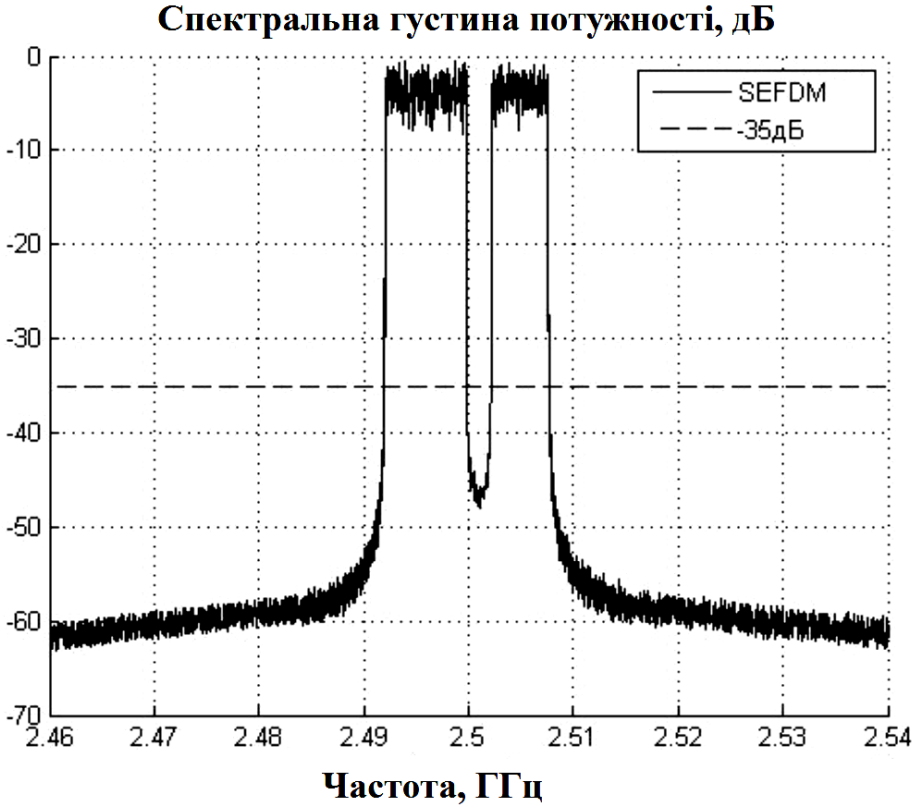


Рисунок 6.10 – Спектр потужності сигналів с SEFDM
при обнулінні 40 носійних

При використанні сигналу з SEFDM також вдалось сформувати порожню область у спектрі з ослабленням більше -35 дБ. З рис. 6.10 можна побачити, що область сформовано з запасом -13 дБ, інтерференційні завади починаються з рівня -40дБ, що є досить прийнятним показником.

На рис. 6.11 зображено спектри усіх дослідних сигналів.

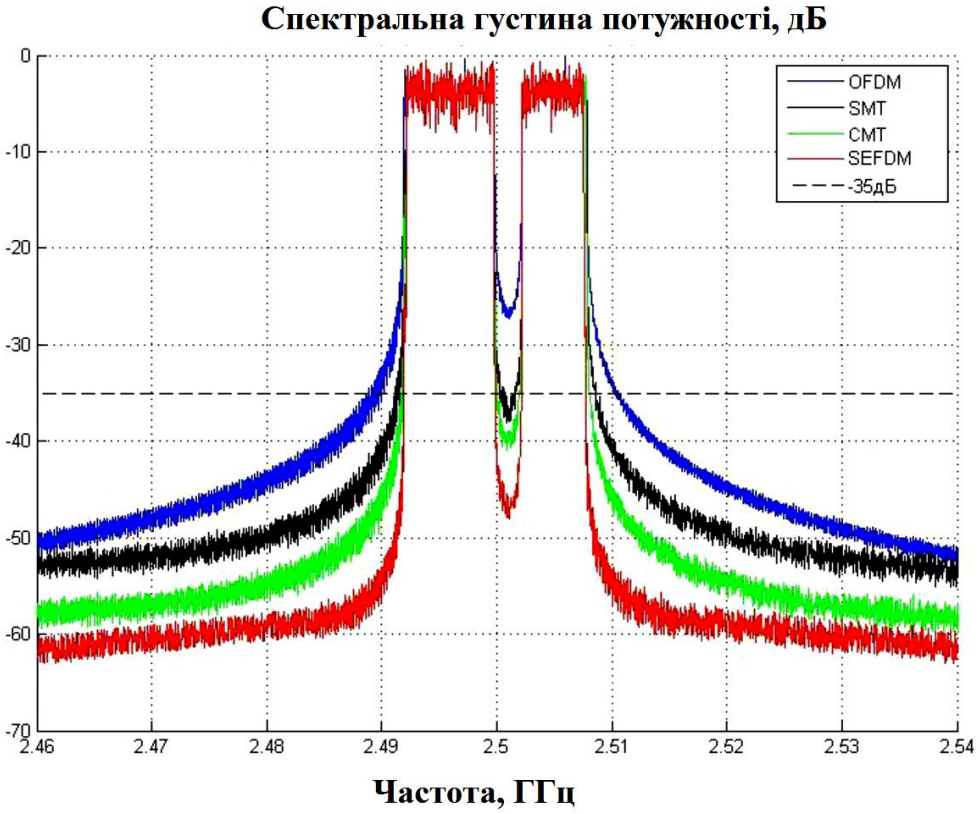


Рисунок 6.11 – Спектри потужності сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM при «обнулінні» 40 носійних

Отримані дані дозволяють зробити висновок, що сигнал з SEFDM, найкраще справляється з формуванням порожньої області в спектрі, оскільки рівень інтерференційних завад у сформованій порожній області найнижчий. Це обумовлено тим, що швидкість спаду БП у SEFDM сигналу найвища, а у OFDM сигналу, навпаки, швидкість спаду БП низька і тому він показав незадовільні результати, так і не зумівши сформувати порожню область у спектрі з рівнем інтерференційних завад менше ніж заданий поріг у 35дБ.

При використанні сигналів з SMT та CMT можна отримати порожню область з послабленням більш ніж -35дБ. Однак у випадку SMT сформована порожня область ледве підходить під необхідні вимоги, і при несприятливих факторах прийому / передачі може не давати потрібного послаблення. В цей же час сигнал с CMT має запас у 13 дБ і може бути рекомендований (як і SEFDM) для формування вузьких порожніх областей у спектрі сигналу.

6.4 Спектральні характеристики сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM при формуванні мінімально можливої порожньої області у спектрі сигналу.

Ефективність використання спектру в системах когнітивного радіо безпосередньо залежить від можливості сигналів формувати спектральну маску з необхідними параметрами. Чим більше схожість заданої маски з отриманим спектром, тим ефективніше використовуватиметься частотний ресурс. Поширеною задачею є потреба сформувати вузьку порожню область з заданим рівнем послабленням позасмугових завад, що дорівнює смузі 1-5 носійних. Але через особливості формування сигналу мінімальна область, що формується, у всіх сигналів різна, і чим вона більша, тим не ефективніше використовується частотний ресурс.

Було досліджено яку мінімальну кількість носійних необхідно «обнулити» для того, щоб сформувати порожню область у спектрі сигналу з рівнем інтерференційних завад не менш -35 дБ. Для кожного сигналу кількість носійних, що «обтулюються», знаходиласья експериментальним шляхом. Частотний крок становив 78.125 кГц, оскільки він дорівнює кроку між носійними. Необхідно відзначити, що рівень -35дБ є визначальним при аналізі властивостей сигналу і задається відповідними стандартами сімейства IEEE 802.11 [19].

Як мождна бачити з рис. 6.12, для формування порожньої області сигналу з OFDM необхідно «обнулити» 84 носійних, що становить 42 % від усіх носійних, що використовуються для передачі даних. При цьому ширина корисного сигналу за рівнем -35дБ дорівнює 17.2 МГц, ширина порожнього інтервалу 3.5 МГц, спектральна ефективність становить 1.79 біт/с/Гц.

При «обнулінні» 42 носійних з SMT, що становить 21% від всіх носійних, використовуваних для передачі, ширина корисного сигналу за рівнем -35дБ становить 14.6 МГц, ширина порожнього інтервалу 2.6 МГц, спектральна ефективність становить 2.71 біт/с/Гц. Спектр сигналу представлено на рис. 6.13.

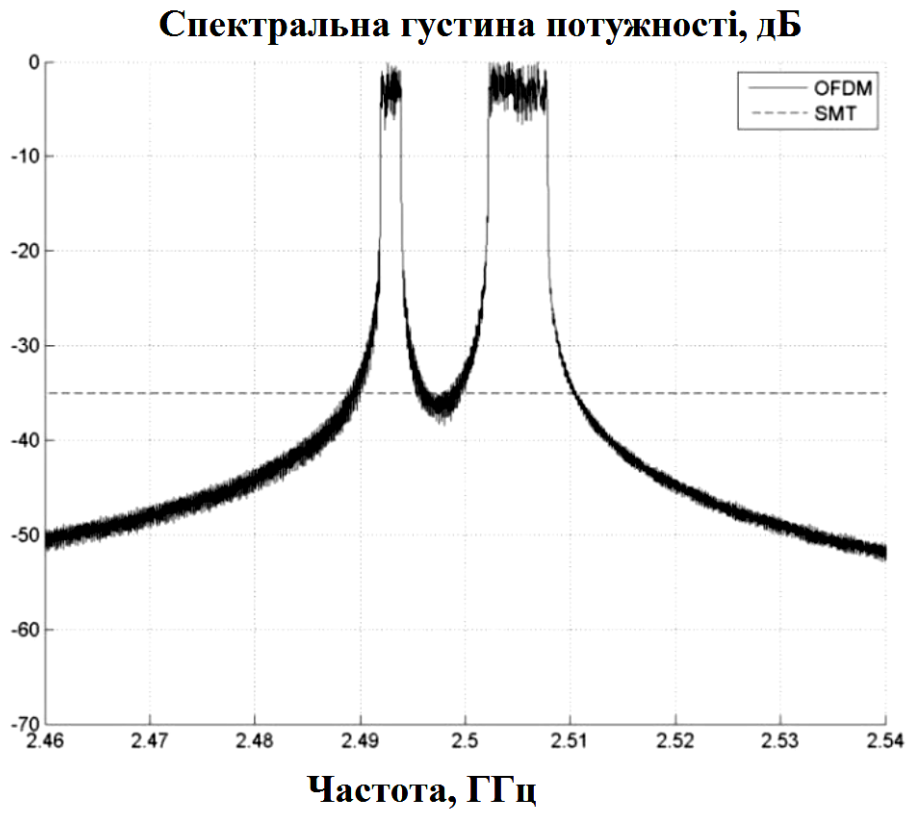


Рисунок 6.12 – Спектр потужності сигналу з OFDM при «обнулінні» 84 носійних

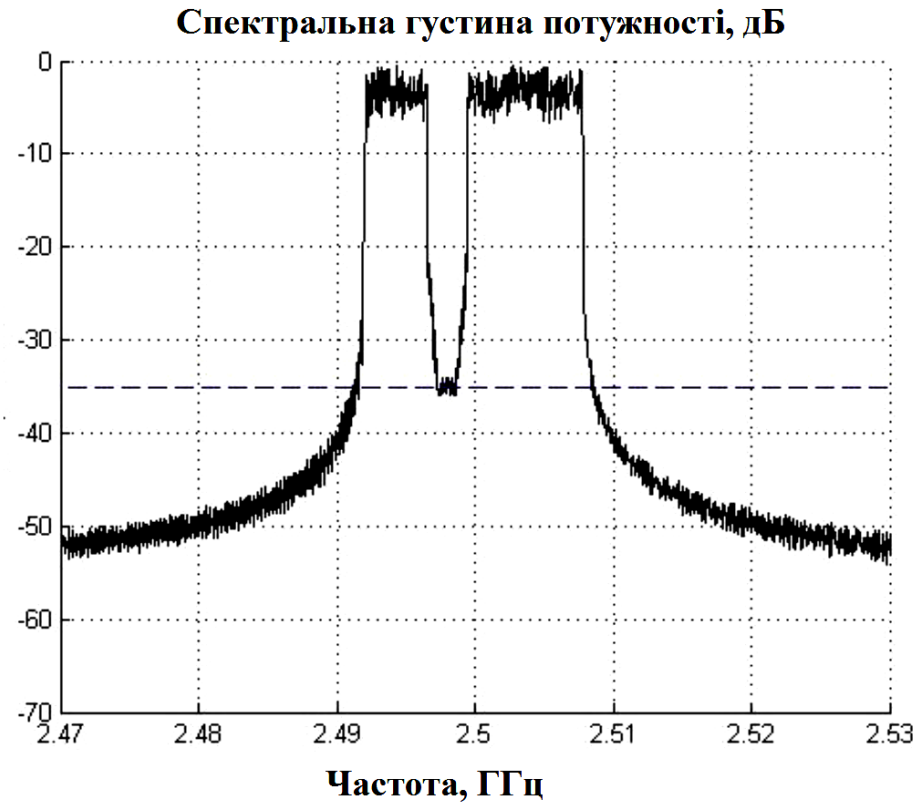


Рисунок 6.13 – Спектр потужності сигналу з SMT при «обнулінні» 42 носійних

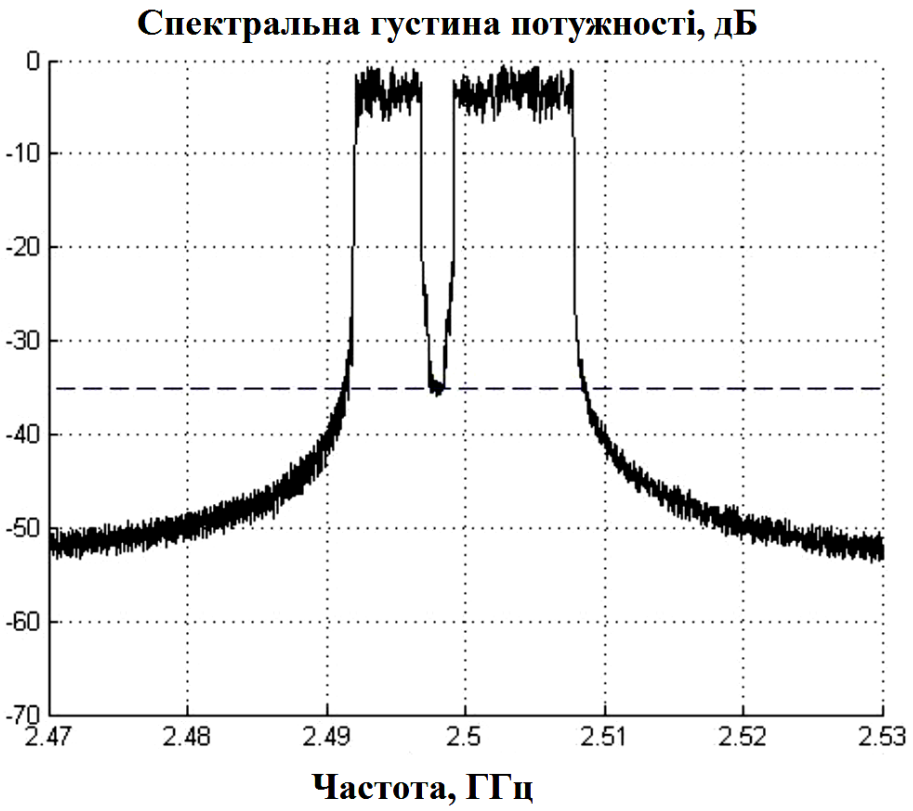


Рисунок 6.14 – Спектр потужності сигналу з СМТ при «обнулінні» 34 носійних

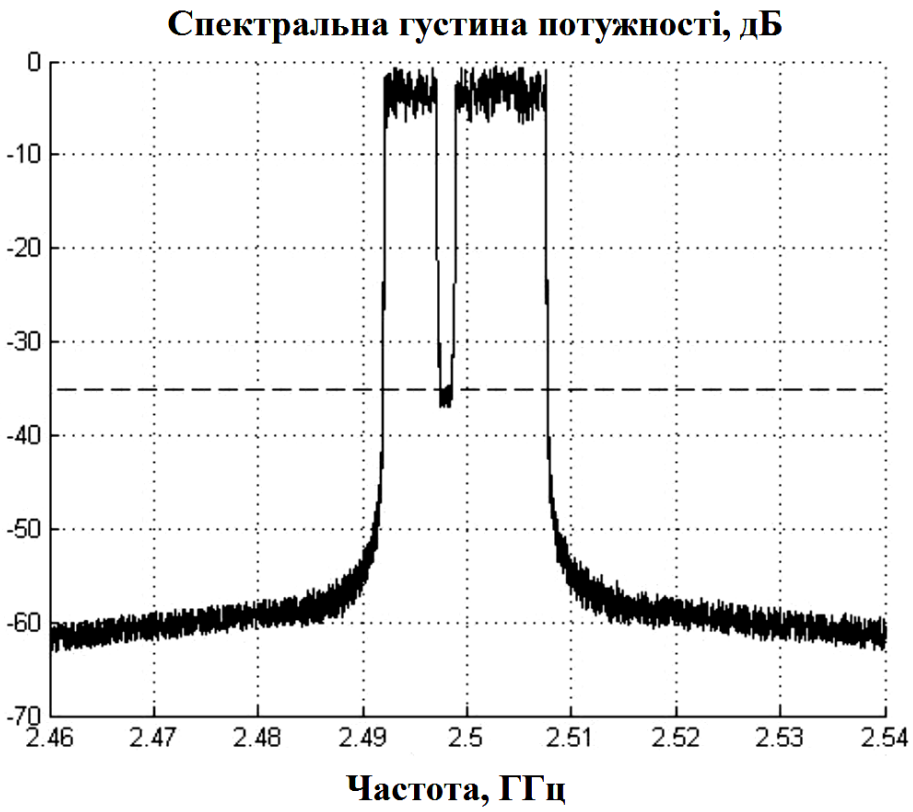


Рисунок 6.15 – Спектр потужності сигналу з SEFDM при «обнулінні» 19 носійних

При «обнулінні» 34 носійних з CMT, що становить 17 % від всіх носійних, використовуваних для передачі, ширина корисного сигналу за рівнем -35дБ становить 14.3 МГц, ширина порожнього інтервалу 2 МГц, спектральна ефективність становить 2.90 біт/с/Гц. Спектр представлено на рис. 6.14.

При «обнулінні» 19 носійних з SEFDM, що складає 9.5% від усіх носійних, використовуваних для передачі, ширина корисного сигналу на рівні -35дБ становить 14.9 МГц, ширина порожнього інтервалу 1.1 МГц, спектральна ефективність становить 3.06 біт/с/Гц. Спектр представлено на рис. 6.15.

Для більшої наочності і порівняння спектрів на рис. 6.16 представлено сигнали с OFDM, CMT, SMT і SEFDM з мінімальною кількістю «обнулених» носійних для забезпеченя порожньої області з послабленням не менш -35дБ.

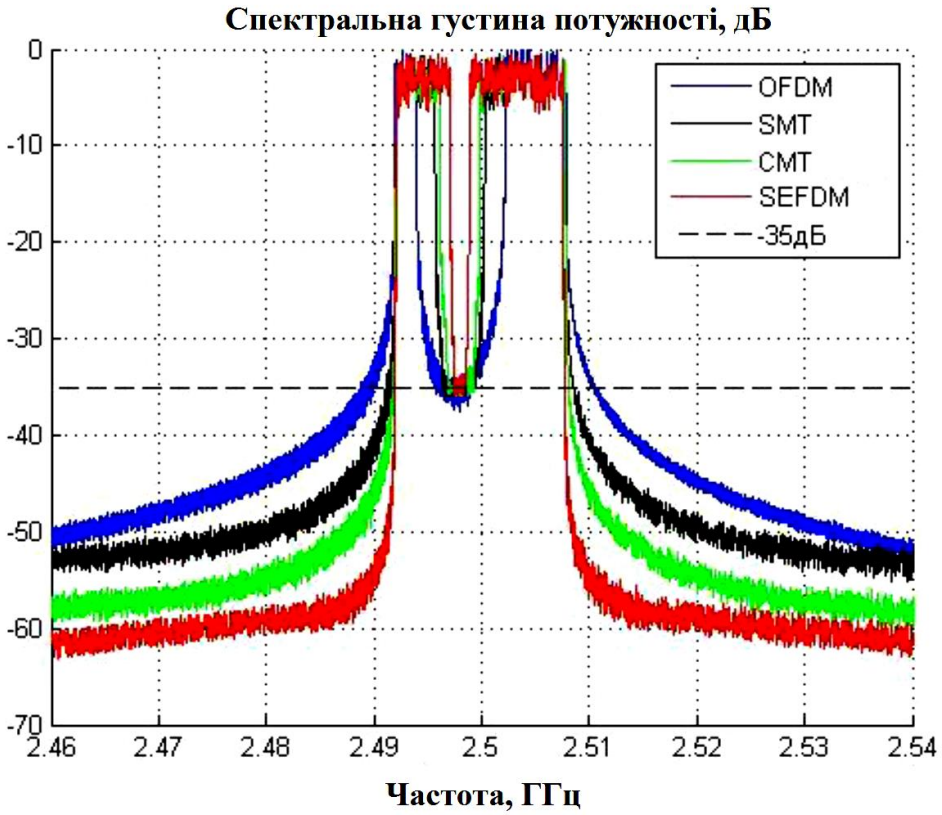


Рисунок 6.16 – Спектри потужності сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM при «обнулінні» мінімально можливої кількості носійних

З графіків на рис. 6.16 видно, що сигнали з OFDM, CMT, SMT і SEFDM мають різні мінімально можливі порожні області в спектрі сигналу, в першу чергу це пов'язано з алгоритмами формування сигналів і наскільки сильно в їх спектрах спадають бічні пелюстки. Якщо рівень БП високий, то при спробі сформувати вузьку порожню область в спектрі сигналу бічні пелюстки перекривають її інтерференційними завадами. Як було з'ясовано раніше у сигналів з OFDM найбільші БП, тому для формування порожньої області доведеться «обнулити» більше носійних, ніж у сигналів з CMT, SMT і SEFDM.

Аналіз табл. 6.3 дозволяє зробити наступні висновки. Найкраще з поставленою задачею впорався сигнал з SEFDM, йому знадобилося «обнулити» 19 носійних, CMT і SMT показали себе гірше – 34 і 42 носійних відповідно. Сигнал з OFDM на тлі інших виглядає програшно – йому знадобилося «обнулити» 84 носійних, щоб досягти послаблення інтерференційних завад -35дБ. Найвища спектральна ефективність, при мінімальній кількості обнулених носійних, як і раніше, спостерігається у сигналів з SEFDM, а найгірша – у сигналів OFDM.

Таблиця 6.3 – Харктеристики сигналів с OFDM, CMT, SMT та SEFDM при «обнулінні» мінімально можливої кількості носійних

Характеристика	Сигнал			
	OFDM	SMT	CMT	SEFDM
Кількість «обнулених» носійних	84	42	34	19
Відсоток всіх носійних	42	21	17	10
Ширина займаної смуги частот, МГц	17.2	14.6	14.3	14.9
Ширина порожньої області в спектрі, МГц	3.5	2.6	2	1.1
Спектральна ефективність, біт/с/Гц	1.58	2.71	2.9	3.06
Спектральна ефективність, %	40	68	72	75

При порівнянні сигналів, що використовують усі носійні та сигналів з мінімальною кількістю «обнулених» носійних (табл. 6.3) видно, що спектральна ефективність других є меншою. Дані спектральні втрати обумовлені тим, що спектри сигналів не є прямокутними і БП мають деяку швидкість спаду. При формуванні спектру сигналу дана особливість враховується, і вводяться захисні інтервали. При формуванні мінімально можливої порожньої області в спектрі сигналу доводиться вводити додаткові захисні інтервали для цієї області, отже, смуга частот відведених під захисні інтервали збільшитися вдвічі, а з її збільшенням відповідно зменшується спектральна ефективність.

Таблиця 6.4 – Порівняння спектральної ефективності сигналів, що використовують усі носійні та сигналів з мінімальною кількістю «обнулених» носійних

Характеристика	Сигнал			
	OFDM	SMT	CMT	SEFDM
Випадок використання усіх носійних. Спектральна ефективність, біт/с/Гц	2.26	2.91	3.07	3.14
Випадок використання усіх носійних. Спектральна ефективність, %	57	73	77	79
Випадок використання мінімальної кількості «обнулених» носійних. Спектральна ефективність, біт/с/Гц	1.58	2.71	2.90	3.06
Випадок використання мінімальної кількості «обнулених» носійних. Спектральна ефективність, %	4,	68	73	75
Погіршення спектральної ефективності, %	30.2	7	5.4	2.8

Аналіз табл. 6.4 дозволяє зробити наступні висновки. Спектральна ефективність перспективних сигналів з CMT, SMT і SEFDM знизилася, але не критично – 7 % для SMT, 5.4 % для CMT і 2.8 % для SEFDM. Спектральна ефективність сигналів з OFDM знизилася на 30.2 %. Також слід відмітити, що при формуванні сигналу з мінімальною кількістю «обтулених» носійних сигнали з OFDM використовують спектр ще більш неефективно, ніж при використанні усіх носійних. Спектральна ефективність сигналів з CMT, SMT і SEFDM практично не змінилася, тому ці типи сигнали підходять для формування спектру в системах когнітивного радіо.

6.5. Дослідження завадостійкості сигналів з OFDM, CMT, SMT та SEFDM.

При імітаційному моделюванні в середовищі Matlab розраховувалась завадостійкість прийому сигналів з OFDM, CMT, SMT і SEFDM, як значення ймовірності помилок прийому 10^6 біт інформаційної послідовності. Тип використовуваної модуляції – QAM-16. Сигнал передавався по гаусівському каналу зв’язку у каналі зв'язку змішувався з гауссівським шумом, Результати моделювання наведено рис. 6.17.

Аналіз графіків на рис. 6.17 дозволяє зробити наступні висновки. Найкращу завадостійкість має сигнал з OFDM, ймовірність помилкового прийому 10^{-6} досягається при відношення сигнал/шум 20дБ. Такі показники для OFDM можливі завдяки використанню циклічного префікса, який становить 25% від кількості усіх переданих біт. Завадостійкість сигналів з SEFDM гірша, ніж у сигналів с OFDM на 0.5 дБ. Це модна пояснити наступним чином. З одного боку сигнали з SEFDM генерує ортогональний базис і за рахунок цього їх завадостійкість погіршується. З іншого боку збільшена на 25% відносно сигналів з OFDM тривалість квадратурно-модульованого символу компенсує погіршення і дозволяє сигналу з SEFDM мати ймовірність помилкового прийому 10^{-6} при відношення сигнал/шум 20.5 дБ.

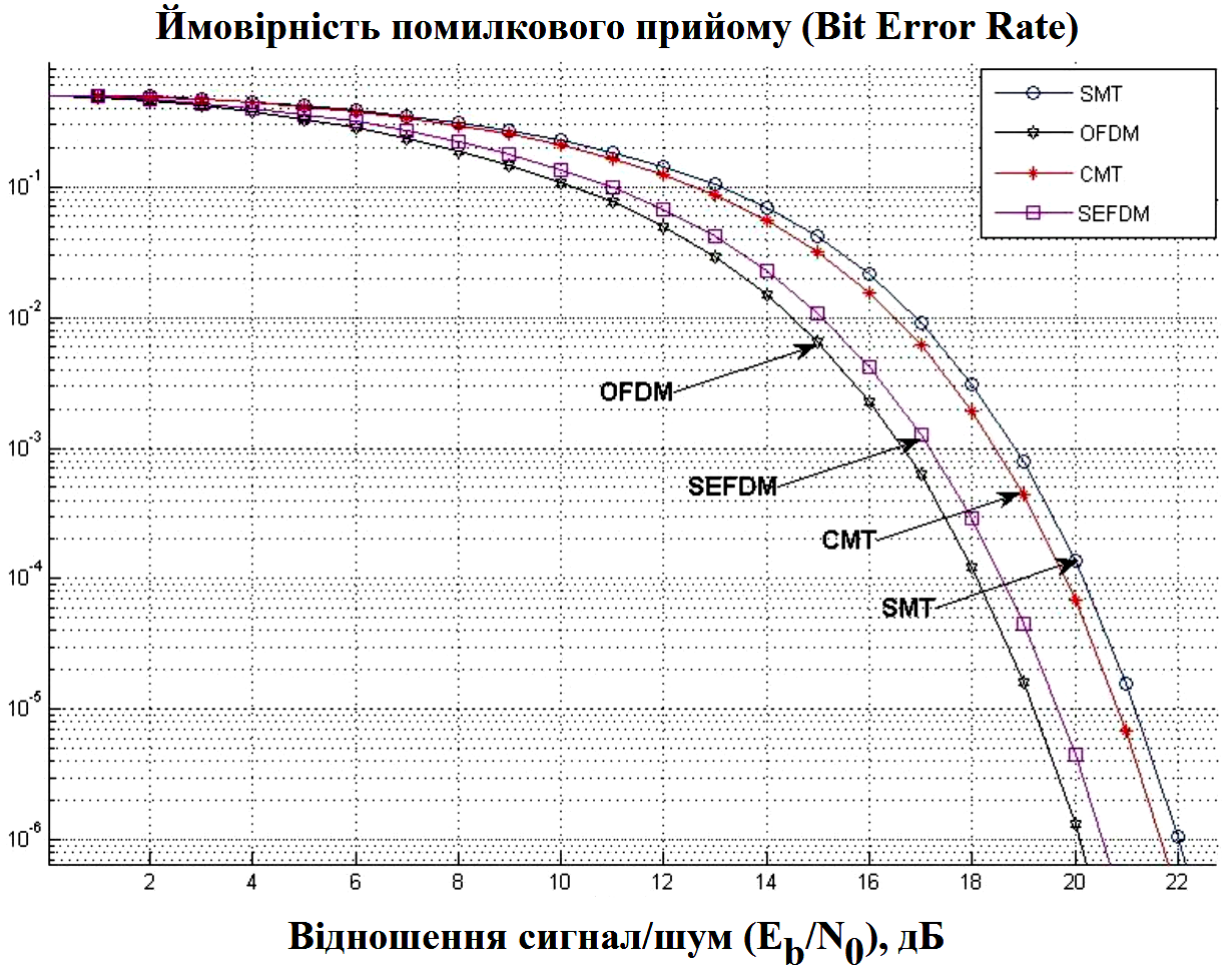


Рисунок 6.17 – Завадостійкість прийому сигналів
з OFDM, CMT, SMT та SEFDM

Рівень помилкового прийому 10^{-6} для сигналів з CMT та SMT забезпечується при відношення сигнал/шум 21.5 дБ та 22 дБ відповідно. Завадостійкість даних сигналів гірше тому, що при їх формуванні застосовується фільтр з косінусоїдальним згладжуванням – порушується форма носійної, вона змінюється з прямокутної на косинусоїдальну, а властивість ортогональності носійних діє тільки тоді, коли вони рознесені на певний крок і цей крок залежить від прямокутної обвідної.

ВИСНОВКИ

1. В кваліфікаційній роботі досліджено спектральну ефективність та завадостійкість багаточастотних сигналів у системах широкосмугового радіодоступу. В дослідженнях спектральної ефективності оцінювались смуга частот, рівень бічних пелюсток, можливість формування порожньої області в ліцензованому частотному інтервалі. В дослідженнях завадостійкості оцінювалось необхідне відношення сигнал/шум для забезпечення рівня помилкового прийому 10^{-6}.

2. В процесі аналізу ході OFDM сигналів було виявлено наступне. Сигнали з OFDM є високочутливими до розстроювання частоти і фазового шуму, що спостерігаються в синтезаторах частот. Також у разі появи значного доплерівського ефекту в OFDM сигналі відбувається зміна значення центральної носійної частоти, що призводить до порушення ортогональності його носіних частот. При значній кількості носійних високі значення пікової потужності при порівняно низькому рівні середньої потужності негативно позначаються на роботі підсилювачів. Вплив амплітуди вхідного сигналу на нелінійну ділянку амплітудної характеристики підсилювача призводить до виникнення нелінійних спотворень на виході підсилювача. Третій недолік технології OFDM полягає у високому рівні позасмугових випромінювань сигналів, отже, дані сигнали можуть бути прийняті в суміжних смугах частот. Таким чином, сигнали з OFDM не є перспективними для роботи в системах широкосмугового доступу через вкрай неефективне використання спектру та порівняну з іншими сигналами завадостійкість.

3. Сигнал з SEFDM у всіх дослідженнях спектральної ефективності показав найкращі результати серед інших сигналів, поступившись лише 0.5 дБ за значенням завадостійкості OFDM сигналу.

4. За спектральною ефективністю та завадостійкістю з незначним погіршенням відносно сигналів з SEFDM розташувались сигнали, засновані на

баках фільтрів FBMC: CMT та SMT. У ході дослідження дані сигнали показували приблизно рівні результати спектральної ефективності та завадостійкості. Також варто зазначити, що сигнали з CMT були завжди трохи кращими за сигнали з SMT, але не більше ніж на 10%.

5. За результатами проведених досліджень сигнали з SEFDM і CMT найкраще підходять для формування сигналу в системах широкосмугового радіодоступу.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Hu F. Opportunities in 5G Networks: A Research and Development Perspective. CRC Press, 2016. 556 p.

2. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. Пособие. – М: Эко – Трендз, 2005. – 392 с.: ил.

3. H. Liu. OFDM – Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization / Hui Liu, Guoqing Li – John Wiley & Sons Ltd., 2005 – 250 p.

4. Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang. “MIMO – OFDM wireless communications with MATLAB” Wiley – IEEE Press – 2010.

5. F. Rusek, J.B. Anderson, The two dimensional Mazo limit, in Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Adelaide, 2005, pp. 970–974.

6. D. Dasalukunte, Multicarrier Faster – than – Nyquist Signaling Transceivers. Ph.D. dissertation, Lund University, 2012.

7. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, I. Darwazeh, Spectrally efficient FDM signals: bandwidth gain at the expense of receiver complexity, in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Dresden, 2009, pp. 1–6

8. Clegg, R. G., Isam, S., Kanaras, I., & Darwazeh, I. (2012). A practical system for improved efficiency in frequency division multiplexed wireless networks. IET Communications, 6 (4), 449 – 457.

9. S. I. A. Ahmed and I. Darwazeh, “ЗДПФ Based Transmitters for Spectrally Efficient FDM System,” in London Communication Symposium, Sep. 2009.

10. M. R. Perrett and I. Darwazeh, “Flexible hardware architecture of SEFDM transmitters with real – time non – orthogonal adjustment,” Proc. of Int. Conference on Telecommunications, 2011.

11. Ghannam H., Darwazeh I. SEFDM: Spectral efficiency upper bound and interference distribution. 2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 2018, Pp. 1–6.

12. Behrouz Farhang – Boroujeny. Signal Processing Techniques for Software Radios// Lulu publishing house, 2010.

13. B. Farhang – Boroujeny. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine, – 2011, – Vol. 28, № 3, – P. 92 – 112.

14. L. Lin and B. Farhang-Boroujeny, “Cosine modulated multitone for very high-speed digital subscriber lines,” EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2006, p. 16 pages, 2006.

15. B. Farhang-Boroujeny and C. Yuen, “Cosine modulated and offsetQAMfilter bankmulticarrier techniques: a continuous-time prospect,” EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2010, Article ID16565, 16 pages, 2010.

16. M. Payar´o, A. Pascual-Iserte, and M. N´ajar,“Performance Comparison Between FBMC and OFDM in MIMO Systems Under Channel Uncertainty,”Proc. IEEE European Wireless (EW 2010), Lucca, Italy, 12-15 Apr. 2010.

17. M.R.D. Rodrigues, I. Darwazeh. Fast OFDM: A Proposal for Doubling the Data Rate of OFDM Schemes.// International Conference on Communications, ICT 2002, Beijing, China, – 2002. – P. 484 – 487.

18. L. Lin and B. Farhang – Boroujeny. Cosine modulated multitone modulation for very high – speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing, – 2006, Aprticle ID 19329.

19. Обладнання радіодоступу (радіоінтерфейс передачі даних з використанням шумоподібних сигналів за стандартами IEEE Std IEEE 802.11a/b/g (IEEE Std IEEE 802.11-2007)). Додаток 3 до рішення НКРЗ від 23.10.2008 р. No 1174.