

Хмельницький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

бакалавр

Освітній рівень

Формуючий фільтр з характеристикою типу «піднятий косинус» для систем зв'язку

Назва теми

КВРТР.2019021.01.02.ПЗ

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр, назва

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

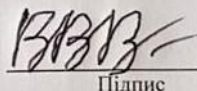
Шифр, назва

Освітня програма «Телекомунікації та інформаційно-комунікаційні технології»

Назва

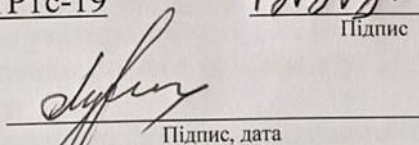
Виконав:

студент III курсу, група ТР1с-19


Підпис

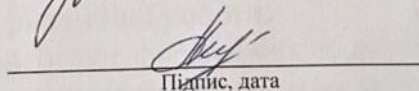
Володимир ВІКАРЧУК
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник


Підпис, дата

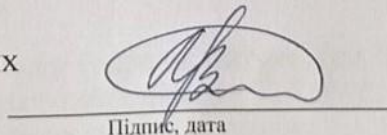
Віктор ЛУЖАНСЬКИЙ
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Нормоконтролер


Підпис, дата

Людмила КОРЕЦЬКА
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

До захисту допускаю:
зав. кафедри автоматизації
та комп'ютерно-інтегрованих
технологій


Підпис, дата

Валерій МАРТИНЮК
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

« 13 » червня 2022 р.

Хмельницький 2022

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій

Кафедра автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій

Освітній рівень бакалавр

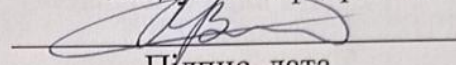
Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма Телекомунікації та інформаційно-комунікаційні технології

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри АКІТ



Підпис, дата

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

ВІКАРЧУКУ Володимиру Васильовичу

1 Тема роботи: Формуючий фільтр з характеристикою типу «піднятий косинус» для систем зв'язку

керівник роботи Лужанський Віктор Ігорович, к.в.н, доцент

Затверджено наказом по університету від «01» 03. 2022р. № 18

2 Строк подання здобувачем роботи на кафедру: 20.05.2022р.

3 Вихідні дані до роботи

Розробити проєкт формуючого фільтра з характеристикою «піднятий косинус».

В ході виконання кваліфікаційної роботи:

- виконати аналітичний огляд формуючих фільтрів, що використовуються на виході передавача і на вході приймача системи зв'язку;
- провести моделювання формуючого фільтра у MATLAB;
- розробити схему фільтра.

4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

1) Аналітичний огляд літературних джерел 2) Структура формуючого фільтру 3) Розрахунок і дослідження формуючих фільтрів.

5 Перелік графічного матеріалу. 1) Схема електрична структурна. 2) Схема електрична принципова.

6 Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Зав. при
Нормоконтроль	КОРЕЦЬКА Людмила к.т.н., доцент		
Антиплагіат	ФЕДУЛА Микола к.т.н., доцент		

7 Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) кваліфікаційної роботи	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Вступ. Аналітичний огляд літературних джерел	05.03.22	век.
2	Структура формуючого фільтру	01.04.22	век.
3	Розрахунок і дослідження формуючих фільтрів	30.04.22	век.
4	Висновки. Презентаційні матеріали за результатами виконання кваліфікаційної роботи.	20.05.2022	век.

Здобувач

Підпис

Володимир СТРИГАРСЬКИЙ
Ініціали, прізвище

Керівник

Підпис

В.М. Любченський
Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи:

«Формуючий фільтр з характеристикою типу «піднятий косинус» для систем зв'язку».

Автор роботи: Вікарчук Володимир Васильович

Керівник роботи: канд. війс., доц. Лужанський Віктор Ігорович.

Пояснювальна записка: 70 сторінок, 54 рисунків, 16 джерел.

Графічна частина: 2 креслення, 4 презентаційних слайдів.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ФОРМУЮЧИЙ ФІЛЬТР, УЗГОДЖЕНИЙ ФІЛЬТР, МІЖСИМВОЛЬНА ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ

Метою кваліфікаційної роботи є розрахунок і моделювання формуючого фільтра з характеристикою «піднятий косинус» для систем зв'язку.

Виконаний розрахунок і дослідження формуючого фільтра. Розроблена його структура. Поширеним спотворенням сигналу у системі зв'язку є міжсимвольна інтерференція (МСІ) між сусідніми символами. МСІ знижує продуктивність системи. Розроблено фільтр з характеристикою «піднятий косинус», отримані його імпульсна і частотна характеристики, проведено моделювання і розрахунки в середовищі Matlab. Для зменшення спотворень сигналів використовують фільтри з характеристикою «піднесений косинус». При реалізації систем зв'язку, на передавальному і приймальному боках використовують фільтри з характеристикою «корінь з піднесеного косинуса», які разом мають характеристику фільтра Найквіста. Для найбільш ефективною компенсації впливу міжсимвольної інтерференції потрібно вибирати формуючий фільтр з максимальним відкриттям око-діаграми.

Володимир ВІКАРЧУК
Ініціали, прізвище здобувача



Підпис, дата

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ.....	5
1.1 Види багатопозиційних методів модуляції.....	5
1.2 Багатопозиційні сигнали.....	11
1.3 Вплив неузгодженості параметрів приймально-передавальної апаратури.....	16 18
1.4 Компенсація міжсимвольної інтерференції на боці передавача.....	27
1.5 Висновки до першого розділу.....	28
2 СТРУКТУРА ФОРМУЮЧОГО ФІЛЬТРУ.....	28
2.1 Використання формуючих фільтрів.....	32
2.2 Моделі імпульсної та частотної характеристик формуючого фільтра	36
2.3 Розробка фільтра Найквіста.....	38
2.4 Перетворений фільтр нижніх частот.....	42
2.5 Еквалізація сигналів на приймальній стороні.....	47
2.6 Висновки до другого розділу.....	48
3 РОЗРАХУНОК І ДОСЛІДЖЕННЯ ФОРМУЮЧИХ ФІЛЬТРІВ.....	48
3.1 Фільтр Гауса з кінцевою імпульсною характеристикою.....	56
3.2 Проектування фільтра з характеристикою «піднесений косинус».....	67
3.3 Висновки до третього розділу.....	68
ВИСНОВКИ.....	69
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	71
ДОДАТОК А. Презентація.....	

КвРТР.2019021.01.02 ПЗ									
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата	Формуючий фільтр з характеристикою типу «піднятий косинус» для систем зв'язку Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів	
Розробив		Вікарчук В.В	<i>[Підпис]</i>	10.06.22				2	
Перевірив		Лужанський ВІ	<i>[Підпис]</i>	10.06.22					
Н. контр.		Корешька Л.О	<i>[Підпис]</i>	13.06.22					
Затв.		Мартинюк В	<i>[Підпис]</i>	13.06.22р					
						ХНУ, гр. ТР1с-19-1			

ВСТУП

Однією з основних завдань під час проектування та реалізації телекомунікаційних систем є забезпечення заданого рівня якості прийому сигналів за умов впливу завад. Для вирішення цієї проблеми необхідно раціонально вибрати алгоритми опрацювання сигналів.

Сигнал, проходячи реальними каналами зв'язку, як правило, спотворюється в результаті нерівномірності амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) каналу в смузі частот. Це особливо актуально для радіоканалів, коли внаслідок багатопроменевого поширення сигналу виникають міжсимвольні спотворення (МСІ), що є однією з основних причин наявності похибок прийому. Так, в системах стільникового зв'язку GSM, WCDMA або бездротових мережах Wi-Fi, WiMAX при поширенні радіохвиль в умовах багатопроменевого поширення, може відбуватися сильне придушення сигналу через МСІ, що породжує завмирання, внаслідок чого потужність сигналу, що приймається, може різко знижуватися. У такому разі детектування прийнятих інформаційних символів стає скрутним або навіть неможливим без введення додаткової обробки сигналу.

Одним із ефективних методів компенсації МСІ є застосування адаптивних фільтрів-вирівнювачів (еквалайзерів), спрямованих на вирівнювання (еквалізацію) АЧХ та групового часу затримки (ГЧЗ) каналу зв'язку. Еквалайзер являє собою цифровий фільтр, який знаходиться в приймальному пристрої і має вагові коефіцієнтами (ВК), що перебудовуються. Перебудова ВК еквалайзера здійснюється відповідно до спеціальних алгоритмів адаптації коефіцієнтів. Робота таких алгоритмів ґрунтується на заздалегідь відомих тестових послідовностях, що впроваджуються в пакети даних, які передаються. Зазвичай як тестові сигнали беруться періодичні псевдовипадкові послідовності. Такі фільтри називають формуючими фільтрами з характеристикою "піднятий косинус"

Таким чином, дослідження адаптивних фільтрів компенсації міжсимвольних спотворень є актуальним завданням.

					КвРТР.2019021.01.02 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		3

Метою кваліфікаційної роботи є розробка формуючого фільтра з характеристикою «піднятий косинус». Для виконання роботи було поставлено такі завдання:

- виконати аналітичний огляд формуючих фільтрів, що використовуються на виході передавача і на вході приймача системи зв'язку .
- провести моделювання формуючого фільтра у MATLAB.
- розробити схему фільтра.

					КвРТР.2019021.01.02 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		4

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1.1 Види багатопозиційних методів модуляції

При проектуванні телекомунікаційної системи вибір методів модуляції відіграє важливу роль. У системах цифрового телебачення обумовлено заданістю сітки каналів ефірного мовлення, а саме використанням вже існуючих частотних планів. У різних країнах доступні радіоканали зі смугами частот 6, 7, або 8 МГц. Цифровий потік різних служб, який повинен передаватися в цих смугах, у нормальних умовах становить у різних системах мовлення близько 20 Мбіт/с та вище. Таким чином, питома швидкість передачі повинна становити приблизно 4 біт/(с·Гц) у смузі 6 МГц та 3 біт/(с·Гц) у смузі 7 або 8 МГц. Але включення до тракту передачі фільтрів, що задають коефіцієнт заокруглення спектру 25-35%, а також необхідність підвищення швидкості передачі даних за рахунок введення символів кодового захисту від помилок призводить до додаткового підвищення питомої швидкості понад наведених теоретичних значень. Теоретично спектральну ефективність до 4 біт/(с·Гц) можуть забезпечити такі види модуляції, як 16-QAM або 16-PSK. Але з зазначених причин доводиться піднімати кратність модуляції та застосовувати модуляцію вищого порядку, таку як 64-QAM. У кабельних системах телебачення, де рівень завад суттєво нижчий, ніж при наземному мовленні, є можливість додатково збільшити кратність модуляції та використовувати 256-QAM [1]. Далі будуть розглянуті основні види та схеми модуляції, що знаходять застосування в системах цифрового зв'язку.

Більшість сучасних цифрових телекомунікаційних систем будуються за квадратурними схемами. Квадратурний модулятор являє собою універсальний пристрій, який може бути використаний для отримання сигналу лінійно-модульованої несучої з двома бічними смугами, включаючи такі види, як фазова та амплітудно-фазова модуляції. Структурна схема квадратурного модулятора показано на рис. 1.1.

					КвРТР.2019021.01.02 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		5

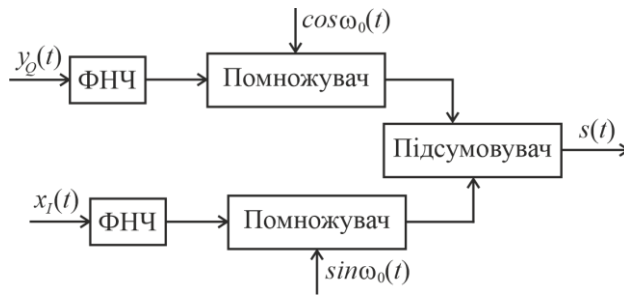


Рисунок 1.1 – Структурна схема квадратурного модулятора

Основну частину модулятора становлять два балансні модулятори і суматор, для квадратурно-модульованого сигналу $s(t)$. Тривалість тактового інтервалу квадратурних сигналів визначається частотою тактування. Таким чином, вхідні сигнали - це сигнали з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ) в основній смузі. Вони можуть надходити на сигнальні входи балансних модуляторів безпосередньо або через низькочастотні формуючі фільтри. У першому випадку на виході утворюється нефільтрований високочастотний модульований сигнал, що виходить за межі необхідної смуги частот. У другому випадку, при використанні НЧ фільтрів, модульований сигнал локалізується по спектру і узгоджується з виділеною смугою частот каналу.

Отримання різних видів модуляції за допомогою квадратурного модулятора забезпечується подачею на його входи біполярних АІМ сигналів $x_I(t)$ та $y_Q(t)$. На іншій двійкова послідовність з відносними рівнями ± 1 , працює тільки один канал, та модулятор перетворюється з квадратурного на звичайний балансовий. На виході формується одновимірний сигнал фазової модуляції зі зміною фази на 180° , який переносить 1 біт/символ. При подачі двійкових АІМ сигналів в обидва канали модулятора по кожному каналу передається 1 біт/символ, а загальна швидкість передачі складає 2 біт/символ. В результаті утворюється сигнал 4-ФМ, який зазвичай називається квадратурною ФМ (КФМ), але формально відноситься до широкого класу квадратурної амплітудно-фазової модуляції (КАФМ).

Слід згадати, що загальним терміном АФМ прийнято називати види модуляції з сузір'ями, місцем точок яких є концентричні кола з різними радіусами.

Сигнал КАФМ у загальному вигляді може бути заданий виразом:

$$U(t) = \sum_k \{a_k g(t - kT) \cos(\omega_c t) - b_k g(t - kT) \sin(\omega_c t)\} \quad (1.1)$$

де: ω_c - частота несучої; k — кількість тактових інтервалів; T - тривалість тактового інтервалу; $g(t)$ - форма імпульсу; a_k і b_k - дві незалежні змінні, що відображають значення кодових комбінацій у квадратурних каналах I і Q відповідно, тобто рівні модулюючих імпульсів.

Модульованому сигналу 4-QAM відповідає вибір значень a_k та b_k з двійкового набору ± 1 . Для отримання різновидів QAM, що мають велику кількість позицій і переносять m біт/канал або $2m$ біт на символ модульованого сигналу ($m = 2, 3, 4, \dots$), вхідні сигнали модулятора повинні мати $2m$ рівнів, відносні значення яких вибирають з ряду $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \pm(2m-1)$. Відповідно для 16-QAM рівні a_k і b_k можуть набувати чотирьох значень $(-3, -1, 1, 3)$, а для 64-QAM - шість значень $(-5, -3, -1, 1, 3, 5)$.

При балансуванні (точному налаштуванні) квадратурного модулятора і при точному відновленні несучих і тактових частот в демодулятор сигнали каналів I і Q повністю ортогональні і ніяк не впливають один на одного. Модель каналу передачі при цьому набуває вигляду, показаного на рис. 1.2. Оскільки по радіоканалу одночасно передається пара ортогональних сигналів $\{x(t), y(t)\}$, такий канал і відповідне йому сигнальне сузір'я називаються двовимірними.

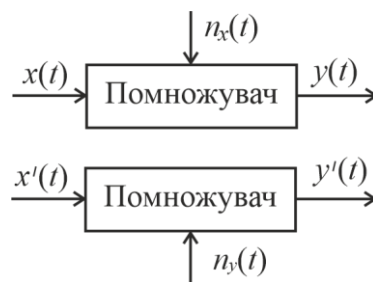


Рисунок 1.2 – Модель каналу при квадратурній модуляції

Пара сигналів $\{x(t), y(t)\}$, що відповідає конкретному тактовому інтервалу, називається символом модульованого сигналу або точкою сигнального сузір'я. Двовимірну модуляцію QAM з сузір'ями, що формуються на основі прямокутної сітки координат, часто розглядають як операцію множення на чотири, що застосовується до двох одновимірних сузір'їв АІМ. З цієї причини цей вид модуляції зазвичай називається квадратурною амплітудною модуляцією - КАМ (Quadrature Amplitude Modulation - QAM).

Завдання узгодження модульованого сигналу з радіоканалом вирішується, зокрема, оптимізацією форми та числа точок двовимірного сигнального сузір'я.

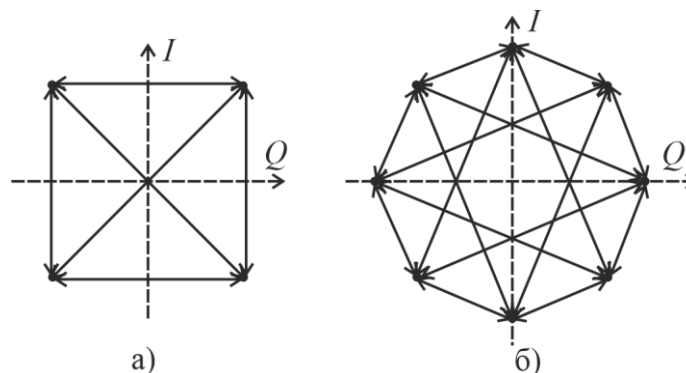


Рисунок 1.3 - Діаграми станів сигналів з багатопозиційною модуляцією (а – QPSK, б – офсетна диференційна QPSK (S-DQPSK))

Структурна схема модулятора QPSK показана на рис. 1.4. Вхідний потік даних D поділяється на два паралельні підпотоки А і В, які потім у перетворювачі коду (ПК) перетворюються на відносний код двох каналів (компонентів) I і Q

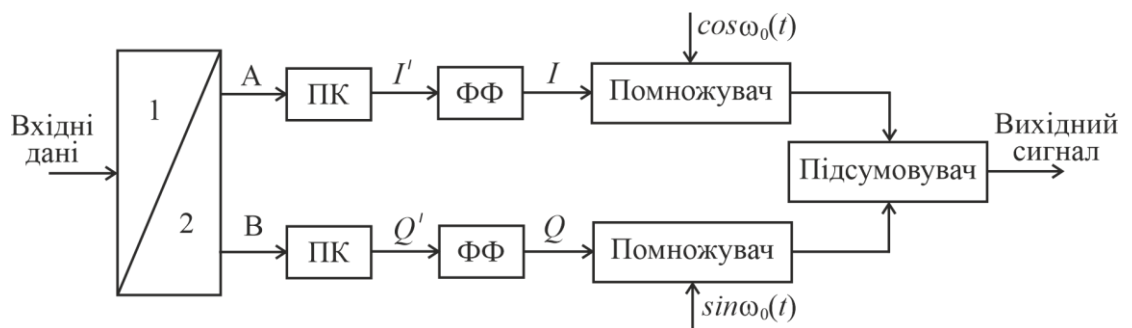


Рисунок 1.4 - Структурна схема модулятора QPSK (ПК – перетворювач кода; ФФ – формуючий фільтр)

Q'. Цифрові потоки I' і Q' піддаються згладжуванню у формуючих фільтрах (ФФ), вихідні сигнали яких I і Q безпосередньо керують роботою чотирифазного модулятора, що складається з двох балансних модуляторів і суматора.

Очевидно, що відносна фазова модуляція повинна детектуватися особливим способом. При прийомі сигналу з фазовою або амплітудно-фазовою модуляцією виникають специфічні помилки, пов'язані з неоднозначністю фази опорної несучої. Число можливих стрибків фази та значення фазових зрушень безпосередньо залежать від кратності модуляції. В результаті біти даних в послідовності, що демодулюється, можуть інвертуватися і змінюватися місцями в довільні моменти часу, що веде до повної втрати інформації. З цієї причини замість чисто фазової модуляції (ФМ) зазвичай і використовується відносна фазова модуляція (ОФМ), яка за рахунок безвимірної зміни структури послідовності, що передається (її перекодування в відносний код) дозволяє усунути ці небажані ефекти.

При модуляції 4-ОФМ доводиться враховувати стрибки фази на $\pm\pi/2$ і $\pm\pi$, які ведуть як до інверсії полярності бітів, а й переключенню двох паралельних підканалов. Тому схеми відносного кодування повинні усувати обидва ці ефекти.

У системах, побудованих за квадратурними схемами, що несуть квадратурні канали I і Q незалежні один від одного. Тому в цих системах схеми відносного кодування можна виконувати незалежно для кожного каналу, що суттєво спрощує. У загальному випадку для схем з багаторазовою амплітудно-фазовою модуляцією алгоритм кодування зводиться до наступного. З сигнального сузір'я з $M = 2^K$ точками виділяється група $L = 2^N$ секторів. Перші N біт, відповідні цим секторам, кодуються відносним кодом. K-N біт, що залишилися, що визначають положення точки всередині сектора, кодуються кодом Грея, що мінімізує помилки при прийомі сусідніх точок. При цьому для зниження числа помилок за рахунок відносного декодування слід прагнути до того, щоб число N біт, що кодуються відносним кодом, було якнайменше. Зокрема, для модуляції типу M-QAM відносно кодують перші два біти, які визначають вибір квадранту, а решта M-2 біт

кодують кодом Грея. Різновид модуляції M-QAM часто застосовується в системах наземного цифрового ТВ, при передачі сигналів по радіорелейних та кабельних лініях. Широко використовується вид модуляції 16-QAM. Сигнальне сузір'я 16-QAM показано на рис. 1.8. Воно утворюється ансамблем з 16 сигналів, що відрізняються між собою по фазі та амплітуді.

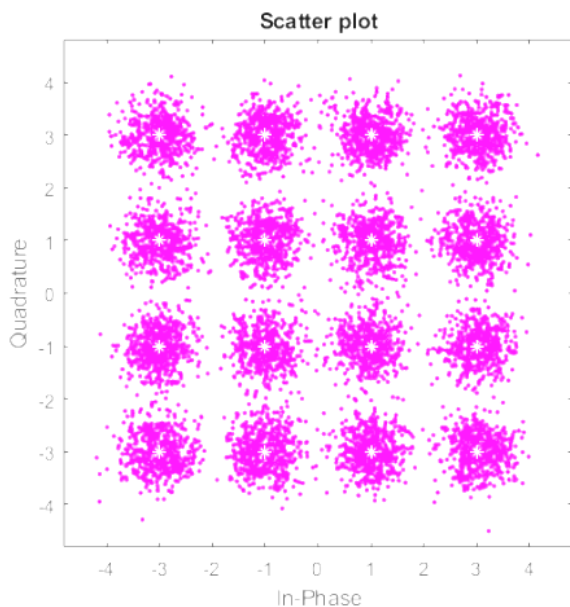


Рисунок 1.5 – Сигнальне сузір'я 16-QAM

У кабельних системах розподілу ТВ сигналів поряд з 16-QAM регламентується застосування форматів 64-QAM і навіть 256-QAM, сузір'я якої утворено 256 позиціями фази та амплітуди. Розглянемо принципи побудови модему з квадратурною модуляцією з прикладу системи цифрового мовлення з 16-QAM [4]. Simulink модель системи зв'язку 16-QAM показана на рис. 1.6

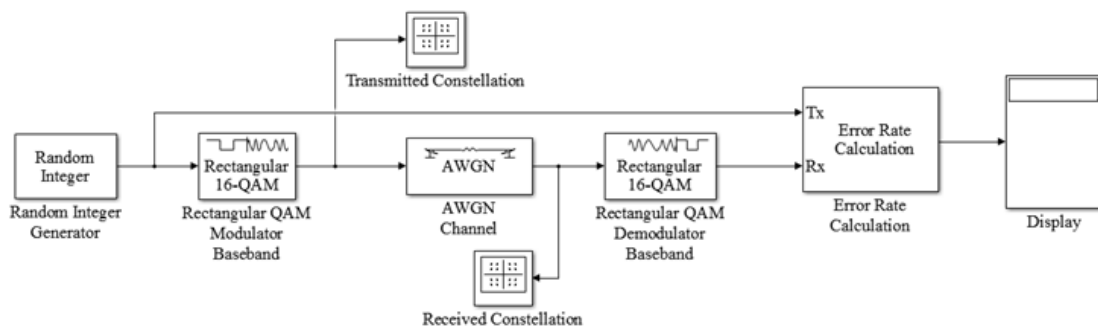


Рисунок 1.6 - Simulink модель системи зв'язку з модуляцією 16-QAM

Структурна схема демодулятора 16-QAM показана на рис. 1.7

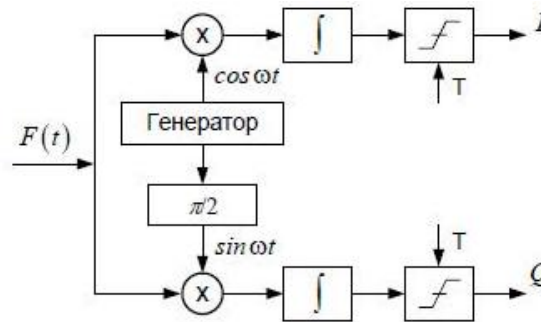


Рисунок 1.7 – Структурна схема демодулятора 16-QAM

1.2 Багатопозиційні сигнали

Міжсимвольна інтерференція (МСІ) є одним з основних факторів, що перешкоджають збільшенню швидкості передачі в системах передачі інформації. Це виникає при обмеженні спектра переданого сигналу, для відповідності регламентованим частотним шаблонам, а також може вноситься при проходженні сигналу через канал радіозв'язку в якому є явище багатопроменевого поширення.

Як видно з рисунку 1.8, прямокутний імпульс, проходячи через канал зв'язку з обмеженою смугою пропускання, розсіюється в часі, а його форма спотворюється. Це відбувається через обмеження його діапазону.

Для пояснення появи МСІ розглянемо стандартну систему цифрового зв'язку. У системі – передавачі, приймачі та каналі застосовується безліч фільтрів. На малюнку наведено модель системи, що поєднує всі ефекти фільтрації в одну загальносистемну функцію передавання:

$$H(\omega) = H_{\text{форм}}(\omega) \cdot H_{\text{к}}(\omega) \cdot H_{\text{пр}}(\omega) \quad (1.2)$$

де $H_{\text{форм}}(\omega)$ - частотна характеристика формуючого (передаючого) фільтра

$H_k(\omega)$ – ЧХ каналу

$H_{np}(\omega)$ – ЧХ приймаючого фільтра

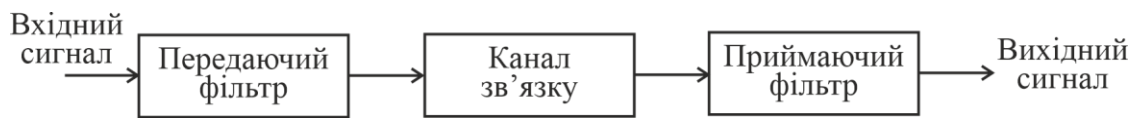


Рисунок 1.8 – Побудова формуючих фільтрів у процесі детектування

У двійковій системі, що використовує кодування, наприклад, NRZ (без повернення до нуля), рішення про значення символу приймається шляхом зіставлення значення відліку сигналу, взятого в момент часу, кратного T , зі значенням порога (на малюнку значення порога – 0). При проходженні імпульсів через частотно -обмежений канал спектр імпульсів обмежується, внаслідок чого імпульси розтягуються у часі. Хвіст імпульсу розмивається на сусідній інтервал передачі та додається до значення відліку сигналу, перешкоджаючи, таким чином, процесу детектування та підвищуючи ймовірність помилки. Цей процес отримав назву міжсимвольної інтерференції (МСІ).

Для боротьби з МСІ можна збільшити тривалість тактового інтервалу, щоб хвости імпульсів не накладалися один на одного, однак цей спосіб неприйнятний, тому що швидкість передачі інформації обернено пропорційна тривалості тактового інтервалу:

$$R = \frac{1}{T} \quad (1.3)$$

Отже, при збільшенні тривалості тактового інтервалу T знизиться швидкість передачі R , що мало прийнятно.

Модель демодуляції сигналу приймача приведена на рисунку 1.9.

Розглянемо вплив МСІ на сузір'я багатопозиційних сигналів 16-QAM. Використовується фільтр піднесеного косинуса для зменшення між символних завад через нелінійний підсилювач. Вплив завад оцінюють за допомогою

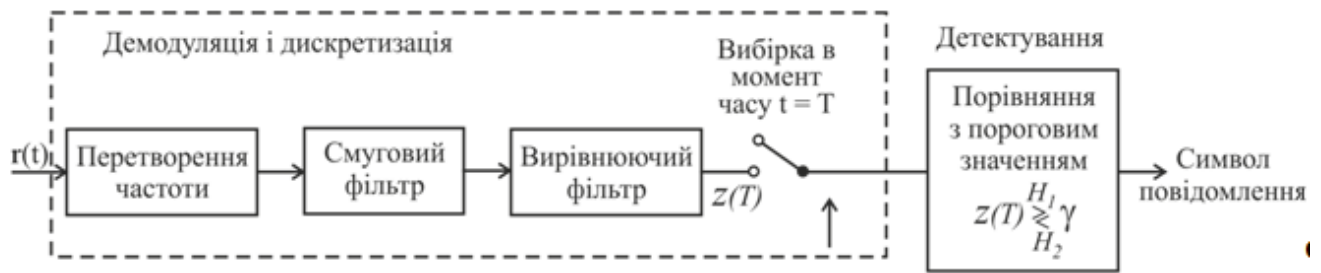


Рисунок 1.9 – Модель демодуляції сигналу приймача

око-діаграми. Око-діаграми сигналу 16-QAM приведена на рисунку 1.10.

Архітектура цифрового приймача, яка може демодулювати сигнал модуляції вищого порядку, такий як сигнал 16-QAM, без втрати будь-якої інформації, навіть якщо частота дискретизації радіочастотної несучої набагато нижче частоти несучої. Частота дискретизації встановлюється таким чином, щоб фазове співвідношення точки дискретизації сигналу псевдоніма, що генерується шляхом дискретизації несучої з частотою дискретизації нижче частоти дискретизації несучої, співпадало з фазовим співвідношенням точки дискретизації несучої. Ми називаємо цю вибірку «прямою ортогональною фазовою недостатньою вибіркою RF». Використовуючи цю вибірку, можна отримати інформацію як I-каналу, так і Q-каналу. Єдиним недоліком вибірки є те, що вона повинна бути точно розрахована за часом, щоб вона була синхронізована з вхідною несучою RF. Отже, ми розробили новий метод синхронізації між вибірками та несучою RF, модульованою за допомогою 16-QAM.

Як ми можемо розпізнати, піднесена косинусоїдальна форма імпульсу з оптимальним заповненням спектра - це імпульс, який також становить більше коливань у часовій області, що в принципі є небажаною характеристикою. Насправді низькі значення дозволяють більш ефективно використовувати спектр, але збільшують між символні завади. Крім того, ми повинні мати на увазі, що жоден з фільтрів не може відповідати реальній реалізації, оскільки вони не є причинно-наслідковими. Щоб уникнути цього, необхідно додати мінімальну затримку, щоб імпульс набув причинно-наслідкового зв'язку. Це спостерігається і у фільтрах піднесеного косинуса.

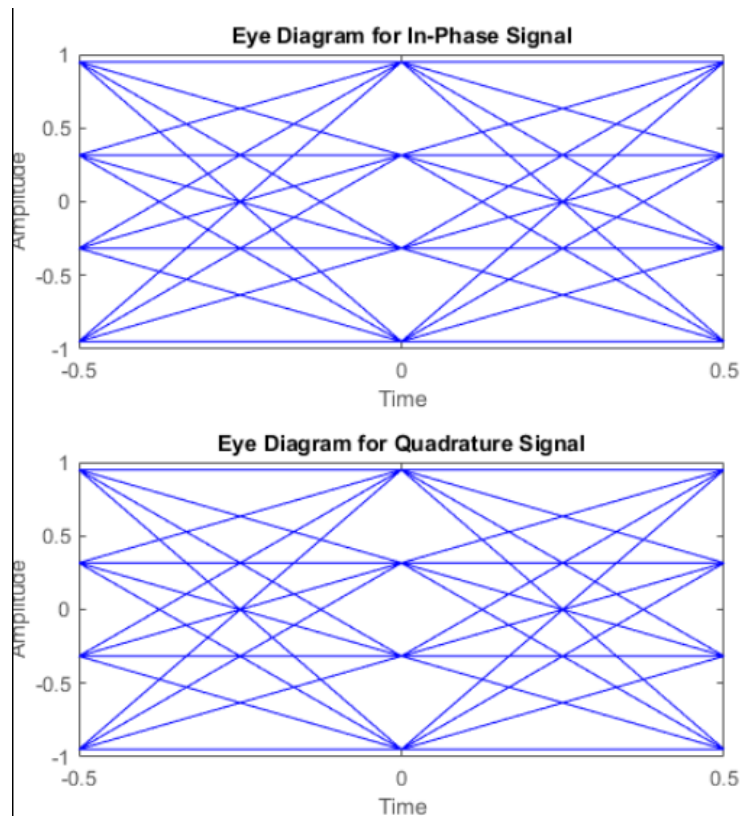


Рисунок 1.10 – Око-діаграми сигналу 16-QAM

Око-діаграма підсиленого сигналу без фільтрації RRC. На момент часу 0 є кілька відображень око-діаграми. Це результат міжсимвольної інтерференції від нелінійного підсилювача. Око-діаграма сигналу 16-QAM приймача на вході фільтра з характеристикою піднятий косинус приведена на рисунку 1.11.

Розглядаємо кодовану поляризаційно-мультиплексовану передачу WDM, що самоадаптується, зі швидкістю 5×100 Гбіт/с і квадратурною амплітудною модуляцією по оптоволоконному каналу довжиною 100 км, яка забезпечується площиною управління в реальному часі. Відношення оптичного сигналу до шуму (OSNR) в реальному часі вимірюється за допомогою контролю оптичних характеристик. Вимірювання OSNR обробляється та повертається назад з використанням логіки рівня управління та обміну повідомленнями на стороні передавача для адаптації коду, де двійкові дані адаптивно кодуються за допомогою трьох типів кодів перевірки на парність з низькою щільністю (LDPC) з кодovими швидкостями 0,8, 0,75 . , та 0,7 великого обхвату.

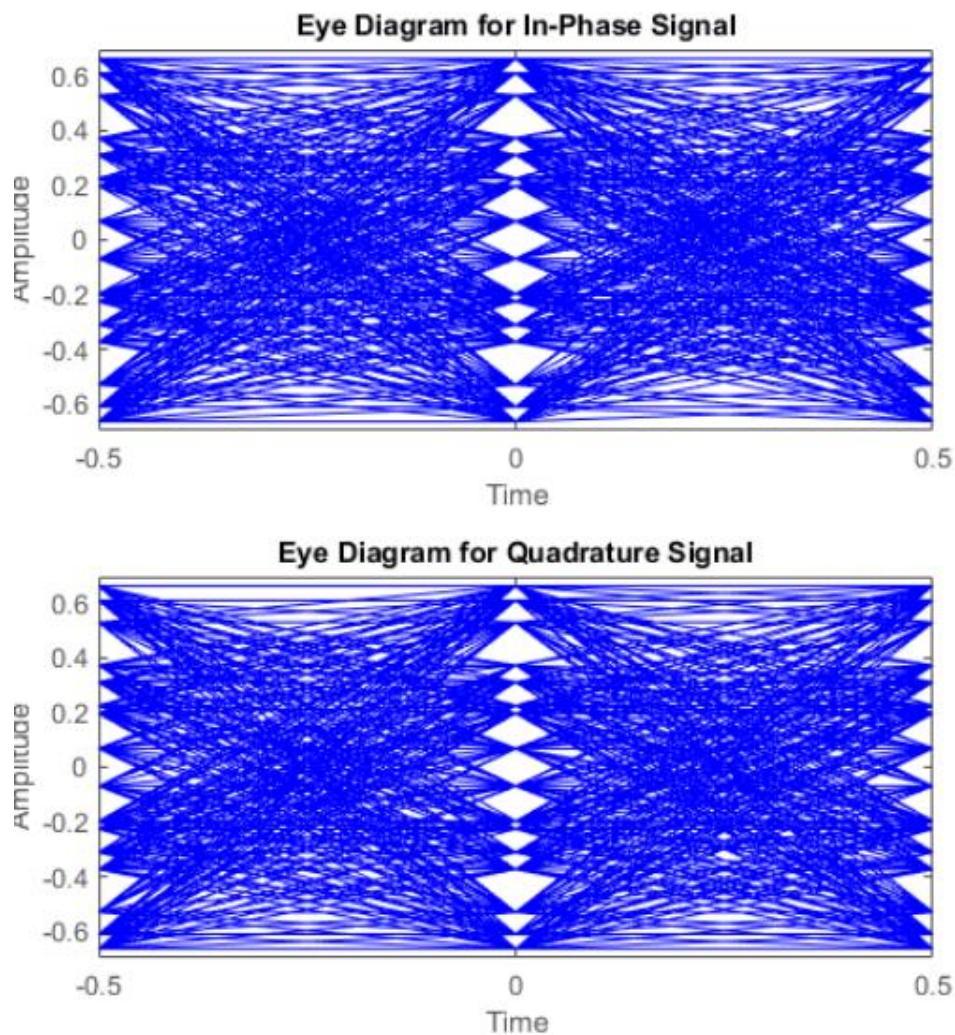


Рисунок 1.11 – Око-діаграма сигналу 16-QAM на вході фільтра з характеристикою піднятий косинус

Око-діаграма сигналу 16-QAM приймача на виході фільтра з характеристикою піднятий косинус приведена на рисунку 1.12.

Рисунок 1.12 демонструє вплив міжсимвольних спотворень на сигнали 16-QAM. МСІ призводить до відхилення відліків сигналу від бажаних, а також до повороту сигнального сузір'я по своїй осі. Таким чином без певних дій щодо компенсації впливу МСІ на сигнал, що передається, коректне функціонування системи зв'язку неможливо. Для покращення шумоподавлення фільтр зазвичай ділиться на дві частини: фільтр з піднятим косинусом, одна на стороні відправника, а інша на стороні одержувача.

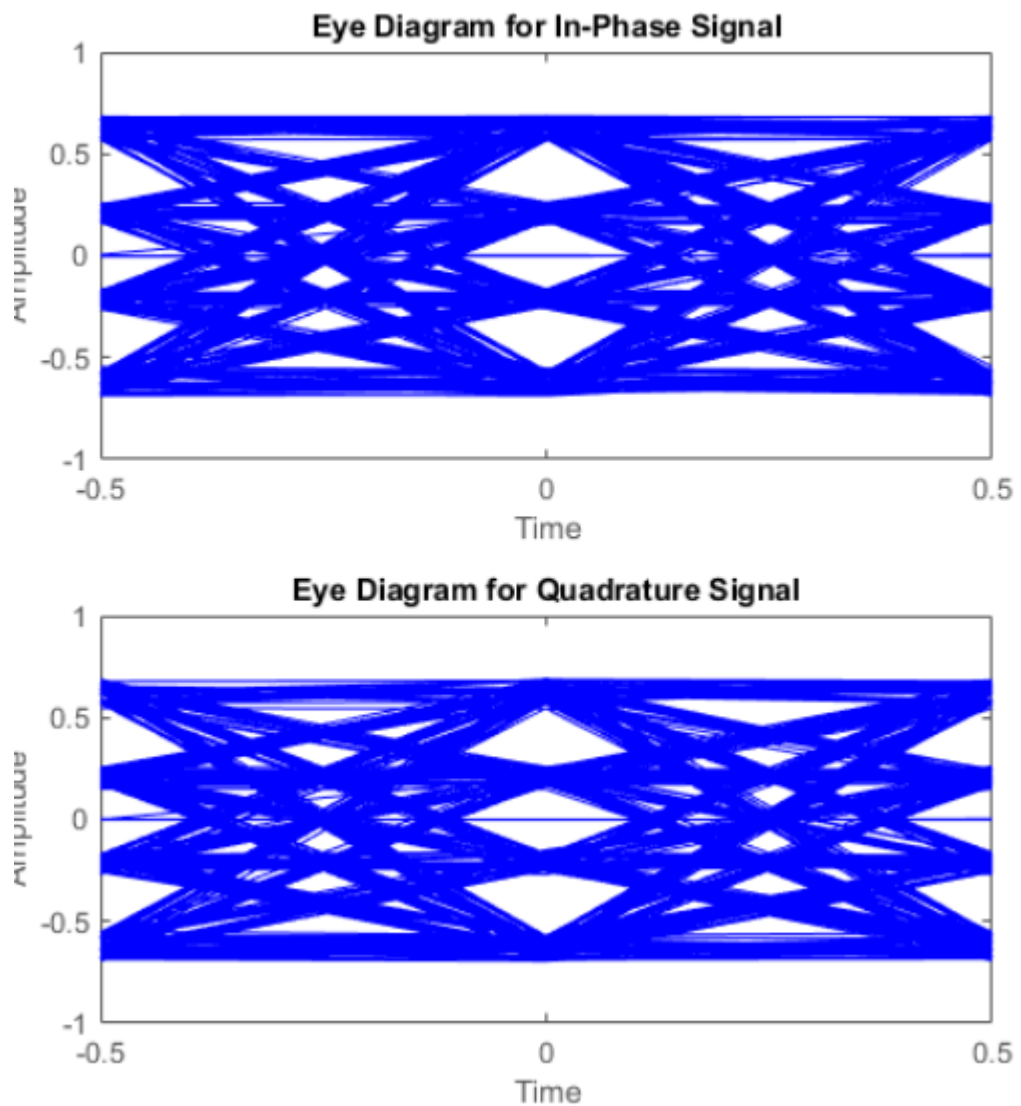


Рисунок 1.12 – Око-діаграма сигналу 16-QAM на виході фільтра з характеристикою піднятий косинус

1.3 Вплив неузгодженості параметрів приймально-передавальної апаратури

Однією з поширених причин зниження вірності інформації, що передається, є спотворення сигналу через випадкові зміни стану каналу зв'язку або параметрів приймально-передавального обладнання. Такі спотворення викликають випадкову модуляцію сигналу по амплітуді, частоті або фазі, а також різного роду

розсіювання сигналу. Такі спотворення та перешкоди називаються мультиплікативними, і однією з них є джиттер частоти опорного колювання.

У сучасних телекомунікаційних системах радіодоступу досить часто, для перенесення сформованого сигналу на частоту, що несе, використовуються квадратурні модулятори. Даний підхід дозволяє здійснювати лінійне перенесення спектра сигналу частотної осі і має відносно просту схемотехнічну реалізацію.

Математично цей процес є множенням вихідного сигналу на комплексну експоненту в ступені, якою міститься задана частота. Для зворотного перенесення спектра сигналу відночастоту також використовується множення сигналу на комплексну експоненту тільки з негативною частотою.

Однак необхідно зазначити, що для стійкої роботи таких модуляторів необхідно, щоб значення несучої частоти передавача і опорної частоти приймача синхронізували по частоті з точністю до фази.

Дані модулятори досить чутливі до неузгодженості частоти і фази опорного колювання, що викликає спотворення в сигналі, що передається у вигляді втрат ортогональності між квадратурами.

Створимо 500 вибірок джиттера, що складаються з випадкових та періодичних компонентів. Проведемо дослідження застосування комбінації випадкових та періодичних компонентів джиттера (рисунок 1.13). Встановимо відхилення випадкового тремтіння на 10^{-4} секунди, амплітуду періодичного тремтіння на $5 \cdot 10^{-4}$ секунди та частоту періодичного тремтіння на 2 Гц.

Подібний частотний джиттер може виникнути через фазовий шум опорного генератора, який обумовлений особливістю схемної логіки, яка керує тактовим генератором. Таким чином такий вплив призводить до повороту площини сигнального сузір'я вибраної системи модуляції та паразитної модуляції квадратурних компонентів, які виявляються промодульованими по амплітуді частотою биття.

Подібний вплив досить широко поширений у системах радіозв'язку з когерентною обробкою, зважаючи на те, що стабільність опорних і передавальних

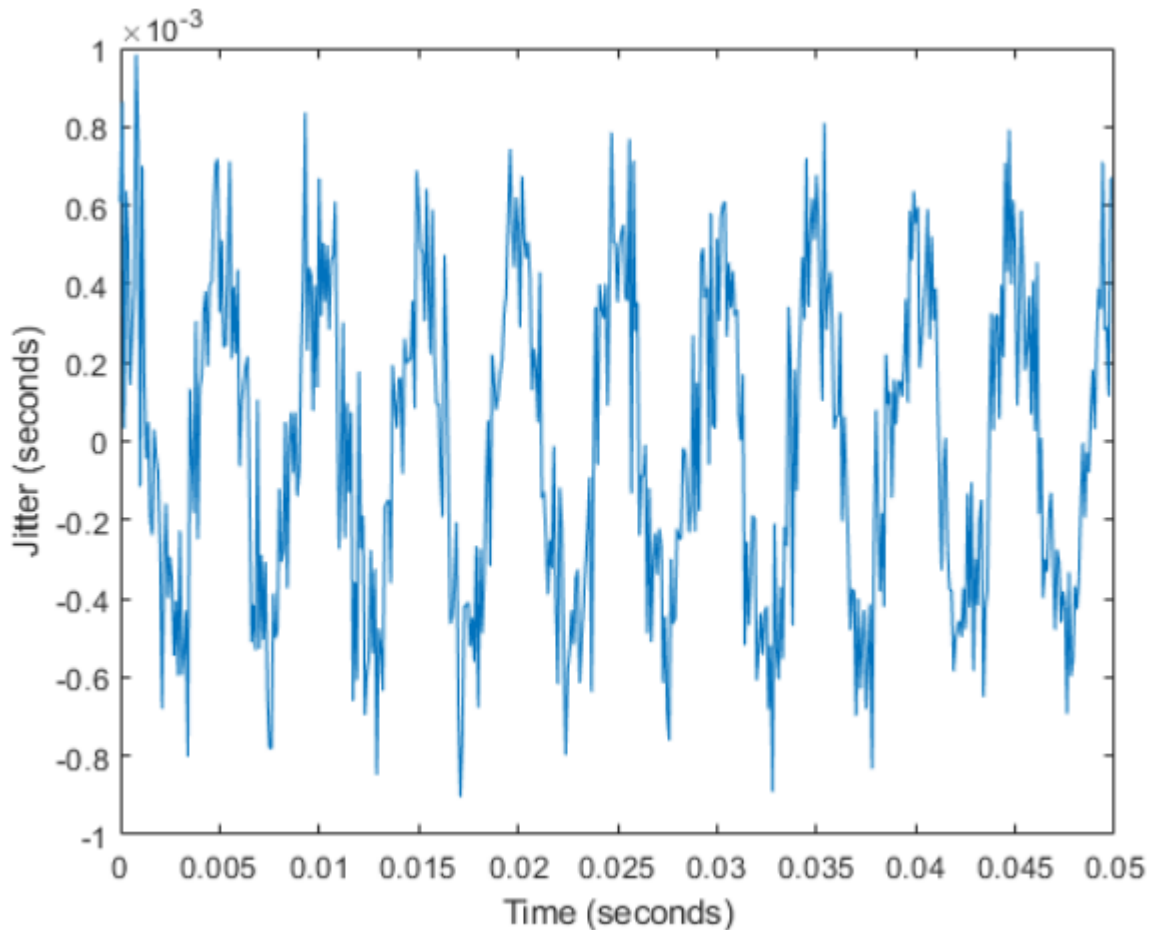


Рисунок 1.13 – Сигнал на виході фільтра з характеристикою «піднятий косинус»

генераторів кінцева (10^{-6}) і робота ведеться на достатньо високих несучих (1,5 - 3 ГГц). Ця неузгодженість зазвичай компенсується системами автоматичного підстроювання частоти, проте деяка залишкова помилка все одно існує і викликає пропорційне зміщення спектру прийнятого сигналу, призводячи зрештою до втрати ортогональності між квадратурами.

1.4 Компенсація міжсимвольної інтерференції на боці передавача

Одним із найпоширенішим методом компенсації МСІ є використання в передавальній апаратурі формуючих фільтрів, робота яких ґрунтується на критеріях, сформульованих Найквістом. Нижче будуть описані основи роботи формуючих фільтрів, а також їх різні різновиди із приведенням очей-діаграм.

Розглянемо модель системи (рис. 2.1), сигнал $s(k)$, що передається, може бути представлений як згортка дискретної послідовності інформаційних символів:

$$s(t) = \sum_k a(k)p(t - kT_s)$$

де $a(k)$ – біти, що відповідають k -му символу (або символам констеляційної діаграми у разі квадратурних методів модуляції), $p(t)$ - форма імпульсу, T_s - тривалість імпульсу.

З виходу передавача сигнал надходить на формуючий фільтр з передавальною функцією $H_T(f)$.

При проходженні через канал зв'язку на корисний сигнал діє адитивний білий гаусовий шум $n(t)$ (рис. 1.14). На прийомі сигнал надходить на узгоджений фільтр із частотною характеристикою $H_R(f)$.

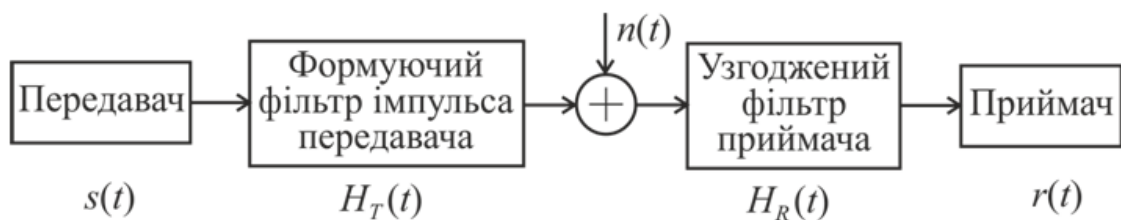


Рисунок 1.14- Модель системи передачі та приймання інформації

У загальному вигляді прийнятий сигнал можна так:

$$r(t) = \int h(t - \tau)s(\tau)d\tau + n(t) \quad (1.3)$$

де $h(t)$ - імпульсна характеристика каналу. Тоді загальну передавальну функцію всієї системи можна виразити у такому вигляді:

$$H(f) = H_T(f)H_R(f)H_C(f), \quad (1.4)$$

де $H_c(f)$ - функція передавання каналу.

При побудові формуючих фільтрів у телекомунікаційних системах використовують фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою, в яких нескінченна імпульсна характеристика фільтра Найквіста усікається віконною (ваговою) функцією. Використання прямокутної вагової функції призводить до виникнення великих бічних пелюсток формуючого фільтра, низької швидкості спаду АЧХ та пульсацій в області смуги пропускання фільтра. Для зниження впливу цих ефектів фронти АЧХ фільтра згладжують, апроксимували їх функцією піднесеного косинуса.

Насправді, при проектуванні приймального пристрою, застосовують узгоджену фільтрацію сигналу, частотна характеристика якого комплексно пов'язана з формуючим фільтром. Загальна частотна характеристика має відповідати критеріям Найквіста. З цієї причини при реалізації телекомунікаційних пристроїв на передавальному та приймальному сторонах найчастіше застосовуються фільтри з характеристикою корінь з піднесеного косинуса, загальна частотна характеристика яких відповідає фільтру Найквіста, що дозволяє усувати МСІ при прийомі інформації.

Узгоджена фільтрація ґрунтується на висновках Найквіста про можливість передачі обмежених смуги і вільних від МСІ сигналів. Ці властивості важливі для оптимального розпізнавання символів приймача. Введемо імпульсну характеристику $h_{TR}(t)$, що є загальною імпульсною характеристикою передавача-приймача, а $H_{TR}(t)$ її перетворення Фур'є.

I критерій Найквіста: Нульові МСІ у моменти вибірки. Сигнал, що відповідає I критерію Найквіста (1.4), перетинає нуль у моменти часу, кратні періоду сигналу T . У цьому випадку око-діаграма повністю відкривається вертикально. Це вимога у часовій області:

$$h_{TR}(kT) = d_{k0}, k \in Z \quad (1.5)$$

де d_{k0} - дельта-функція Кронекера. Тоді в частотній ділянці I критерій Найквіста вносить такі обмеження:

$$\sum_k H(f - k/T) = T$$

Для імпульсу необхідна частотна характеристика з найменшою пропускнуою здатністю, яка відповідає критерію нульовим МСІ, тобто, коли імпульсна характеристика перетинає нульовий рівень у точках, віддалених один від одного на величину T .

II критерій Найквіста: Регулярність у нульових точках. Сигнал, що відповідає II критерію Найквіста (1.6), перетинає нуль у моменти часу $\pm 1,5T$, $\pm 2,5T$, $\pm 3,5T$. В результаті горизонтальне відкриття око-діаграми максимально і дорівнює тривалості символу T . У часовій області $h_{TR}(t)$ має задовольняти умови:

$$h_{TR}(kT - T/2) = [d_{k0} + d_{k1}] / 2 \quad (1.6)$$

У частотній області (1.6) еквівалентно:

$$\sum (-1)^k H_{TR}(f - k/T) = 2T \cos(\pi fT) \quad (1.7)$$

Крім максимальної ширини очей діаграми, введення II критерію Найквіста допомагає в обмеженні викидів сигналу, що передається.

III критерій Найквіста: збереження площі імпульсу. Сигнал що відповідає III критерію Найквіста (1.8), має нульову площу будь-якого іншого значення інтервалу часу, крім власного. Цей критерій виражається у часовій області таким чином,

$$E = \int_{(2k-1)T/2}^{(2k+1)T/2} h_{TR}(t) dt = d_{k0} \quad (1.8)$$

IV критерій Найквіста: несприйнятливість до часового джиттера (ТД). Сигнал, що задовольняє IV критерію Найквіста (1.9), перетинає нуль в точках kT , $k \neq 0$, при цьому похідні порядку p у цих точках дорівнюють нулю. У часовій області - ця умова переходить у $h_{TR}(t)$, що задовольняє наступним умовам:

$$h_{TR}^{(p)}(kT) = \begin{cases} 0, & \forall k \in Z, p \in N \\ 1, & (p, k) \neq (0, 0) \end{cases} \quad (1.9)$$

Цей критерій узагальнює I критерій Найквіста, який у частотній області в даний час виражається так:

$$\sum_k k^p H(f - k/T) = h^p T^{p+1} \quad (1.10)$$

Такі сигнали вимагають пропускної спроможності, що лінійно зростає з числом нульових похідних у нулі функції, тобто чим більше p , тим ширше смуга пропускання каналу зв'язку.

Методикою для отримання передавальної характеристики фільтра зменшення МСІ є оптимізація конструкції імпульсної характеристики, шляхом мінімізації конкретних середньоквадратичних спотворень сигналу від критеріїв, які сформульовані у часовій області, при цьому вони будуть пов'язані з ймовірністю помилкового прийому символів. Найбільш значущими критеріями середньоквадратичного відхилення спотворень є:

- критерій МСІ у вибрані моменти часу:

$$e_I^2 = \sum_k [h(kT) - d_{k0}]^2 \quad (1.11)$$

- критерій регулярності появи нулів:

$$e_{II}^2 = \sum_k [h(kT - T/2) - (d_{k0} + d_{k1})/2]^2 \quad (1.12)$$

- критерій чутливості до часового джиттера:

$$e_{TJ}^2 = \sum_k [h(kT)]^2 \quad (1.13)$$

В ідеальній системі намагаються мінімізувати (2.11–2.13) одночасно:

$$(e_I^2, e_{II}^2, e_{TJ}^2) \Rightarrow \min \quad (1.14)$$

Проте, зробити це неможливо, оскільки пропускна здатність системи зв'язку завжди обмежена. Зазвичай намагаються задовольнити I критерій Найквіста, а у разі інших вимог намагаються знайти якийсь компроміс залежно від вимог, що пред'являються до системи зв'язку.

За умови ідеального каналу передачі, та враховуючи, що відповідна фільтрація зазвичай використовується на передавальній та приймальній частинах, оптимальний фільтр реалізується передатною функцією, яка має частотну характеристику корінь піднесеного косинуса (SRRC):

$$H_{RRC}(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ T \sqrt{\frac{1}{2} + \cos \left[\frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right]}, & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (1.15)$$

де r ($0 \leq r \leq 1$) – коефіцієнт згладжування, ϵ надлишок смуги, поділений на ширину смуги за рівнем – 6 дБ, характеризує крутість Характеристики фільтра. Тоді передавальна характеристика передавача-приймача буде:

$$H_{TR}(f) = |H_{RRC}(f)| \quad (1.16)$$

Крім того, можливе незначне порушення першого критерію у випадку, якщо це призведе до значного поліпшення в інших умовах. Тоді композиційну похибку Найквіста буде записано наступним чином:

$$e^2 = \alpha e_I^2 + \beta e_{II}^2 + \chi e_{TI}^2 \quad (1.17)$$

Мінімізація e^2 з урахуванням обмежень $h_{TR}(t)$ призводить до наступної загальної передавальної функції:

$$H_{\alpha, \beta, \chi}(f, m) = \begin{cases} \frac{\beta \cos(\pi f) - m}{(\alpha + \beta + 4\pi^2 \chi f^2)}, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ T \sqrt{\frac{1}{2} + \cos \left[\frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right]}, & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (1.18)$$

В (1.18) частоти були нормалізовані так, що період T дорівнює одиниці, а множник Лагранжа m задовольняє умові (1.19):

$$\int_{-(1+r)/2}^{(1+r)/2} H_f df = 1 \quad (1.19)$$

Проблеми формування імпульсних параметрів фільтра, полягають у виборі оптимальних вагових коефіцієнтів α , β , χ та оптимізації розробки фільтра згідно з

критеріями (1.11)–(1.14). Зменшення (1.18) для певних α , β χ дає кінцеву перехідну характеристику фільтрів, поданих нижче.

1. Перший фільтр (RC) задовольняє (1.4) та (1.6), $\alpha = \beta = 1$, $\chi = 0$, при цьому він не залежить від коефіцієнта згладжування:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & 0 \leq |f| \leq 1 \\ 0, & |f| \notin [0,1] \end{cases} \quad (1.20)$$

2. Модифікований піднятий косинус (MRC), є імпульс, який мінімізує (1.4) і є максимально близьким до (1.6). Це досягається встановленням таких значень α та β , що $\alpha \gg \beta$, $\chi = 0$.

$$H_{MRC}(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right] \end{cases} \quad (1.21)$$

Усічений піднятий косинус (TRC): якщо $\alpha = \beta = 1$, $\chi = 0$, то отримуємо усічений піднятий косинус (1.22), який мінімізує (1.4) та (1.6).

При цьому вводиться коефіцієнт m такий, що $m = -2(1+r) + \text{sinc}(\pi/2(1+r))$.

$$H_{MRC}(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right] \end{cases} \quad (1.22)$$

4. Піднятий косинус тип 2 (RC2): якщо потрібно зберегти (1.6) за рахунок похибки (1.4), то отримаємо RC2 (1.23). В цьому випадку вагові коефіцієнти встановлюються $\beta = \alpha, \chi = 0$.

$$H_{RC2}(f) = \begin{cases} \cos(\pi f), & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right] \end{cases} \quad (1.23)$$

5. Безперервний фільтр (BTRC) має безперервний спектр, що є плюсом при практичній реалізації, при цьому імпульс не узгоджується за композиційним критерієм похибки (1.17), хоча він має похибку за (1.6), що можна порівняти з MRC і TRC (1.24).

$$H_{BTRC}(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ e^{-\frac{2\ln 2}{r}\left(f - \frac{1-r}{2}\right)}, & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1}{2} \\ 1 - e^{-\frac{2\ln 2}{r}\left(\frac{1+r}{2} - f\right)}, & \frac{1}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right] \end{cases} \quad (1.24)$$

На рисунках 2.2–2.4 показані око-діаграми для кожного типу імпульсу при коефіцієнті згладжування $r = 0,35$ (на практиці використовують $r = 0,15-0,35$), що характеризують результат багаторазового накладання бітових послідовностей, що відображає ефекти розширення імпульсу, що призводять до МСІ, а також фазове тремтіння сигналу, що викликає виникнення взаємних спотворень між символами, що призводить до перетину очей діаграми з віссю часу в різні проміжки часу.

Максимальна ширина перетину з віссю часу визначається як пікове фазове тремтіння або джиттер передачі даних.

Висновки до першого розділу

Для найбільш ефективної компенсації впливу міжсимвольної інтерференції потрібно вибирати формуючий фільтр з максимальним відкриттям око-діаграми та найбільшим відношенням сигнал-шум. За відкриття око-діаграми відповідають два параметри: горизонтальне відкриття та висота око-діаграми.

Найкращим за вищеописаними параметрами є фільтр з характеристикою «піднесений косинус». Чим менше горизонтальне розкриття око-діаграми, тим більше BER через розмиття фронтів імпульсів. Відношення сигнал-шум показує енергетичне відношення рівнів нуля та одиниці до суми стандартних відхилень, чим воно вище, тим легше виявити сигнал при цьому, чим нижче відношення сигнал-шум, тим MCI вище, тобто чим більше відхилення переданих одиниці та нуля від заданого рівня, тим MCI вище. Імпульс SRRC є характеристикою формуючого фільтра «корінь піднесеного косинуса». Даний імпульс має максимальний повний джиттер, а також середні показники по розкриттю око-діаграми та відношенню сигнал-шум.

2 СТРУКТУРА ФОРМУЮЧОГО ФІЛЬТРУ

2.1 Використання формуючих фільтрів

Фільтр формування імпульсу на передачі і узгоджена фільтрація на прийомі є одними з основних етапів обробки цифрових сигналів в телекомунікаційних системах, що безпосередньо впливають на завадостійкість їх прийому, тому розробка моделей фільтрації є актуальною задачею, що підтверджується тенденцією реалізації процедур передачі, яке триває останніми роками. прийому та обробки сигналів засобами модельно-орієнтованого проектування та програмно-конфігурованого радіо. Формалізація відомих математичних моделей міжсимвольної інтерференції та фільтра Найквіста для її виключення, побудови та візуалізації його імпульсних та частотних характеристик. Розроблено багато скриптів синтезу заданих імпульсних та частотних характеристик формуючого та узгодженого фільтрів для подальшої програмної реалізації імітаційних моделей оцінки завадостійкості сучасних та перспективних систем мобільного зв'язку та радіодоступу в середовищі Matlab.

Питання теоретичного і прикладного характеру в частині побудови і функціонування формуючих і узгоджених фільтрів на сьогоднішній день є досить добре вивченими [1, 2, 3]. У той же час не можна не відзначити, що специфічні питання, добре знайомі безпосереднім розробникам практичних алгоритмів і процедур обробки сигналів фізичних систем радіозв'язку, вимагають подальшого дослідження. Проте з розвитком нових парадигм модельно-орієнтованого проектування та програмно-конфігурованого радіо, дані прогалини підлягають об'єктивному усуненню.

Серед специфічних особливостей, пов'язаних з функціонуванням формуючих і узгоджених фільтрів, заслуговують на увагу питання уточнення впливу усічення довжини та коефіцієнта згладжування імпульсної характеристики на показники займаної ширини смуги частот сигналу на виході фільтра в

частотній області, а також завадостійкості підсистеми синхронізації, візуалізуємої око-діаграми в області часу.

Проведемо дослідження математичних моделей, які розроблені в середовищі Matlab, методичною метою яких є візуалізація частотно-часових характеристик формуючих і узгоджених фільтрів для оцінки їх застосованості за критерієм займаної смуги в частотному домені і потенціалу синхронізації.

При передачі цифрових сигналів по радіоканалу гостро постає необхідність обмеження їх смуги, однак, при звуженні смуги виникає так звана міжсимвольна інтерференція (МСІ) [1]. Для підтримки допустимої МСІ при обмеженні лінії цифрових сигналів використовуються формуючі фільтри [2]. Якщо початковим цифровим сигналом є набір імпульсів з ідеальною прямокутною формою в часовому домені, спектр такого сигналу в частотному домені буде характеризуватись вкрай високим рівнем бічних пелюсток, ступінь ослаблення яких є неприйнятно низькою з точки зору розумного обмеження смуги частот [3]. Якщо як приклад розглянути сигнал ФМ-2 (BPSK, Binary Phase Shift Keying) з послідовністю імпульсів прямокутної форми $d(t)$ в часовому домені (рис. 1, а), частотному домені в результаті операції перетворення Фур'є від $d(t)$ буде отриманий спектр $S(f)$ з шириною головної пелюстки, що дорівнює подвоєній символній швидкості $2R$; ослаблення бічних пелюсток становитиме при цьому 13 дБ щодо головної пелюстки, а ступінь їх ослаблення можна апроксимувати залежністю $1/f$ (рис. 1, б).

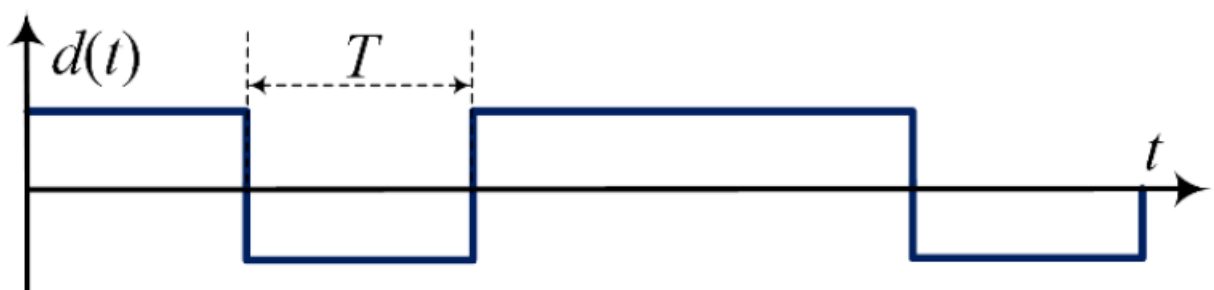


Рисунок 2.1 – Часова діаграма прямокутних біполярних імпульсів

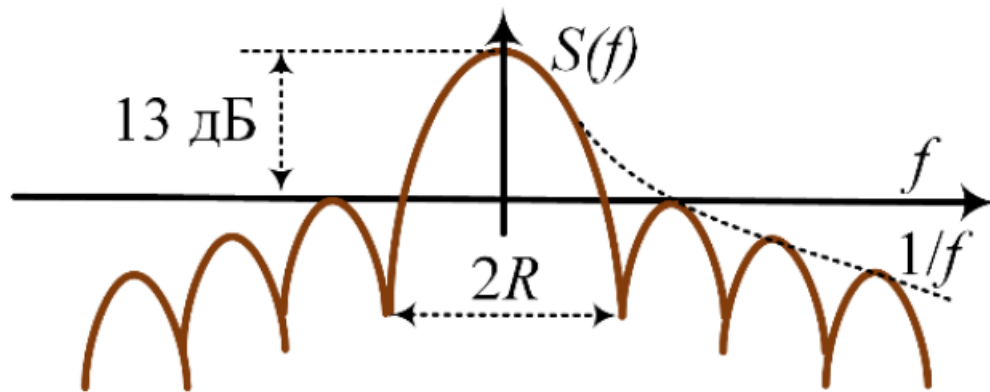


Рисунок 2.2 – Частотна характеристика прямокутних біполярних імпульсів

З властивостей перетворення Фур'є слід, що звуження смуги вихідного цифрового сигналу в частотному домені викликає міжсимвольну інтерференцію (МСІ, Intersymbol Interference, ISI) в часовому домені внаслідок зміни вихідної форми сигналів: імпульси послідовності при згладжуванні розширюються, їх фронти спотворюються і сусідні імпульси, форму, починають накладатися один на одного (рис. 2.3).

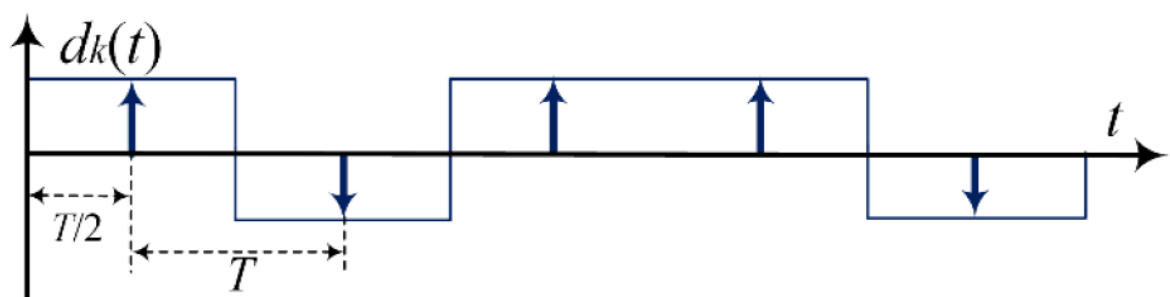


Рисунок 2.3 – Прямокутні імпульси

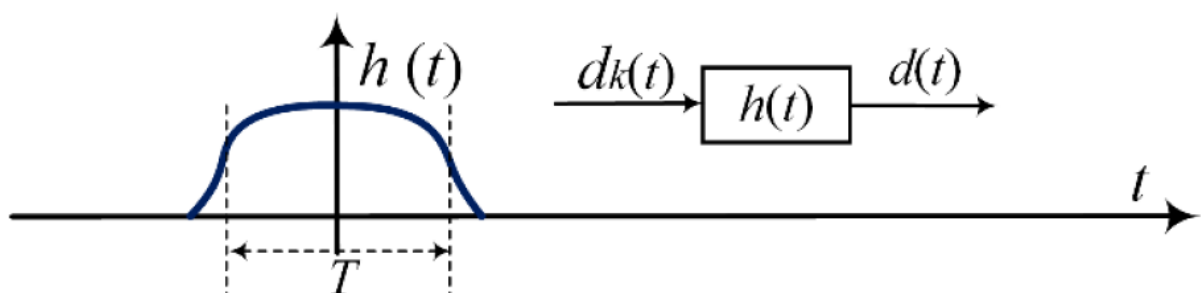


Рисунок 2.4 – Одиночний імпульс

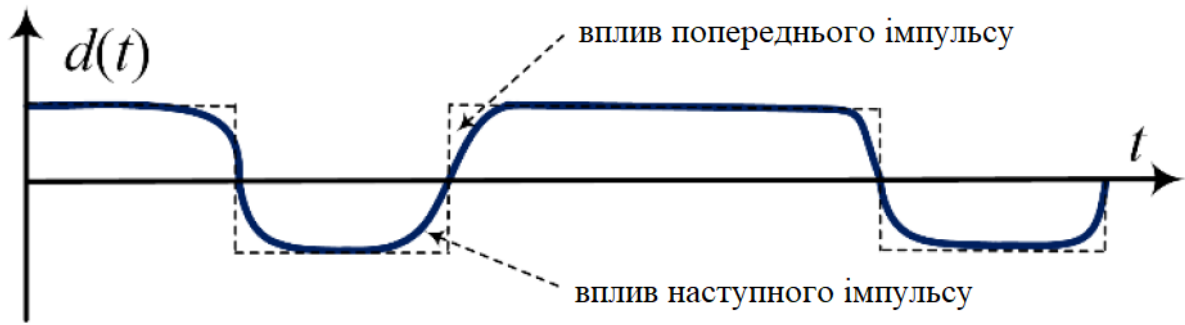


Рисунок 2.5 – Утворення міжсимвольної інтерференції

Розглянемо відліки $d_k(t)$ біполярних прямокутних імпульсів (рис. 2, а), які для згладжування форми в часовому домені та обмеження смуги в частотному домені надходять на формуючий фільтр з імпульсною характеристикою (ІХ) $h(t)$ (рис. 2, б); в результаті формуючої фільтрації виходить сигнал $d(t)$ (рис. 2, в), який характеризується накладанням сусідніх символів один на одного через МСІ.

Формалізуємо математичну модель формуючої фільтрації у часовому домені. Припустимо, відліки цифрових сигналів, що передаються, беруться в центрі біполярних прямокутних імпульсів тривалістю T , тоді сигнал $d_k(t)$ можна представити набором дельта-імпульсів, що визначаються виразом:

$$d_k(t) = \sum_k d_k \cdot \delta(t - kT - T/2) \quad (2.1)$$

де $\delta(t)$ – дельта-функція, помножена на амплітуду відліку d_k , яка для протилежних сигналів ФМ-2 може набувати значень $d_k = \pm 1$. Сигнал $d(t)$ на виході формуючого фільтра з ІХ $h(t)$ можна представити згорткою $d_k(t)$ і $h(t)$:

$$d(t) = \int_{-\infty}^{\infty} d_k(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (2.2)$$

Після підстановки виразу (1) в інтеграл (2) з використанням властивості дельта-функції отримаємо

$$d(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_k d_k (\delta(\tau - kT - T/2) \cdot h(t - \tau)) d\tau$$

$$d(t) = \sum_k d_k \int_{-\infty}^{\infty} \sum_k \delta(\tau - kT - T/2) \cdot h(t - \tau) d\tau =$$

$$= \sum_k d_k h(t - kT - T/2)$$

(2.3)

З виразу (2.3) можна зробити такі висновки:

а) у часовому домені сигнал на виході формуючого фільтра $d(t)$ за своєю формою однозначно визначається імпульсною характеристикою $h(t)$ та відліками початкового цифрового сигналу d_k ;

б) для керування шириною спектра початкового цифрового сигналу в частотній області досить вибрати задану частотну характеристику (ЧХ) формуючого фільтра, яка визначається перетворенням Фур'є ІХ $h(t)$ фільтра.

2.2 Моделі імпульсної та частотної характеристик формуючого фільтра

Розглянемо, які властивості має $h(t)$ для забезпечення мінімальної ширину смуги переданого сигналу.

До характеристик формуючого фільтра, з погляду властивостей перетворення Фур'є, пред'являються суперечливі вимоги: з одного боку, частотна характеристика $H(f)$ повинна забезпечувати звуження спектра початкового цифрового сигналу з $2R$ до (ідеалі) символної швидкості R частотному домені; з іншого боку, імпульсна характеристика $h(t)$, як результат зворотного перетворення Фур'є від $H(f)$, має забезпечувати хоч і неминучий, але прийнятний рівень МСІ у часовому домені. Модель такого фільтра було запропоновано Найквістом; Формалізуємо далі його властивості.

При швидкості відліків R відліків початкового цифрового сигналу $d_k(t)$ тривалість інформаційного символу визначається виразом:

$$T = 1 / R, \quad (2.4)$$

а символну швидкість R можна трактувати як частоту дискретизації цифрового сигналу $d(t)$ за умови взяття його відліків у центрі кожного біполярного імпульсу (рис. 3 а).

Проблема міжсимвольної інтерференції, з погляду завадостійкості, вирішується при синхронізації та визначається формуючим фільтром на передачі та узгодженим фільтром на прийомі. Формалізуємо завдання виключення міжсимвольної інтерференції прийому. Нехай k – індекс відліків на стороні, що передає, i – індекс відліків на приймаючій стороні, тоді для виключення впливу МСІ на прийомі необхідно, щоб $d_i = d_k$. Припустимо, після формуючого і згладжуючого фільтра з сукупною імпульсною характеристикою $h(t)$ на прийомі є сигнал $d(t)$. Якщо приймач здійснює дискретизацію $d(t)$ в моменти часу $t = T / 2 + iT$, для виключення впливу МСІ у вузлах дискретизації i повинна виконуватися умова, за якої прийняті символи відповідають переданим:

$$d(iT + T / 2) = d_k \quad (2.5)$$

З виразу (2.5) випливає, що при зміні форми імпульсів цифрових сигналів у часовій області в моменти взяття відліків необхідно залишати його значення

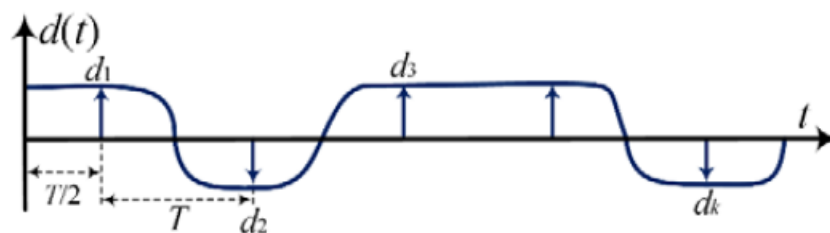


Рисунок 2.6 – Сигнал в області часу

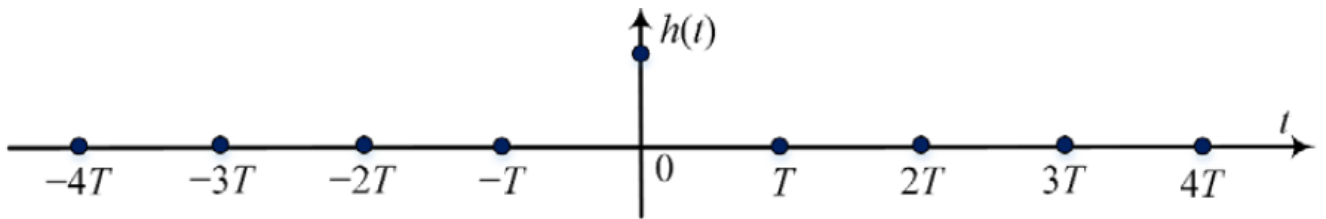


Рисунок 2.7 – Відліки сигналу

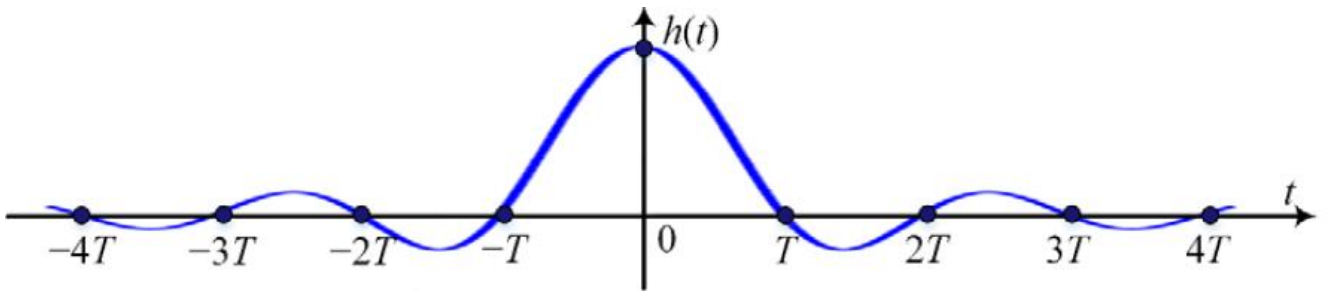


Рисунок 2.8 – Імпульсна характеристика сигналу

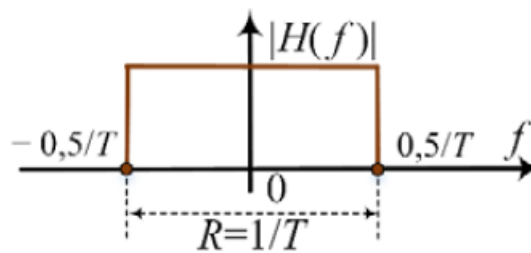


Рисунок 2.9 – Сигнал в області часу

незмінними і рівними d_k , тоді при прийомі і синхронізації демодуляція символів $d_k(t)$ може бути реалізована без спотворень. З (2.3) та (2.5) можемо записати:

$$d(iT + T/2) = \sum_k d_k \int_{-\infty}^{\infty} \sum_k h(iT + T/2 - kT - T/2) = \sum_k d_k h(T(i - k)) \quad (2.6)$$

З виразу (2.5) та (2.6) випливає:

$$d_k = \sum_k d_k h(T(i - k)), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.7)$$

Аналіз виразу (7) дозволяє формалізувати властивість, якій повинна задовольняти імпульсна характеристика $h(t)$ для виключення МСІ на прийомі:

$$h((i-k)T) = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (2.8)$$

Імпульсна $h(t)$ та частотна $H(f)$ характеристики фільтра, що задовольняє цій умові, утворюють фільтр Найквіста. Частотна характеристика фільтра Найквіста, що забезпечує мінімальну ширину смуги, що дорівнює символній швидкості $R = 1/T$, є ідеальним прямокутним фільтром нижніх частот. ІХ фільтра Найквіста, що забезпечує мінімальну ширину смуги цифрового сигналу, визначається виразом :

$$h(t) = \text{sinc}(\pi t / T) = \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} \quad (2.9)$$

ІХ Найквіста (9) характеризується нескінченними у часі бічними хвостами зі ступенем загасання в часі $\sim 1/t$ і є ідеальним інтерполятором, який «з'єднує» кожен символ d_k плавною кривою, при цьому самі d_k не спотворює, оскільки у моменти дискретизації імпульсні характеристики сусідніх символів, згідно з (8), дорівнюють нулю, що дозволяє повністю виключити МСІ в момент взяття вибірок у вузлах дискретизації.

Імпульсна характеристика Найквіста у часовому домені є нескінченною і безпосередньо у формі (9) не використовується; практично ІХ $h(t)$ обмежують (усікають) по тривалості; у результаті усічення формуючий фільтр перестає бути ідеальним інтерполятором у часовій області, його ЧХ втрачає ідеальну прямокутну форму в частотній області. При цьому, чим більше усічення ІХ у часовій області, тим вищий рівень бічних пелюсток ЧХ у частотній ділянці.

Усічення ІХ з 10 до 4-х символів призводить до збільшення рівня бічних пелюсток ЧХ; також у смузі пропускання починає проявлятися нерівномірність ЧХ. Для компенсації цих ефектів у частотній ділянці проводиться регульоване

параметром згладжування β ; в результаті ЧХ фільтра стає кусково-ломаною і характеризується двома величинами: $0 \leq \beta \leq 1$ - коефіцієнт згладжування, $T = 1/R$ - період символу. Поблизу фронту ідеальна ЧХ апроксимується функцією піднесеного косинуса. Параметр згладжування β характеризує надмірність необхідної смуги щодо символної швидкості.

2.3 Розробка фільтра Найквіста

Радіочастотний спектр є дуже цінним ресурсом і його необхідно використовувати за призначенням. Фільтри формування імпульсів контролюють спектральний вигляд сигналу, що передається в бездротовому каналі через суворі обмеження з дотримання спектральної маски. Це ще важливіше для майбутніх бездротових систем 5G, які базуються на різних протоколах бездротової передачі (таких як мобільні мережі, Інтернет речей (IoT) та зв'язок між машинами), об'єднаних в один стандарт. Навіть для провідних каналів завжди існує природна пропускна здатність середовища (мідний провід, коаксиальний кабель, оптичне волокно), яке накладає верхні обмеження на його використання.

Розробка оптимального фільтра формування імпульсів починається з найменшої можливої лінії пропускання з прямокутним спектром. Однак такий різкий перехід у частотній ділянці призводить до появи довгих хвостів у часовій ділянці. Щоб уникнути цієї проблеми, бажаним є більш плавний спад спектру, для якого ми можемо розширити смугу пропускання в будь-якій форм $\pm 0,5 p_M$ і, якщо вона має непарну симетрію близько половини швидкості передачі символів $\pm 0,5 p_M$, щоб задовольнити критерію Nyquist no-ISI (Inter-Symbol Interference - без міжсимвольної інтерференції). Це розширення можна логічно уявити як згортку між прямокутною масою ширини p_M та рівний симетричний конус ширини αp_M де $0 < \alpha \leq 1$. Ця парна симетрія зберігає непарну симетрію навколо $\pm 0,5 p_M$ у результуючому фільтрі. Найгладша форма, яку можна собі уявити, - це синус або

косинус. Напівкосинус ширини αR_M - рівномірна симетрична форма - згорнута в частотній області з прямокутним спектром для генерації імпульсу, відомого як фільтр піднесеного косинуса (RC). Параметр α - надмірна ширина смуги або коефіцієнт спаду в результуючому бажаному спектрі. Оскільки згортка в часовій області являє собою множення в частотній області, RC-фільтр ділиться на дві частини в частотній області: одна в T_x і одна в R_x , обидві з яких є квадратним коренем початкового RC-фільтра і відомі як Фільтри з квадратним коренем піднесеного косинуса (SRRC). Фільтр T_x SRRC реалізує формуючий фільтр, який визначає спектральну маску, в той час як фільтр R_x SRRC реалізує узгоджений фільтр, який максимізує SNR на вході приймача. Концепція піднесеного косинуса є гарною відправною точкою для проектування форми імпульсу, а її математичний вираз у закритій формі добре підходить для аналітичних цілей. Тим не менш, використання імпульсу SRRC для формування спектра має два основні недоліки:

- оскільки смуга переходу імпульсу RC є половиною періоду косинуса, смуга переходу імпульсу SRRC являє собою чверть періоду косинуса. Його різке припинення у смузі затримування призводить до розриву, що викликає межу придушення бічних пелюсток (SL), якого може досягти імпульс SRRC.

- Внаслідок усічення у часовій області імпульс більше не є абсолютно обмеженим по смузі в межах $0,5(1 + \alpha)R_M$ і передбачає нескінченну підтримку за частотою у вигляді бічних пелюсток. Це пов'язано з тим, що усічення в часовій області (тобто множення на прямокутне вікно) викликає наступну згортку частотної області між спектром SRRC і сигналом sinc. Ця операція відсуває значення половинної амплітуди від непарних точок $F = \pm 0,5R_M$ порушення критерію відсутності міжсимвольної інтерференції (ISI) та збільшення ISI.

Це призводить до інших процедур проектування форми імпульсу, які створюють фільтр Найквіста з покращеним загасанням у смузі затримування, переважно без будь-якого погіршення пікової ISI. Ми обговоримо два основних методи проектування для пошуку найкращого фільтра формування імпульсу:

перетворення фільтра нижніх частот, заснованого на алгоритмі Паркса-Макклеллана, на фільтр Найквіста та згортка вікна частотної області з прямокутним спектром.

2.4 Перетворений фільтр нижніх частот

Стандартний метод полягає в тому, щоб почати з початкового фільтра нижніх частот, розробленого відповідно до алгоритму Паркса-Макклеллана, краї смуги пропускання та смуги затримування якого узгоджені з межами спаду спектра Найквіста. Алгоритм Паркса-Макклеллана є ітераційним алгоритмом пошуку оптимального КІХ-фільтра на основі алгоритму обміну Ремеза та теорії апроксимації Чебишева, так що максимальна помилка між бажаною та фактичною частотними характеристиками мінімізується. Амплітудна та фазова характеристики фільтра Паркса-Макклеллана приведені на рис. 2.1.

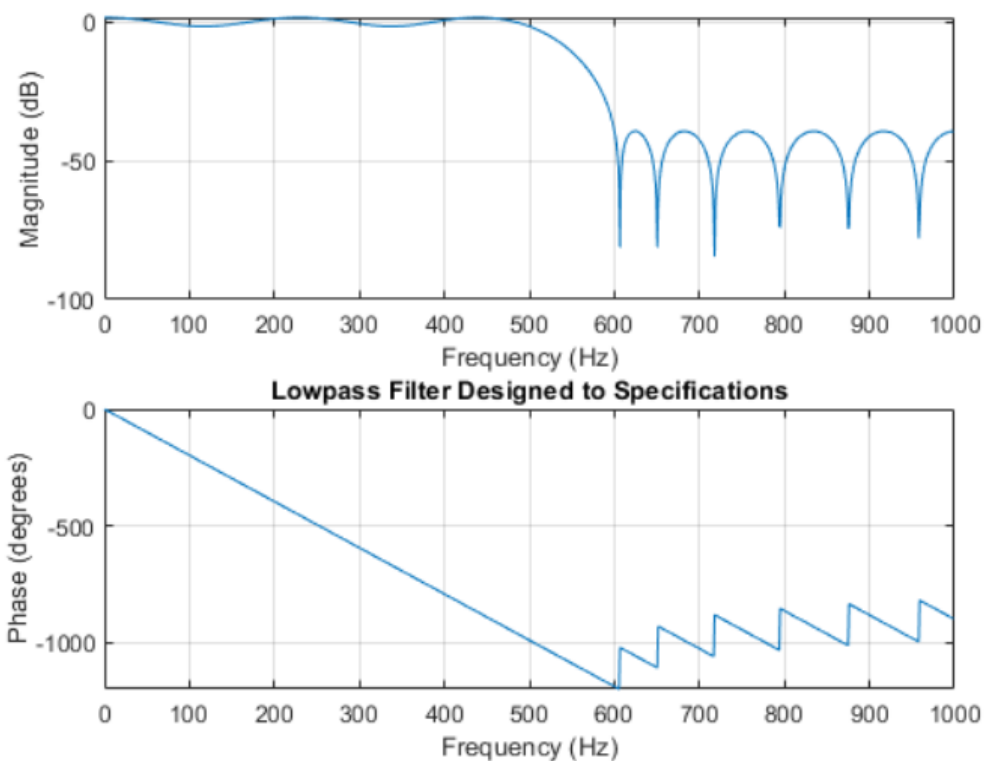


Рисунок 2.10 – Амплітудна та фазова характеристики фільтра Паркса-Макклеллана

Фільтри, сконструйовані таким чином, демонструють еквипульсну поведінку у своїх частотних характеристиках і тому також відомі як еквипульсивні фільтри, де еквипульсація має на увазі рівні пульсації в смузі пропускання та смузі затримання, які не обов'язково однакові (насправді, здебільшого це не так).

Зазвичай, цей фільтр нижніх частот перетинає межу лінії частот $F = \pm 0,5R_M$ з більшим ослабленням, ніж рівень -3 дБ, необхідний спектру Найквіста. Оскільки перехідна смуга належить розробнику фільтра, гранична частота смуги пропускання може бути зміщена вперед на рівень -3 дБ. Це може бути реалізовано у програмній підтримці за допомогою кількох ітерацій збільшення частоти краю смуги пропускання на основі методу градієнтного спуску, так само, як автономний адаптивний фільтр.

Для частоти дискретизації F_S , частота смуги пропускання F_{pass} буде проходити, частота смуги затримання F_{stop} та позитивна постійна μ , що керує швидкістю та помилкою апроксимації, процедура n-ої ітерації вказана нижче:

- спроектуйте фільтр нижніх частот, використовуючи алгоритм Паркса-МакКлеллана з набором частот $\{0 F_{pass}[n] F_{stop} F_{S/2}\}$

- знайти помилку між -3 дБ та загасання фільтра в дБ при $0,5R_M$ як

$$e[n] = -3 - P_{dB}(0,5R_M)$$

- оновити частоту смуги пропускання як $F_{pass}[n+1] = (1 + \mu e[n])F_{pass}[n]$

У більшості випадків достатньо кількох ітерацій, щоб перетворити його на фільтр Найквіста. Також є опція зважування, яка може зробити більший акцент на бажаній смузі частот за рахунок інших смуг. Наприклад, більшого загасання в смузі затримання може бути досягнуто за рахунок збільшення внутрішньосмугової пульсації.

Для кращого візуального розуміння ми створюємо фільтр Найквіста з характеристикою квадратного кореня з піднесеного косинуса довжиною 49, що використовує перетворений фільтр нижніх частот із трьома різними надмірними

смугами пропускання, а саме $\alpha=[0.15, 0.2, 0.25]$ та груповою затримкою, що дорівнює 6. Потім будується їх частотна характеристика разом із мірою загасання бічних пелюсток. Нарешті, два фільтри Найквіста з квадратним коренем згортаються та знижують частоту дискретизації відлік/символ для спостереження відповідних пікових рівнів ISI. АЧХ фільтра представлена на рис. 2.11.

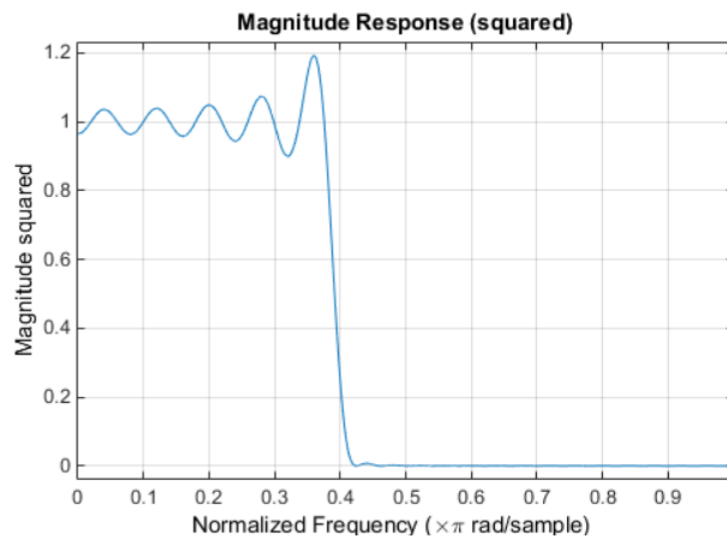


Рисунок 2.11 – АЧХ фільтра нижніх частот

Імпульсна характеристика фільтра низьких частот приведена на рис. 2.12.

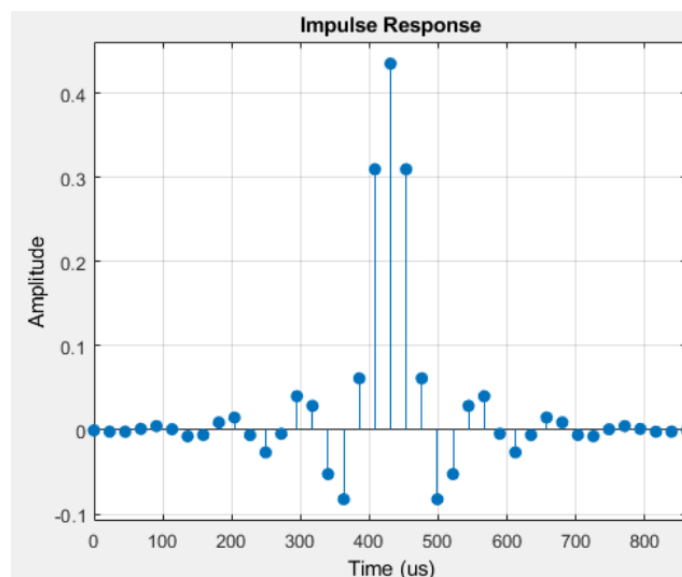


Рисунок 2.12 – Імпульсна характеристика фільтра низьких частот

Розглянемо віконний фільтр. Інша процедура, розроблена Фредом Харрісом, заснована на згортанні гладкого конуса шириною αR_M із прямокутним спектром шириною R_M . Щоб забезпечити максимальну плавність, цей конус повинен бути просто хорошим спектральним вікном з вузькою шириною головної пелюстки та низькими рівнями бічних пелюсток. Одним із таких кандидатів є вікно Кайзера, яке є наближенням до витягнуто-сфероїдального вікна, для якого відношення енергії головної пелюстки до енергії бічної пелюстки є максимально. При фіксованій довжині параметр β контролює висоту бічної пелюстки, яка зменшується з β ціною збільшення ширини основної пелюстки. Коефіцієнти для вікна Кайзера $\omega(n)$ дані

$$\omega(n) = \begin{cases} \frac{I_0 \left(\pi\beta \sqrt{1 - \left(\frac{n}{N/2} \right)^2} \right)}{I_0(\pi\beta)}, & -N \leq n \leq N \\ 0, & \text{інше} \end{cases}$$

де I_0 - Модифікована функція Бесселя нульового порядку першого роду. Знову створюємо фільтр Найквіста з характеристикою квадратного кореня з піднесеного косинуса довжини 49, що використовує віконний фільтр у частотній області з аналогічною надмірною смугою пропускання $\alpha = [0.15, 0.2, 0.25]$, $\beta = 12$ та групова затримка 6. Потім будується їх частотна характеристика разом із мірою загасання бічних пелюсток. Нарешті, два фільтри Найквіста з квадратним коренем згортаються та знижують частоту дискретизації 1 відлік/символ для спостереження відповідних пікових рівнів ISI. Результати показані на рисунку вище та порівнюються з проектом на основі фільтра нижніх частот.

Оскільки алгоритм Паркса-МакКлеллана зводить до мінімуму помилку у смугах пропускання та затримування, він генерує оптимальні коефіцієнти фільтрації і, отже, став стандартним методом проектування КІХ-фільтрів. Більше

того, ітеративний процес нижніх частот є більш гнучким, оскільки будь-який рівень бічних пелюсток може бути замінений внутрішньосмуговими пульсаціями за рахунок використання штрафних ваг. З іншого боку, метод вікна Кайзера не такий гнучкий. Через згортки спектрів пульсації у смузі затримування та внутрішньосмугові пульсації завжди мають однакову амплітуду.

Хоча рисунок вище демонструє в кожному випадку, що згасання бічних пелюсток, що демонструється фільтром нижніх частот, значно краще, ніж у віконного фільтра, поряд з його піковим ISI, який або порівняно, або навіть краще, конструкція фільтра нижніх частот, тим не менш, загалом перевищує рівні бічних пелюсток. Тільки метод на основі вікна краще з точки зору пікового ISI у більшості налаштувань. Існує можливість вибору одного над іншим залежно від системних вимог.

2.5 Еквалізація сигналів на приймальній стороні

У сучасних системах зв'язку, еквалізація сигналів є необхідною операцією, оскільки дозволяє значно знизити вплив різних завад, і дає суттєвий приріст завадостійкості. Дана операція проводиться за допомогою спеціальних пристроїв, що мають назву еквалайзерів. У більшості сучасних телекомунікаційних систем використовують адаптивні еквалайзери.

Робота адаптивного еквалайзера складається з двох фаз: фази навчання та фази корекції. Фаза навчання полягає у прийомі тестової послідовності та обчисленні вагових коефіцієнтів еквалайзера за допомогою спеціальних алгоритмів адаптації.

Тестова послідовність є заздалегідь відомою у приймачі псевдовипадковою послідовністю символів заданої довжини, яка періодично передається у певні моменти часу. В процесі прийому цієї послідовності адаптивний еквалайзер порівнює декодовані символи тестової послідовності із символами, що зберігаються в його пам'яті та за допомогою алгоритму адаптації змінює свою

частотну характеристику певним чином, щоб мінімізувати помилку. Безпосередньо за тестовою послідовністю в прийнятому пакеті інформації слідує інформаційна частина.

При використанні таких пристроїв робиться припущення, що за короткий проміжок часу після прийому тестової послідовності параметри радіоканалу не змінюються. Внаслідок цього прийом інформаційної частини пакета (фаза корекції частотної характеристики радіоканалу) здійснюється з тією ж частотною характеристикою еквалайзера, що була встановлена у фазі навчання. Періодичність впровадження тестової послідовності у пакет, а також її довжина вибирається на розсуд проектувальника системи, виходячи з параметрів каналу, щоб забезпечити майже оптимальну корекцію змінної у часі частотної характеристики радіоканалу та мінімізацію міжсимвольної інтерференції.

Найчастіше для еквалізації сигналів використовується трансверсальний фільтр показаний на рис. 2.13.

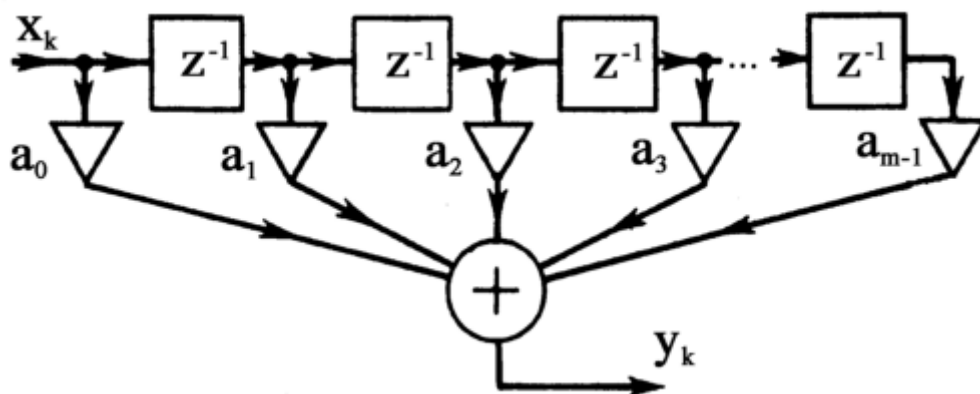


Рисунок 2.13 – Структура трансверсального фільтра

Його входом є інформаційна послідовність $\{u_t\}$, а виходом є оцінки інформаційної послідовності $\{I_k\}$. Оцінку k -го символу можна виразити так:

$$I_k = \sum_{j=-K}^K c_j u_{k-j} \quad (2.10)$$

де $\{c_j\} \in 2K + 1$ комплексно-значних зважувальних коефіцієнтів для комірок фільтра Оцінка I_k квантується до найближчого (за відстанню) інформаційного символу на формування рішення.

За знаходженням оптимального критерію для оптимізації вагових коефіцієнтів фільтра проведено багато досліджень. Найбільш вживаним заходом якості для цифрової системи зв'язку є середня ймовірність помилки, тому бажано вибирати коефіцієнти так, щоб мінімізувати цей показник якості. Проте ймовірність помилки значно нелінійна функція $\{c_j\}$. Отже, ймовірність помилки як показник якості для оптимізації зважувальних коефіцієнтів комірок еквалайзера не практичний.

Для оптимізації коефіцієнтів еквалайзера широке поширення отримали два критерії: критерій пікового спотворення та критерій середньоквадратичної помилки. Пікове спотворення визначається як найгірший випадок міжсимвольної інтерференції на виході еквалайзера Мінімізацію цього показника якості називають критерієм пікового спотворення.

Послідовне об'єднання моделі лінійного дискретного фільтра часу з імпульсною характеристикою $\{f_n\}$ та еквалайзера, що має імпульсну характеристику $\{c_n\}$, можна уявити одним еквівалентним фільтром з імпульсною характеристикою:

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j f_{n-1} \quad (2.11)$$

Це означає, що $\{q_n\}$ це просто згортка $\{c_n\}$ і $\{f_n\}$. Вважається що еквалайзер має необмежену кількість комірок. Його вихід у k -го відліковий момент можна представити у вигляді

$$\hat{I}_k = q_0 I_k + \sum_{n \neq k} I_n q_{k-n} + \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j \eta_{k-j} \quad (2.12)$$

Перший доданок (2.27) представляє зважена версія бажаного символу. Для зручності ми нормуємо q_0 до одиниці. Другий доданок є МСІ. Пікове значення цієї інтерференції, яке називається піковим спотворенням, визначається виразом:

$$D(c) = \sum_{\substack{n \rightarrow -\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |q_n| = \sum_{\substack{n \rightarrow -\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{j \rightarrow -\infty}^{\infty} c_j f_{n-j} \right| \quad (2.13)$$

Таким чином, $D(c)$ є функцією зважувальних коефіцієнтів осередків еквалайзера.

При використанні еквалайзера з необмеженим числом осередків можна вибрати ваги осередків отже $D(c) = 0$, тобто. $q_n = 0$ для всіх n , крім $n=0$. Це означає, що МСІ можна повністю виключено.

При використанні критерію мінімуму СКО, що зважують коефіцієнти осередків $\{c_j\}$ еквалайзера підлаштовуються так, щоб мінімізувати середній квадрат помилки:

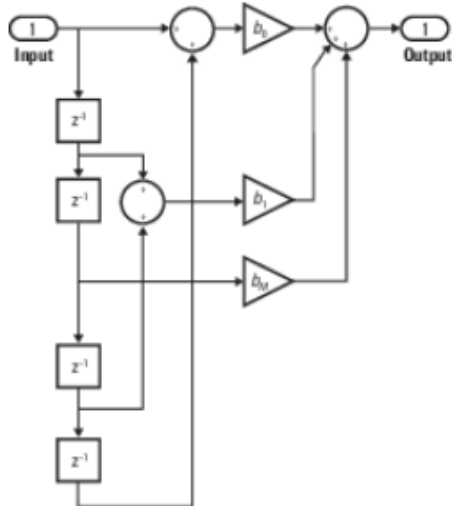
$$\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k \quad (2.14)$$

де I_k – інформаційний символ, переданий на k -му сигнальному інтервалі, \hat{I}_k - оцінка цього символу на виході еквалайзера, що визначається (2.25).

Якщо інформаційні символи $\{I_k\}$ є комплексними, то показник якості при СКО критерію, що позначається J визначається так

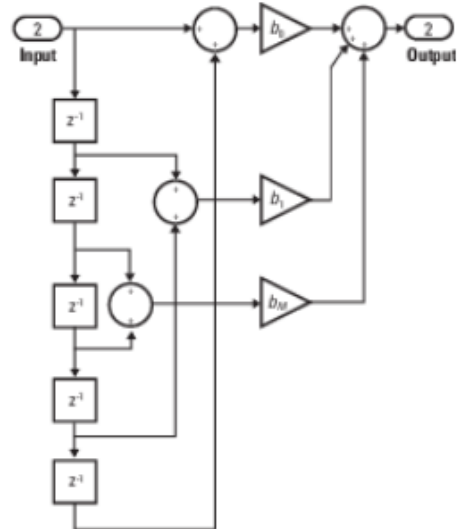
$$J = E|\varepsilon_k|^2 \quad (2.15)$$

З іншого боку, коли інформаційні символи є дійсними, показник якості просто дорівнює квадрату дійсної величини ε_k . В будь-якому випадку, J є квадратичною функцією коефіцієнтів еквалайзера.



а)

Even Order – Type I



б)

Odd Order – Type II

Рисунок 2.14 Фільтри: а- парного порядку; б- непарного порядку

Парний порядок

$$b(k) = b(n+2-k), \quad k = 1, K, n+1$$

Непарний порядок

$$b(k) = b(n+2-k), \quad k = 1, K, n+1$$

Розглянемо симетрію коефіцієнтів. За винятком сфіртм, всі функції проектування КІХ-фільтрів проектують лише фільтри з лінійною фазою. Коефіцієнти фільтра або «відведення» таких фільтрів підпорядковуються або парному або непарному співвідношенню симетрії. Залежно від цієї симетрії і від того, чи є порядок n фільтра парним або непарним, лінійний фазовий фільтр (зберігається у векторі довжини $n+1$ b) має певні внутрішні обмеження на його частотну характеристику.

Фазова затримка та групова затримка КІХ-фільтрів з лінійною фазою однакові та постійні у всій смузі частот. Для КІХ-фільтра з лінійною фазою порядку n групова затримка становить $n/2$, а відфільтрований сигнал просто затримується на $n/2$ часових кроків (а величина його перетворення Фур'є масштабується за відгуком величини фільтра). Ця властивість зберігає форму хвилі сигналів у смузі пропускання; тобто фазові спотворення відсутні.

Висновки до другого розділу

Фільтр з характеристикою «піднятий косинус» є багатошвидкісним. Коефіцієнти фільтра мають нульові значення для кожного M -го відліку і залежать від коефіцієнта перетворення частоти дискретизації M .

Імпульсна характеристика фільтра з характеристикою «піднятий косинус» у часовому домені є нескінченною і на практиці обмежується по тривалості; у результаті усічення формуючий фільтр перестає бути ідеальним інтерполятором у часовій області, його ЧХ втрачає ідеальну прямокутну форму в частотній області. При цьому, чим більше усічення ІХ у часовій області, тим вищий рівень бічних пелюсток ЧХ у частотній ділянці.

					КвРТР.2019021.01.02 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		47

3 РОЗРАХУНОК І ДОСЛІДЖЕННЯ ФОРМУЮЧИХ ФІЛЬТРІВ

3.1 Фільтр Гауса з кінцевою імпульсною характеристикою

У цьому прикладі показано, як спроектувати формуючий імпульс Гауса КІХ-фільтр і параметри, що впливають на нього. Конструкція КІХ-фільтра Гауса з формуванням імпульсів виконується шляхом усічення вибіркової версії імпульсної характеристики фільтра Гауса з безперервним часом, за виразом:

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{a} e^{-\frac{\pi^2 t^2}{a^2}}$$

Параметр a пов'язаний із часовим добутком символу ширини смуги на 3 дБ ($B \cdot T_s$) фільтра Гауса, як зазначено виразом:

$$a = \frac{1}{BT_s} \sqrt{\frac{\lg 2}{2}}$$

У цьому плані є дві помилки апроксимації: помилка усічення та помилка вибірки. Помилка усічення пов'язана з апроксимацією за кінцевий час (FIR) теоретично нескінченної імпульсної характеристики ідеального фільтра Гауса. Помилка вибірки (аліасинг) виникає через те, що частотна характеристика Гауса насправді не обмежена смугою частот у строгому сенсі (тобто, енергія сигналу Гауса поза певної частоти не дорівнює нулю). Іншим наслідком того факту, що модуляція SRRC є обмеженою смугою частот, є те, що її автокореляційна функція має дуже округлий пік. Як ми бачили на початку цього розділу, якість сигналу покращується в міру того, як нахил АКФ стає крутішим навколо основного піку. У разі сигналу піднесеного косинуса, якою б широкою була смуга пропускання приймача, ми не зможемо нічого зробити для поліпшення якості вимірювань.

$$H(f) = e^{-a^2 f^2}$$

У міру збільшення f частотна характеристика прагне нуля, але ніколи не буває точно нульовою, а це означає, що вона не може бути дискретизована без виникнення деякого накладання.

Щоб розробити фільтр Гауса з безперервним часом, давайте визначимо час символу (T_s) рівним 1 мкс, а кількість символів між початком імпульсної характеристики та її кінцем (діапазон фільтра) дорівнює 6. З рівнянь вище ми можемо бачити, що імпульсна характеристика та частотна характеристика фільтра Гауса залежать від параметра «а», який пов'язаний з добутком ширини смуги на символ часу 3 дБ. Щоб вивчити вплив цього параметра на конструкцію КІХ-фільтра Гауса, ми визначимо різні значення «а» в одиницях виміру Т і обчислимо відповідні смуги пропускання. Потім ми побудуємо імпульсну характеристику кожного «а» і амплітудну характеристику кожної смуги пропускання.

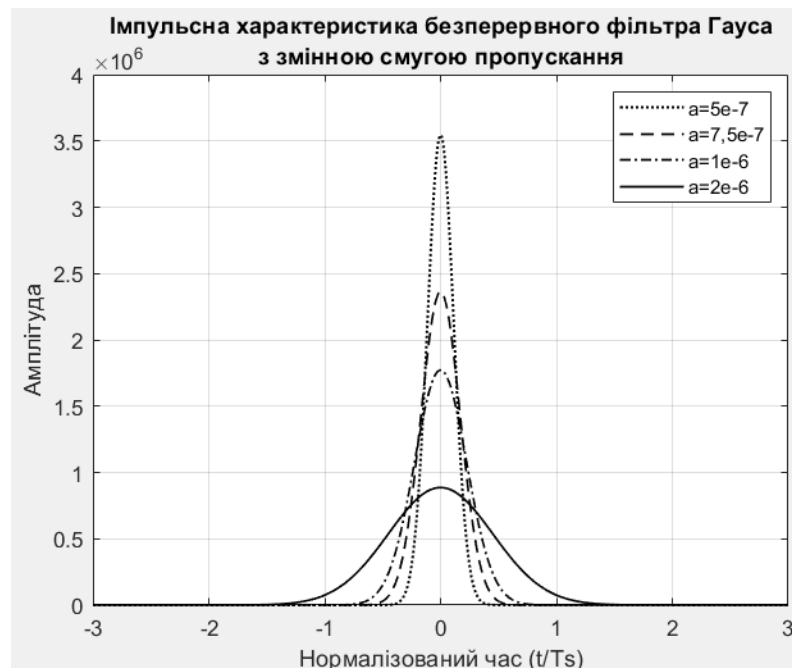


Рисунок 3.1 – Імпульсна характеристика фільтра Гауса

Відзначимо, що імпульсні характеристики нормовані на час символу. Визначимо частотну характеристику для безперервного фільтра Гауса.

Обчислимо та побудуємо частотну характеристику для гаусівських фільтрів з безперервним часом з різною смугою пропускання. На рисунку 3.2 відсікання 3 дБ позначена червоними кружками («о») на амплітудній характеристиці фільтра. Зверніть увагу, що смуга пропускання 3 дБ знаходиться між DC та B.

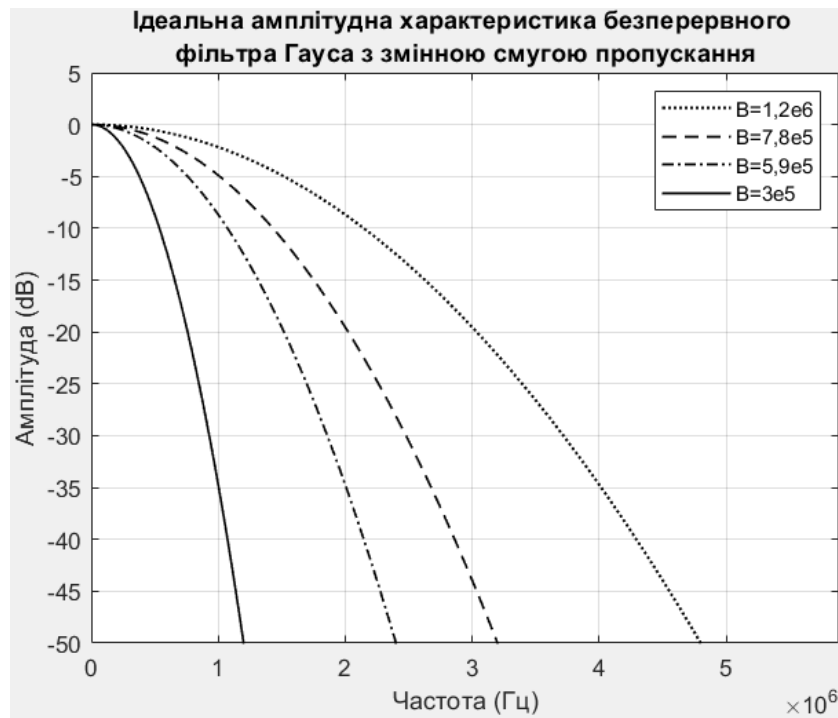


Рисунок 3.2 – Амплітудна характеристика фільтра Гауса

Виконаємо КІХ-апроксимацію фільтра Гауса. Розробимо КІХ-фільтр Гауса, використовуючи функцію `gaussdesign`. Вхідними даними цієї функції є добуток смуги пропускання на символ часу за рівнем 3 дБ, кількість періодів символу між початком і кінцем імпульсної характеристики фільтра, тобто смуга пропускання фільтра в символах, і коефіцієнт передискретизації (тобто кількість вибірок на символ). Коефіцієнт передискретизації (OVSF) визначає частоту дискретизації та довжину фільтра і, отже, відіграє важливу роль у конструкції КІХ-фільтра Гауса. Помилки апроксимації у проекті можна зменшити за допомогою відповідного

вибору коефіцієнта передискретизації. Ми ілюструємо це, порівнюючи КІХ-фільтри Гауса, розроблені з двома різними коефіцієнтами передискретизації.

По-перше, ми розглянемо коефіцієнт передискретизації, рівний 16, для розробки дискретного фільтра Гауса.

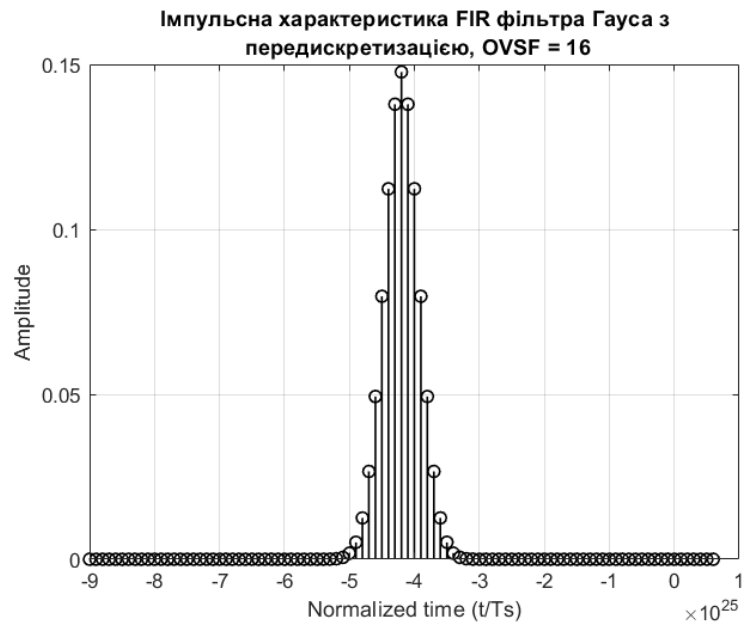


Рисунок 3.3 – Імпульсна характеристика фільтра Гауса передискретизацією

Частотна характеристика для КІХ-фільтра Гауса (коефіцієнт передискретизації = 16). Показана на рисунку 3.4.

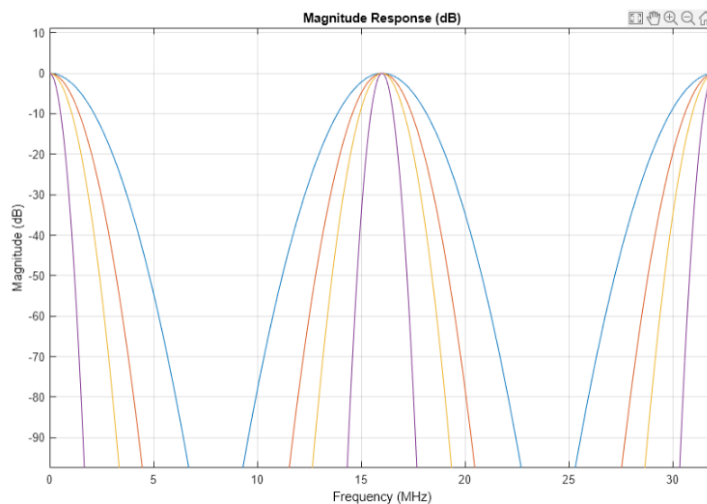


Рисунок 3.4 – Частотна характеристика фільтра Гауса

Розрахуємо частотну характеристику КІХ-фільтра Гауса з коефіцієнтом передискретизації 16 і порівняємо її з ідеальною частотною характеристикою (тобто частотною характеристикою фільтра Гауса з безперервним часом).

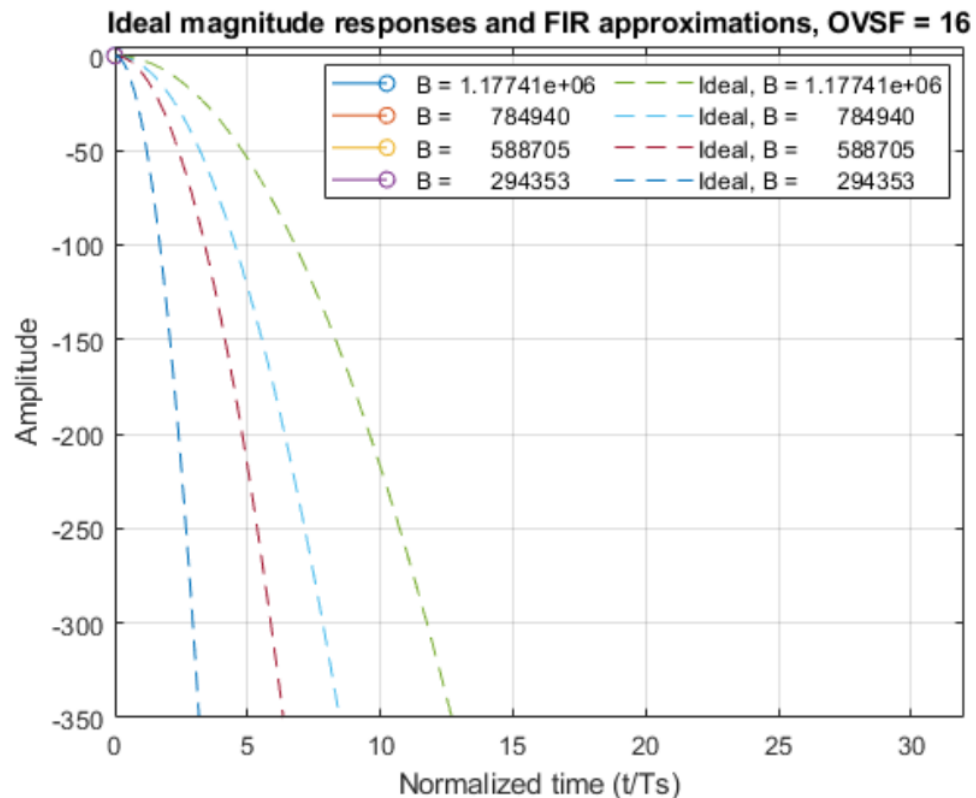


Рисунок 3.5 – Ідеальна амплітудна характеристика

Зверніть увагу, що перші два КІХ-фільтри демонструють помилки згладжування, а останні два КІХ-фільтри демонструють помилки усічення. Аліасінг виникає, коли частота дискретизації не перевищує частоту Найквіста. У разі перших двох фільтрів смуга пропускання досить велика, щоб коефіцієнт передискретизації не розділяв спектральні репліки, щоб уникнути накладання спектрів. Проте кількість псевдонімів не дуже важлива.

З іншого боку, останні два КІХ-фільтри показують обмеження КІХ-апроксимації до того, як може відбутися будь-яке накладення. Відгуки величини цих двох фільтрів досягають нижньої межі, перш ніж можуть перекриватися зі спектральними репліками.

Значення коефіцієнта передискретизації. Помилки аліасингу та усічення варіюються залежно від коефіцієнта передискретизації. Якщо зменшити коефіцієнт передискретизації, ці помилки будуть більш серйозними, оскільки це знижує частоту дискретизації (тим зближуючи репліки), а також зменшує довжину фільтра (збільшуючи помилку в КІХ-апроксимації).

Наприклад, якщо ми виберемо коефіцієнт передискретизації, що дорівнює 4, ми побачимо, що всі КІХ-фільтри демонструють помилки накладання спектрів, оскільки частота дискретизації недостатньо велика, щоб уникнути перекриття спектральних копій.

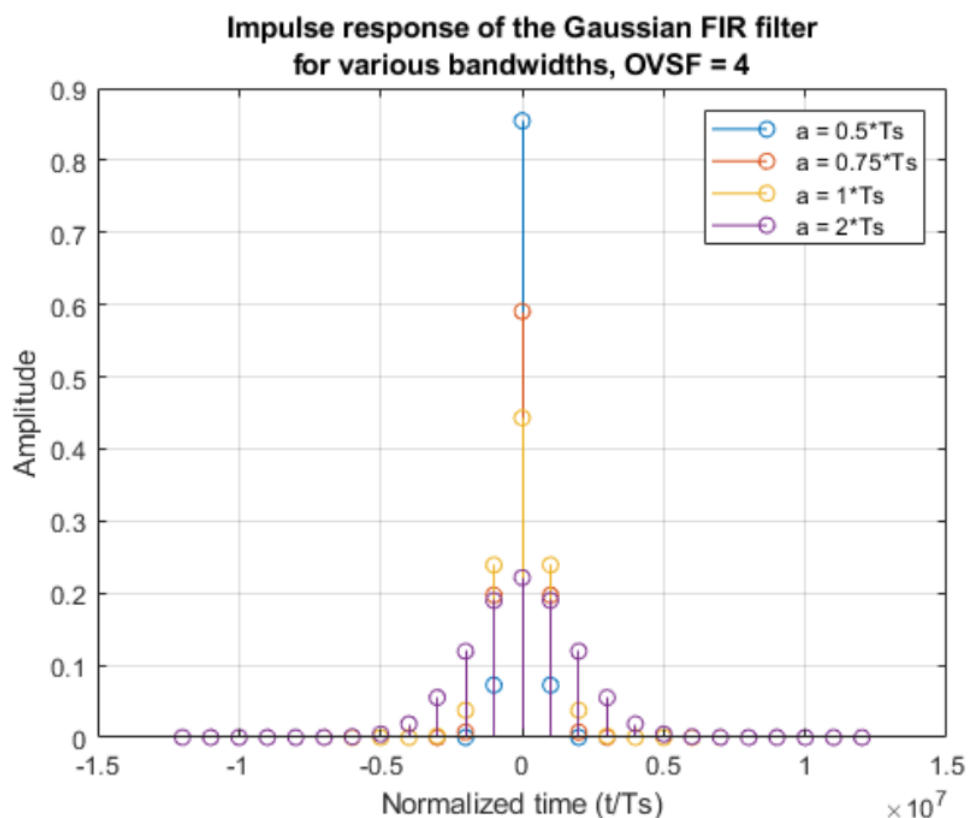


Рисунок 3.6 – Імпульсна характеристика фільтра Гауса

Частотна характеристика для КІХ-фільтра Гауса (коефіцієнт передискретизації = 4). Ми побудуємо графік та вивчимо частотну характеристику КІХ-фільтра Гауса, розробленого з коефіцієнтом передискретизації 4. Менший коефіцієнт передискретизації означає меншу частоту дискретизації. Внаслідок цієї частоти дискретизації недостатньо, щоб

уникнути спектрального перекриття, і всі фільтри КІХ-апроксимації демонструють накладання спектрів.

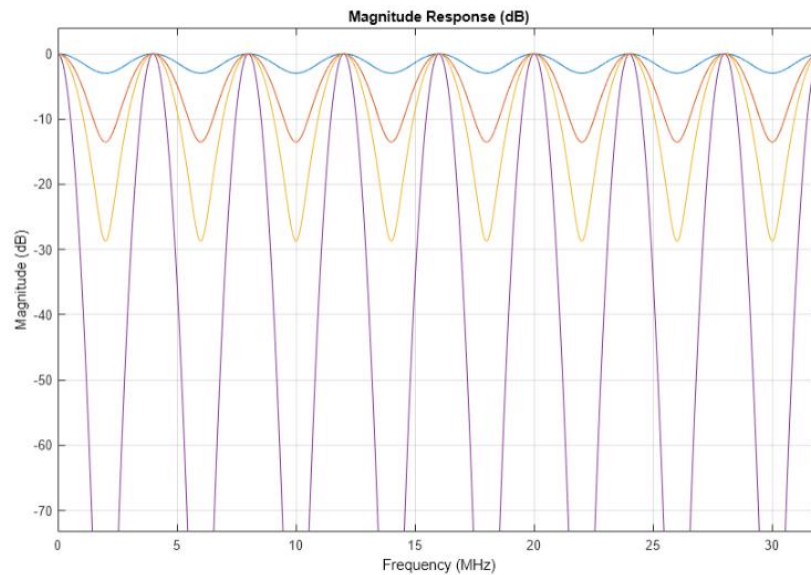


Рисунок 3.7 – Амплітудно – частотна характеристика фільтра Гауса

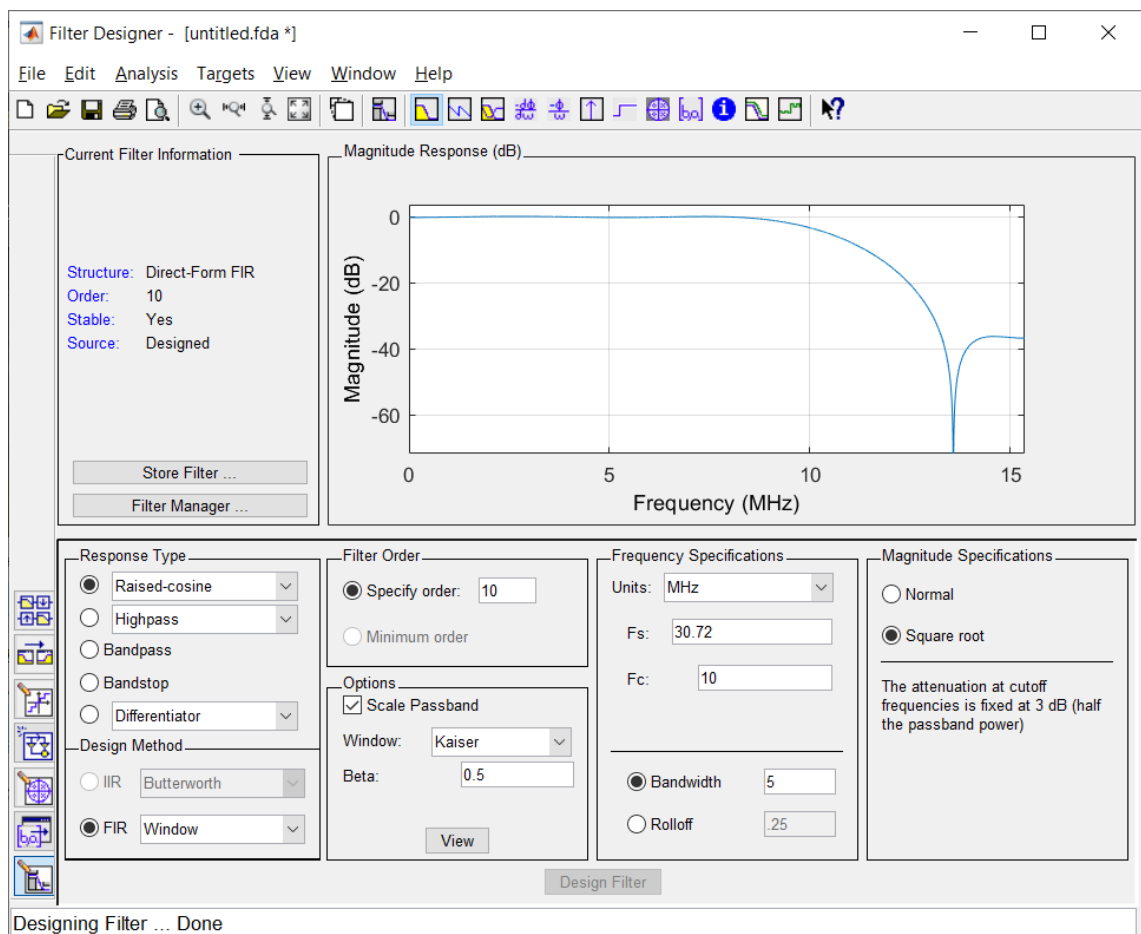


Рисунок 3.8 – Вікно майстра Matlab для проектування фільтрів

Розглянемо схему «найменших квадратів». Нижче показаний план, подібний до методу найменших квадратів. Функція частотної характеристики, що надається користувачем, використовується для зважування помилок зображена на рисунку 3.9.

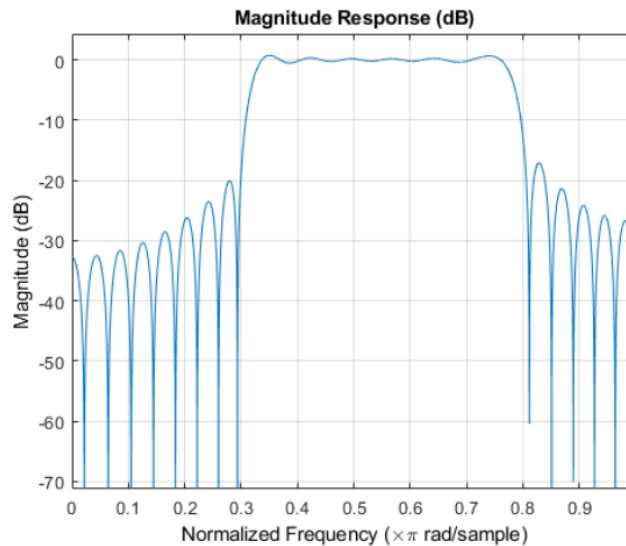


Рисунок 3.9 – Частотна характеристика фільтра

Фільтр, розроблений для певних одноточкових діапазонів

Це ілюстрація фільтра, призначеного для певних одноточкових смуг. Частотні точки $f = 0,25$ та $f = 0,55$ є односмуговими. Ці точки мають коефіцієнт посилення, що наближається до нуля. Інші краї смуги нормальні.

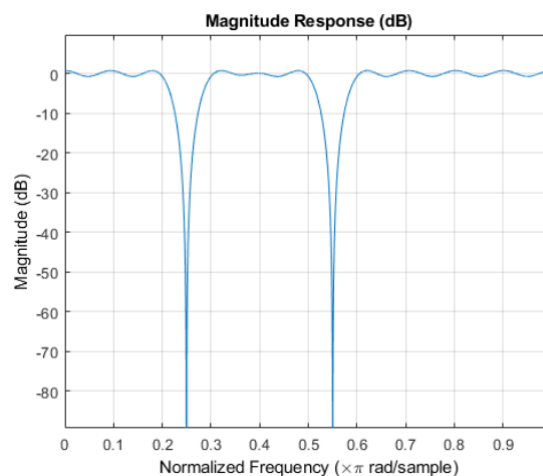


Рисунок 3.10 – Амплітудно-частотна характеристика фільтра

3.2 Проектування фільтра з характеристикою «піднесений косинус»

Побудуємо систему зв'язку, в якій використовується фільтр з характеристикою «квадратний корінь з піднесеного косинусу» для формування імпульсу. Побудуємо око-діаграму отриманого сигналу.

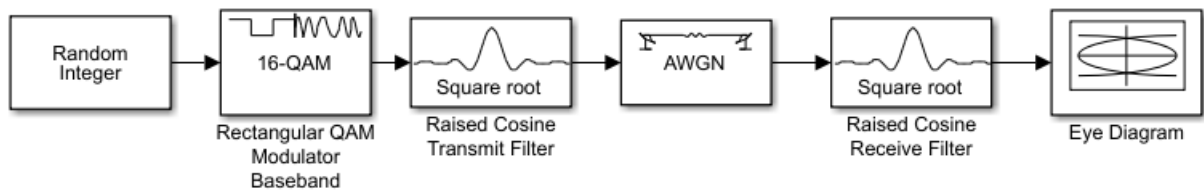


Рисунок 3.11 – Simulink модель системи зв'язку

Після генерації даних сигнал QPSK проходить через багатофазний інтерполятор з кінцевою імпульсною характеристикою (KIX) (рисунок). Поширеним спотворенням сигналу у системі зв'язку є міжсимвольна інтерференція (ISI) між сусідніми символами. ISI знижує продуктивність системи, якщо вона не коректується належним чином за допомогою вирівнювання каналів. У системі QPSK KIX-фільтр генерує імпульси піднесеного косинуса, які пригнічують міжсимвольну інтерференцію. Після інтерполяції дані модулюються синусоїдальними і косінусоїдальними несучими частотою 12,5 МГц, а потім передаються каналом. Прийнятий сигнал перетворюється зі зниженням частоти і проріджується для демодуляції. Дециматор використовує самі коефіцієнти KIX-фільтра, що й інтерполятор.

Розглянемо проектування блоку KIX-фільтра. Він використовує розподілену арифметичну структуру. Для системи QPSK, яка є багатошвидкісною системою обробки сигналів, схема розподіленого арифметичного FIR не є ефективною реалізацією з точки зору апаратних ресурсів і швидкості обробки. Натомість використовується багатофазна структура. Багатофазний KIX-фільтр піднесеного

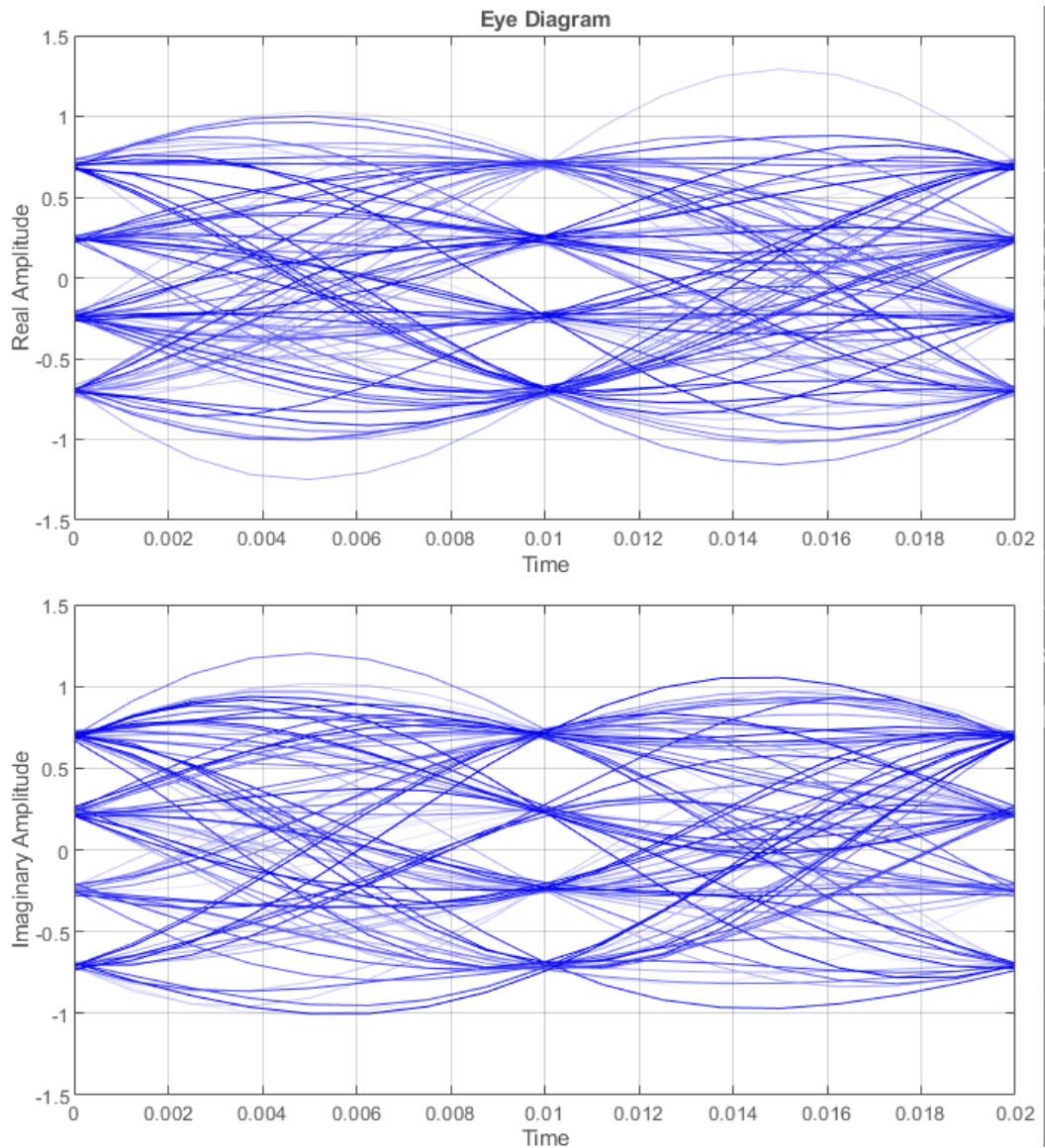


Рисунок 3.12 – Око-діаграми сигналу на виході фільтра

косинуса - це ефективний метод, який використовується для інтерполяції та децимації, особливо в системі з дискретним часом, що використовує систему розробки FPGA. Це значно знижує апаратний ресурс та затримку обробки.

Потужність вхідного сигналу встановлюємо на 0,0694. Коефіцієнт підсилення за потужністю фільтра з характеристикою квадратного кореня з піднесеного косинуса на боці передавача дорівнює $1/N$, де N є коефіцієнт підвищення частоти дискретизації фільтра. Для отримання імпульсної характеристики з передавальної функції передбачається, що імпульсна характеристика є парною функцією. Потужність вхідного сигналу фільтра

Raised Cosine Transmit Filter (mask) (link)

Upsample and filter the input signal using a normal or square root raised cosine FIR filter.

Main Data Types

Parameters

Filter shape: Square root

Rolloff factor: 0.2

Filter span in symbols: 2*(4)

Output samples per symbol: 8

Linear amplitude filter gain: rcfiltgaincompat(gcbh)

Input processing: Columns as channels (frame based)

Rate options: Enforce single-rate processing

Export filter coefficients to workspace

а)

Raised Cosine Receive Filter (mask) (link)

Filter the input, and, if selected, downsample, using a normal or square root raised cosine FIR filter.

Main Data Types

Parameters

Filter shape: Square root

Rolloff factor: 0.2

Filter span in symbols: 2*(4)

Input samples per symbol: 8

Decimation factor: 1

Decimation offset: 0

Linear amplitude filter gain: rcfiltgaincompat(gcbh)

Input processing: Columns as channels (frame based)

Rate options: Enforce single-rate processing

Export filter coefficients to workspace

View Filter Response

б)

Рисунок 3.13 – Налаштування параметрів фільтру з характеристикою «квадратний корінь з піднесеного косинусу» (а – фільтр передавача; б – фільтр приймача)

становить 0,5556. Оскільки пікова потужність прямокутного модулятора 16-QAM встановлена на 1 Вт вона відповідає середній потужності 0,5556. Отже, потужність вихідного сигналу фільтра дорівнює $0,5556 / 8 = 0,0694$.

Діаграма сузір'я приведена на рисунку 3.14.

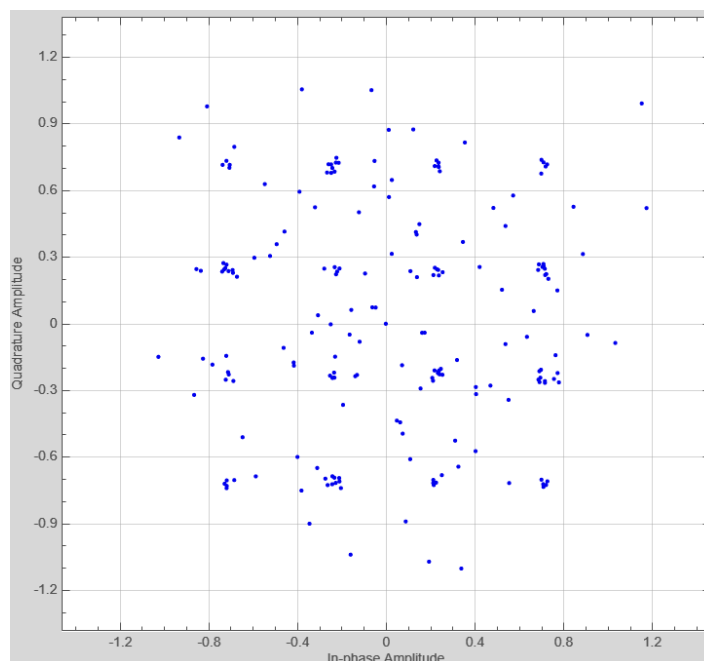


Рисунок 3.14 – Квадратурна діаграма

Вікно налаштування параметрів модуляції зображено на рисунку 3.15.

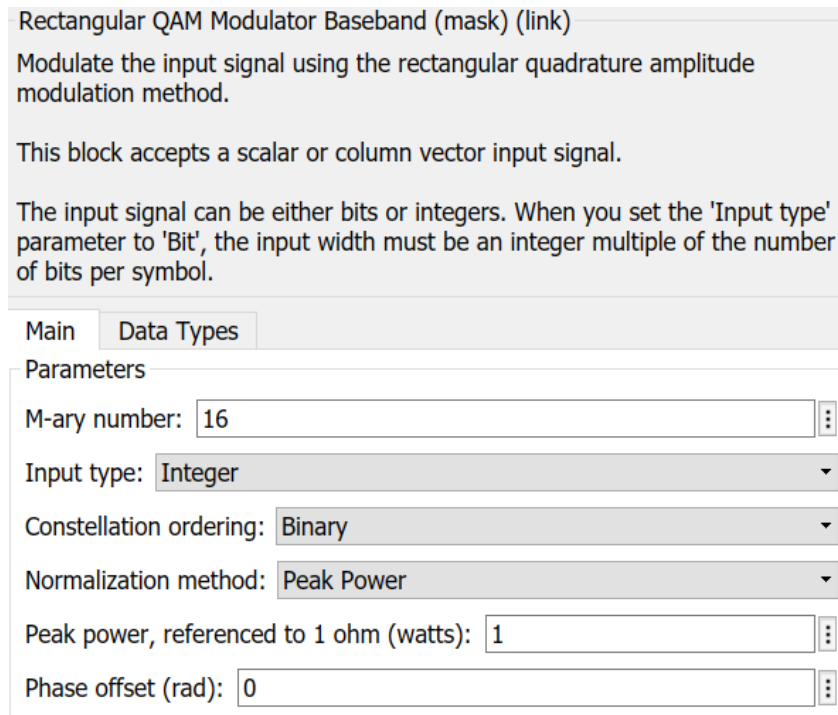


Рисунок 3.15 – Вікно налаштування параметрів

Застосування фільтра з характеристикою «піднятий косинус», рис. 3.16

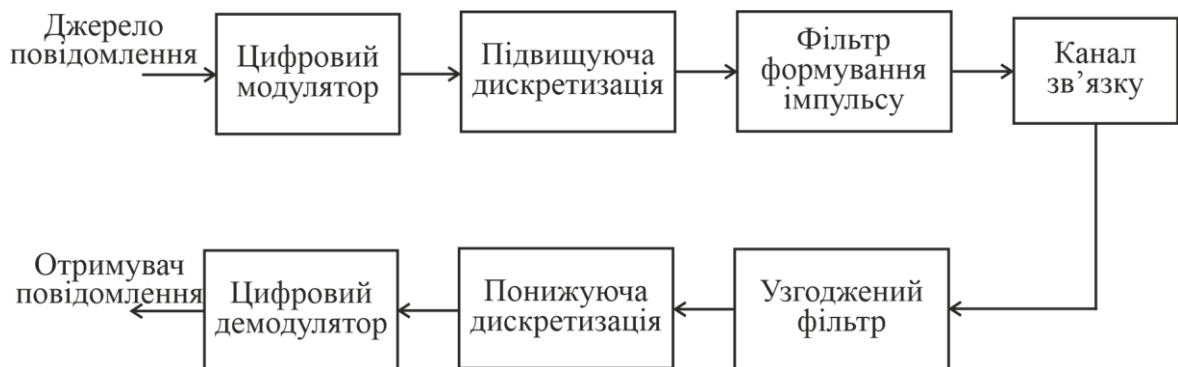


Рисунок 3.16 – Схема використання фільтра з характеристикою «піднесений косинус»

Передаточна функція фільтра

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right], & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & \text{інше} \end{cases}$$

β - коефіцієнт прямокутності $0 \leq \beta \leq 1$

$T = \frac{1}{R_s}$, R_s - символічна швидкість на виході модулятора

Імпульсна характеристика фільтра з характеристикою «піднятий косинус» визначається виразом:

$$h(t) = \text{sinc} \left(\frac{t}{T} \right) \frac{\cos \left(\frac{\pi \beta t}{T} \right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}}$$

Фільтр Найквіста приведений на рисунку 3.17.

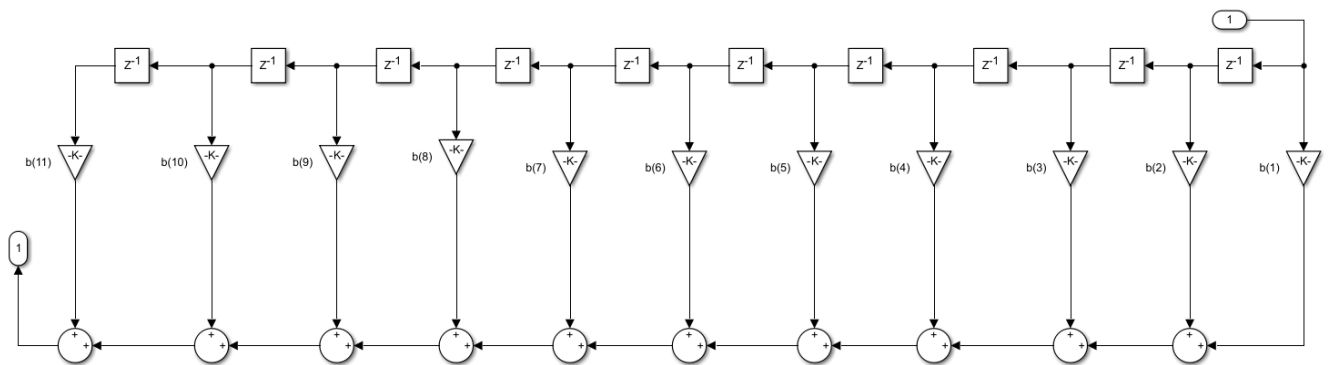


Рисунок 3.17 – Модель фільтра

Мета системи бездротового зв'язку полягає в тому, щоб обслуговувати як найбільше користувачів з максимально можливою швидкістю передачі даних з урахуванням таких обмежень, як обмеження потужності випромінювання та

експлуатаційний бюджет. Для підвищення швидкості передачі даних необхідно покращити відношення сигнал/шум (SNR). За останні кілька десятиліть були прийняті численні алгоритми для покращення SNR та повторного використання ресурсів у часі, частоті та просторі кодування. Розглянемо використання антенних решіток для поліпшення SNR, а також фільтрів формування імпульсу з характеристикою «квадратний корінь з піднесеного косинусу».

Використовуйте фільтр з характеристикою квадратного кореня з піднесеного косинуса, щоб зменшити міжсимвольні завади, що виникають через нелінійний підсилювач. Ініціалізуйте змінну симуляції для визначення порядку модуляції. Створіть об'єкти фільтра квадратного кореня з піднесеного косинуса. Створіть Системний об'єкт каналу зв'язку без пам'яті, щоб ввести нелінійну поведінку в модульований сигнал. Використовуючи пари "ім'я-значення", задайте для властивості Method значення моделі Saleh, щоб емулювати підсилювач високої потужності. Згенеруйте випадкові цілі числа та застосуйте модуляцію 16-QAM. Побудуйте око-діаграму модульованого сигналу. У момент часу 0 є три різні «ока» для модуляції 16-QAM.

Підсильте модульований сигнал за допомогою hra. Побудуйте око-діаграму підсиленого сигналу без фільтрації RRC. На момент часу 0 є кілька око-діаграм. Це результат міжсимвольної інтерференції від нелінійного підсилювача.

Відфільтруйте модульований сигнал за допомогою фільтра передачі RRC. Реалізуйте hra і збільшіть відфільтрований сигнал. Функція реалізації потрібна, тому що розміри вхідного сигналу змінюються через інтерполяцію фільтра. Відфільтруйте txSig, використовуючи фільтр прийому з узгодженням RRC. Побудуйте око-діаграму сигналу після застосування фільтра прийому. Знову є три різні очі, оскільки узгоджені фільтри RRC зменшують ISI.

Для застосування нелінійних спотворень без пам'яті для сигналу основної смуги частот. Використовуйте об'єкт comm.MemorylessNonlinearity, щоб змоделювати нелінійні спотворення без пам'яті, викликані підсиленням сигналу в радіочастотному (RF) передавачі або приймачі.

Застосувати кубічну поліноміальну нелінійність для двох 16-QAM сигналів. Перший вхід сигнальний рівень потужності є в лінійній ділянці кривої потужності підсилювача. Рівень потужності другого вхідного сигналу знаходиться в області нелінійної характеристики потужності підсилювача. Покажіть енергетичну криву підсилювача та діаграму сузір'я для підсилених 16-QAM сигналів.

Ініціалізуйте варіанти для симуляції та створіть Системні об'єкти для погіршення нелінійного підсилювача без пам'яті та діаграми сузір'я. Щоб сузір'я показувало лише стиснення потужності (без чергування фаз), налаштуйте погіршення нелінійного підсилювача без пам'яті зі спотворенням АМ-РМ, встановленим на нуль.

Застосуємо 16-QAM до сигналу випадкових даних. Збільшимо сигнал і використовуємо функцію графіка об'єкта `comm.MemorylessNonlinearity System`, щоб показати криві вихідної потужності та фазової характеристики. Рівень потужності першого вхідного сигналу становить 12 дБм і знаходиться у лінійній області характеристики потужності підсилювача. Рівень потужності другого вхідного сигналу становить 25 дБм і знаходиться в області нелінійної характеристики потужності підсилювача.

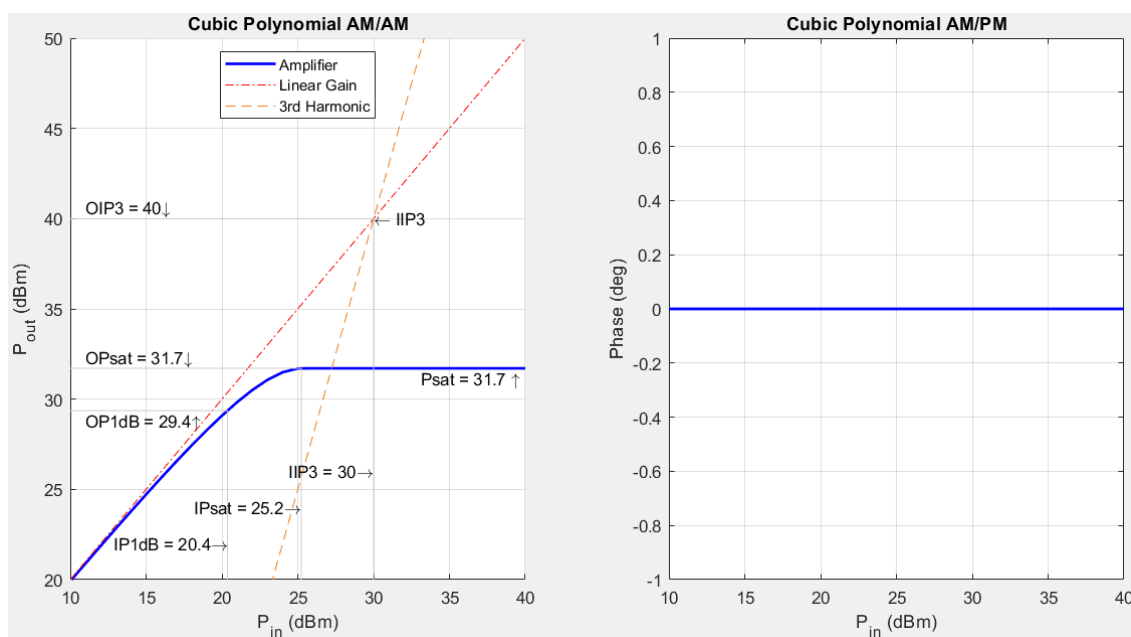


Рисунок 3.18 – Кубічна поліноміальна апроксимація

Додамо AWGN до сигналів та покажемо діаграму сузір'я сигналів.

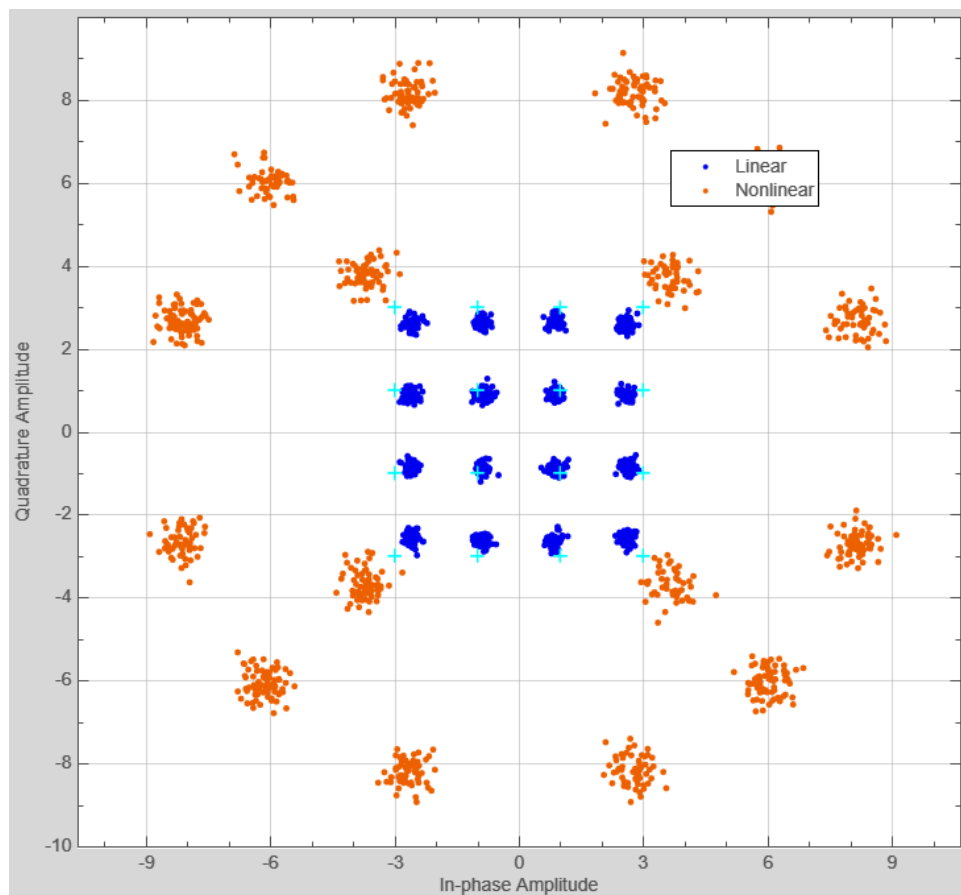


Рисунок 3.19 - IQ діаграма сигналу

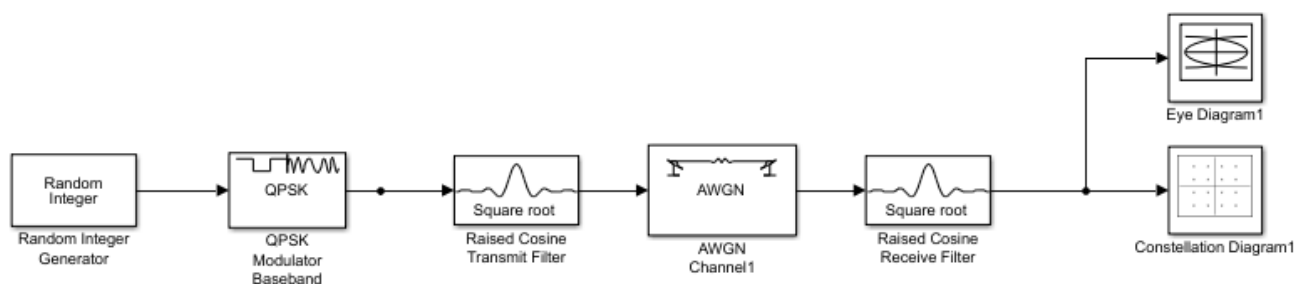


Рисунок 3.20 – Simulink модель системи зв'язку

Амплітудно-частотна характеристика фільтра з характеристикою «піднятий косинус» зображена на рисунку 3.23. Тут задаються різні коефіцієнти прямокутності фільтра r . Від $r=0,25$ до $r=1$.

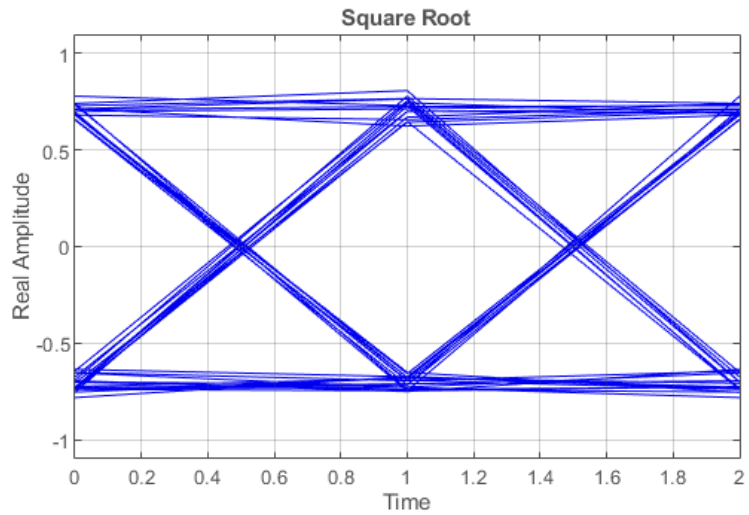


Рисунок 3.21 – Око-діаграма модуляції QPSK до моделі рис. 3.23

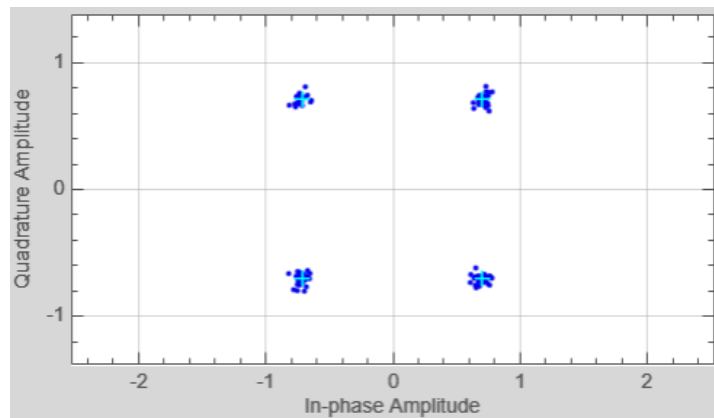


Рисунок 3.22 – IQ-діаграма сигналу

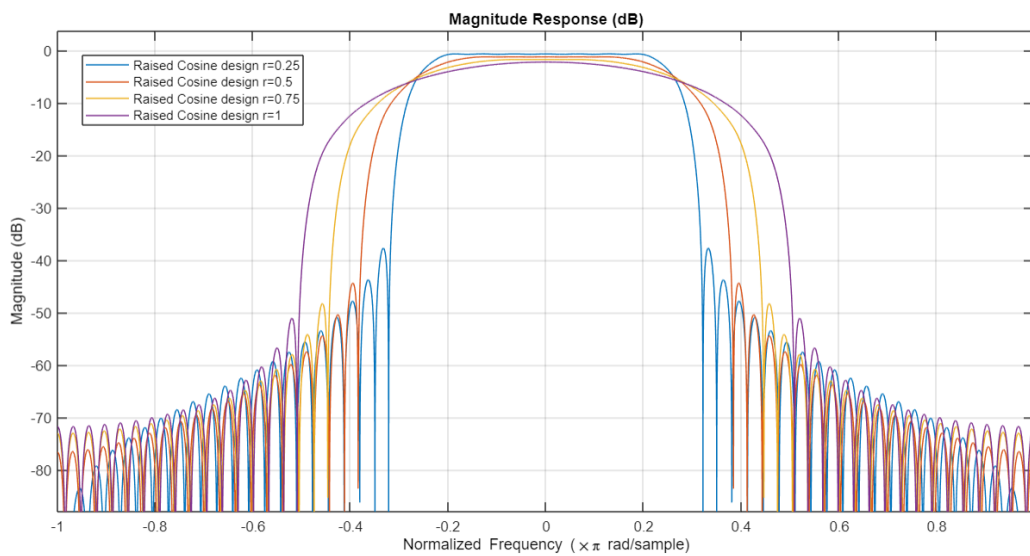


Рисунок 3.23 – АЧХ фільтра «піднятий косинус»

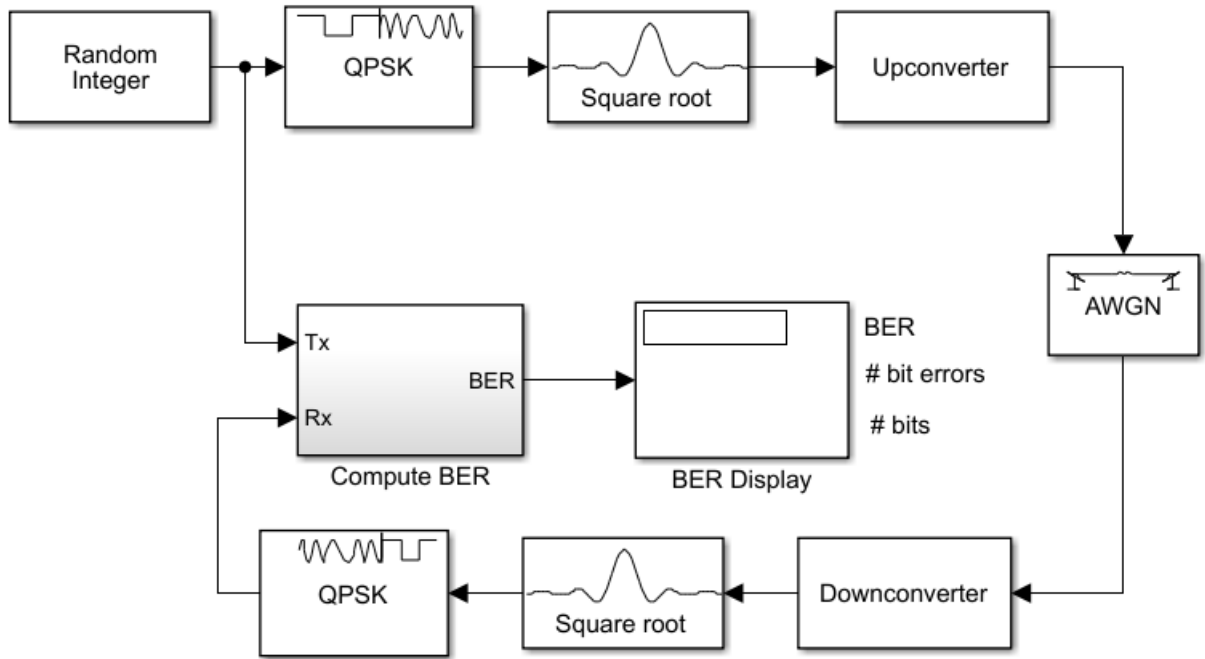


Рисунок 3.24 – Simulink модель системи зв'язку

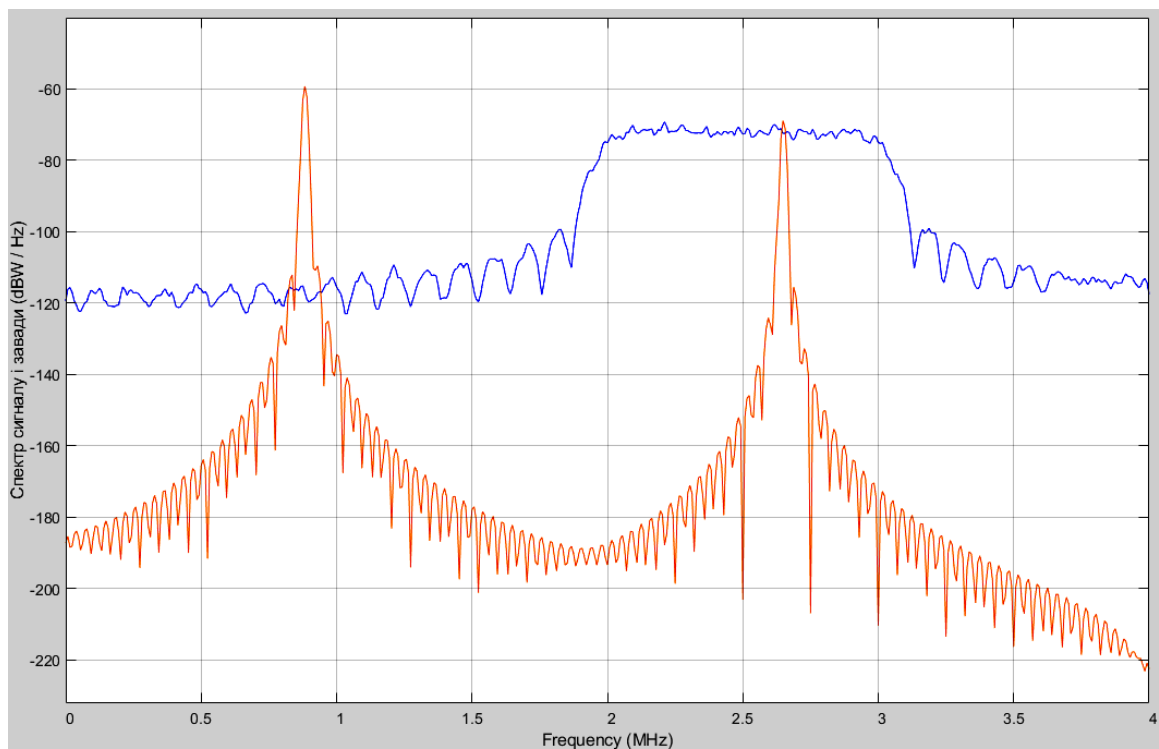


Рисунок 3.25 – Спектр сигналу і завади у каналі зв'язку

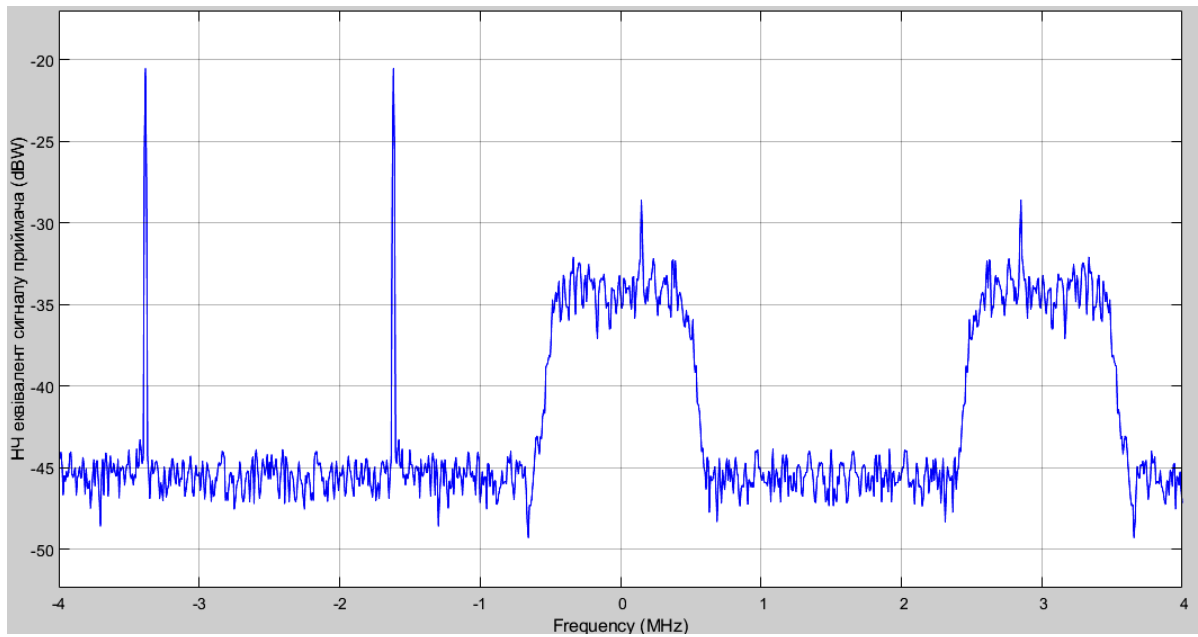


Рисунок 3.26 – Спектр сигналу і завади на вході демодулятора

Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата

КВРТР.2019021.01.02 ПЗ

Арк.

66

Висновки до третього розділу

1. Гаусовий фільтр - це фільтр лінійного згладжування, який може видаляти гаусовий шум, і його ефект полягає у зменшенні різких змін у градаціях сірого зображення, тобто зображення розмито. Гаусова фільтрація дуже ефективна для придушення шуму, який підпорядковується нормальному розподілу за рахунок розмиття зображення.

2. Поширеним спотворенням сигналу у системі зв'язку є міжсимвольна інтерференція (ISI) між сусідніми символами. ISI знижує продуктивність системи, якщо вона не коректується належним чином за допомогою вирівнювання каналів. У системі QPSK КІХ-фільтр генерує імпульси піднесеного косинуса, які пригнічують міжсимвольну інтерференцію.

3. Мета системи бездротового зв'язку полягає в тому, щоб обслуговувати як найбільше користувачів з максимально можливою швидкістю передачі даних з урахуванням таких обмежень, як обмеження потужності випромінювання та експлуатаційний бюджет. Для підвищення швидкості передачі даних необхідно покращити відношення сигнал/шум (SNR).

ВИСНОВКИ

1. Для найбільш ефективної компенсації впливу міжсимвольної інтерференції потрібно вибрати формуючий фільтр з максимальним відкриттям око-діаграми та найбільшим відношенням сигнал-шум. Найкращим для цього є фільтр з характеристикою «піднесений косинус».

2. Фільтр з характеристикою «піднятий косинус» є багатошвидкісним. Коефіцієнти фільтра мають нульові значення для кожного M -го відліку і залежать від коефіцієнта перетворення частоти дискретизації M .

3. В ході виконання кваліфікаційної роботи розроблено фільтр з характеристикою «піднятий косинус», отримані його імпульсна і частотна характеристики, проведено моделювання і розрахунки в середовищі Matlab.

4. У системах зв'язку використовують формуючі фільтри, у яких нескінченна імпульсна характеристика фільтра Найквіста усікається віконною функцією, що призводить до появи великих бічних пелюсток. Для їх зменшення використовують фільтри з характеристикою «піднесений косинус». При реалізації систем зв'язку, на передавальному і приймальному боках використовують фільтри з характеристикою «корінь з піднесеного косинуса», які разом мають характеристику фільтра Найквіста.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Гусєв О.Ю. Теорія електричного зв'язку / О.Ю. Гусєв, Г.Ф. Конахович, В.І. Корнієнко, Г.В. Кузнецов, О.Ю. Пузиренко. Навч. посібник. - Львів: Магнолія, 2006.– 364 с.

2. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології: Підручник для студентів вищих навчальних закладів / За заг. ред. В. В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 596 с.

3. Климаш М.М. Технології безпроводного зв'язку /М.М. Климаш, В.О. Пелішок, П.М. Михайлевич. – Львів, 2007. – 818 с.

4. Бойко Ю.М. Аналіз енергетичної та спектральної ефективності сигналів у цифрових телекомунікаційних системах / Ю. М. Бойко, О.І. Єрмоєнко, Ю.Б. Ісаєнко // Вісник ХНУ. Технічні науки № 6, 2013 - С. 147-160.

5. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації: навч. Посібник /О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький: ХНУ, 2011. – 245 с.

6. Бойко Ю.М. Дослідження способів завадостійкого кодування для захисту від помилок у цифрових каналах передавання інформації /Ю.М. Бойко, Д.А. Макаришкін, С.В. Івчун // Вісник ХНУ. – 2013. - №2. С.188-195.

7. Волощук Ю. І. Сигнали та процеси у радіотехніці : підручник для студентів вищ. навч. закладів : у 4-х т. / Ю. І. Волощук. – Х. : ТОВ “Компанія СМІТ”, 2003. – Т. 1. – 580 с. ; 2003. – Т. 2. – 444 с. ; 2005. – Т. 3. – 525 с. ; 2005. – Т. 4. – 496 с.

8. Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, О. М. Шинкарук, Л. В. Карпова, І. І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2019. – 218 с.

9. Бойко Ю. М., І. С. Пятін. Особливості квазікогерентної обробки сигналів у засобах телекомунікацій з частотною маніпуляцією. Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2018. № 1 (58). С. 27-39.

					КвРТР.2019021.01.02 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		69

10. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад: монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. Київ, 2018. 227 с.

11. Boiko J. Investigation of signals distortion during interpolation in SDR transmitters with QPSK modulation /J. Boiko, I. Ryatin, O. Eromenko, I. Parkhomey//Міжвідомчий науково-технічний збірник «Адаптивні системи автоматичного управління», 2019 – №1 (34). – С. 5-15.

12. Бойко Ю. М. Підвищення завадостійкості блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації / Ю. М. Бойко // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Серія : Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2015. - Вип. 61. - С. 91-107. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/VKPI_rr_2015_61_11.

13. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. – Київ : Логос, 2018. – 227 с. URL: <http://elar.khnu.km.ua/jspui/handle/123456789/6291>.

14. Бойко Ю. М. Синтез і аналіз інформаційно-управляючих систем синхронізації засобів телекомунікацій / Ю. М. Бойко // Адаптивні системи автоматичного управління : міжвідом. науч.-техн. зб. / Нац. техн. ун-т України "Київ. політехн. ін-т ім. Ігоря Сікорського". – Київ, 2017. – Вип. 1'(30). – С. 8-28. DOI: <https://doi.org/10.20535/1560-8956.30.2017.117700>.

15. Кваліфікаційний проєкт : методичні вказівки щодо його підготовки та виконання здобувачами вищої освіти (ОР «бакалавр») спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / уклад.: С. К. Підченко, А. А. Таранчук, В. І. Стецюк, О. С. Пивовар. Хмельницький: ХНУ, 2021. – 71 с.

16. Бойко Ю.М. Текстові документи. Загальні вимоги СОУ 207.01:2017 / Ю.М. Бойко, Г.В. Красильникова, Л.І. Першина, Т.Ф. Косянчук. – Хмельницький : ХНУ, 2017. – 45 с.

					КвРТР.2019021.01.02 ПЗ	Арк.
Вип.	Аркуш	№ Докум.	Підпис	Дата		70

Хмельницький національний університет

Кафедра автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій

Формуючий фільтр з
характеристикою типу «піднятий
косинус» для систем зв'язку

Виконав: студент гр. ТР1с-19-1
Вікарчук Володимир Васильович

Керівник: к.в.н., доцент
Лужанський Віктор Ігорович

Метою кваліфікаційної роботи є розробка формуючого фільтру з характеристикою “піднятий косинус”. Для досягнення мети були поставлені такі завдання:

- виконати аналітичний огляд формуючих фільтрів, що використовуються на виході передавача і на вході приймача системи зв’язку .
- провести моделювання формуючого фільтра у MATLAB.
- розробити схему фільтра.

Фільтр з характеристикою «піднятий косинус» - це фільтр, який дозволяє мінімізувати міжсимвольні спотворення у системах зв’язку

Застосування фільтра з характеристикою “піднятий косинус”

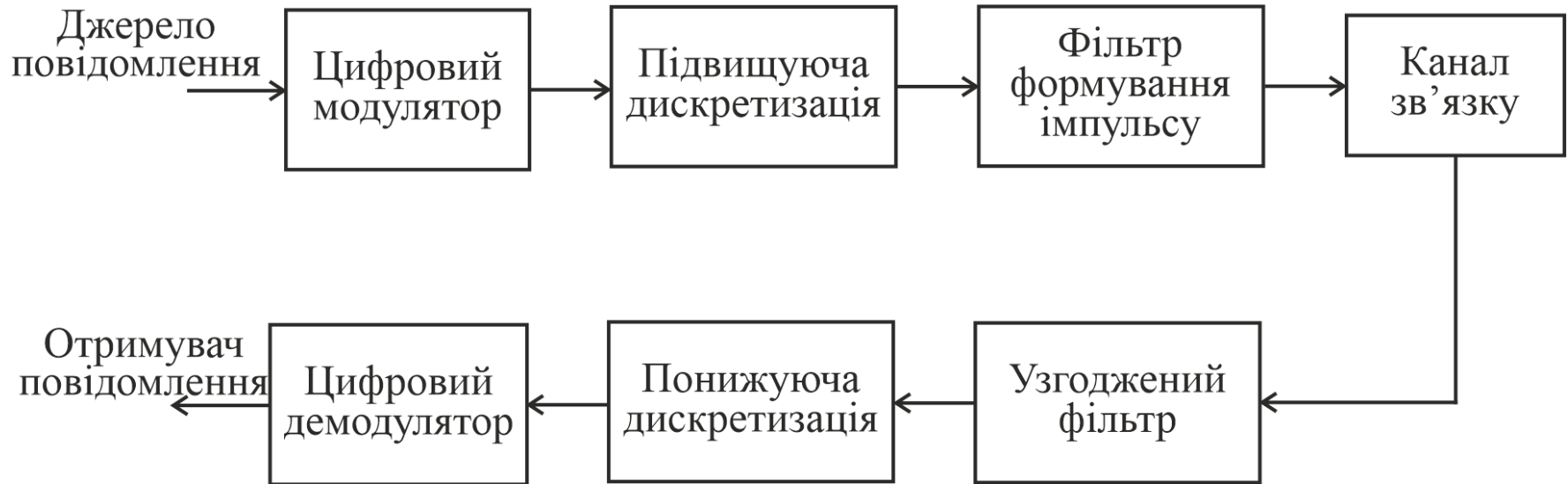


Рисунок 3.1 – Схема застосування фільтра з характеристикою
“піднятий косинус”

Структурна схема фільтра з характеристикою “піднятий косинус”

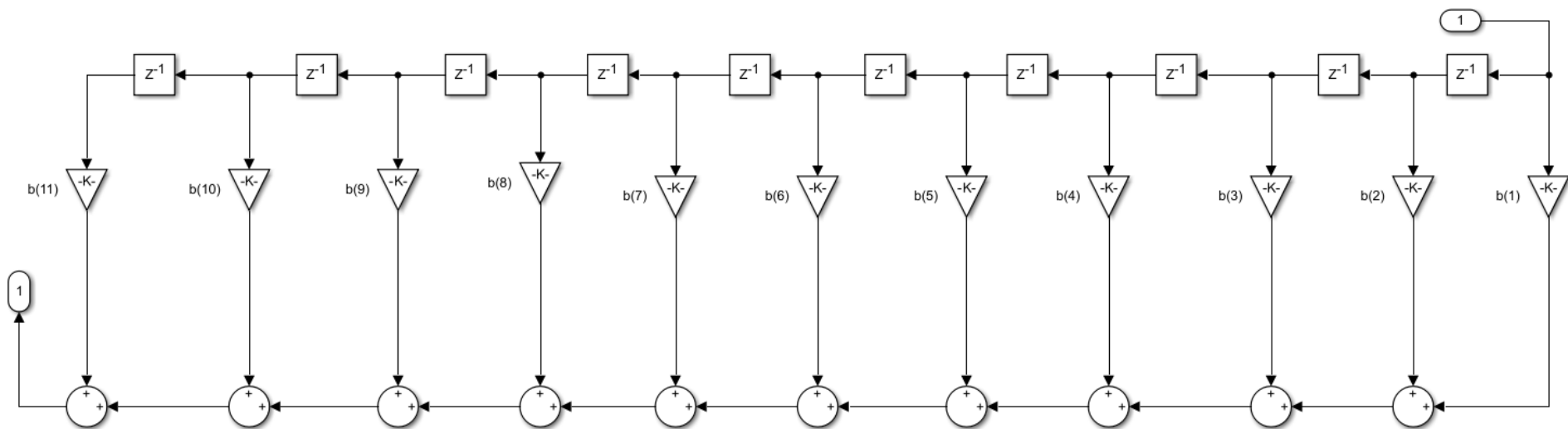


Рисунок 4.1 – Структурна схема фільтра з характеристикою
“піднятий косинус” десятого порядку

АЧХ і імпульсна характеристика фільтра

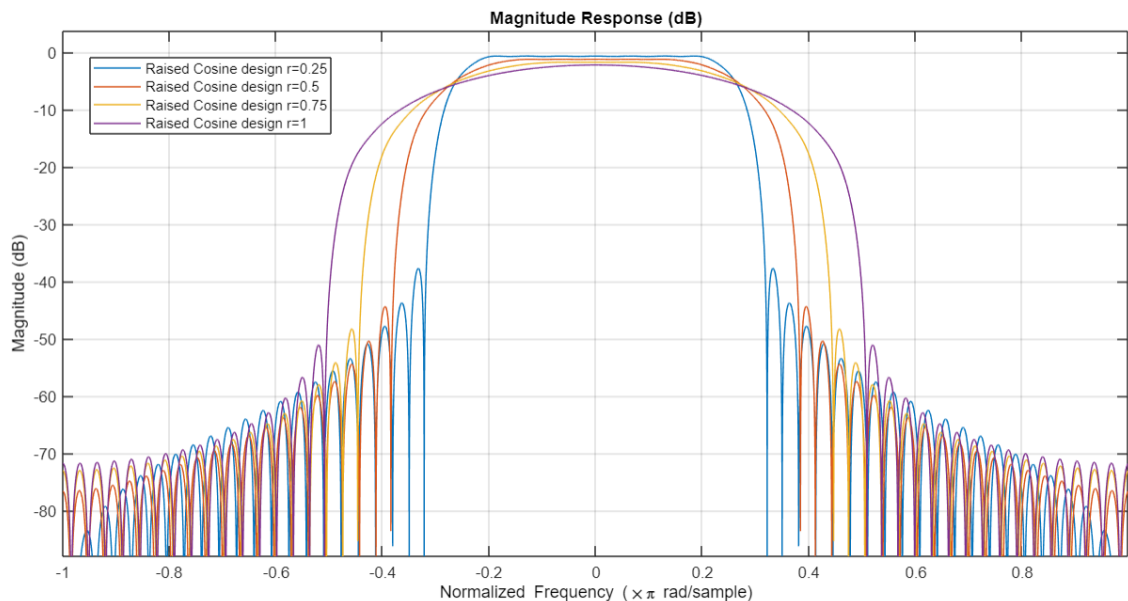


Рисунок 5.1 – АЧХ фільтра з характеристикою “піднятий косинус”

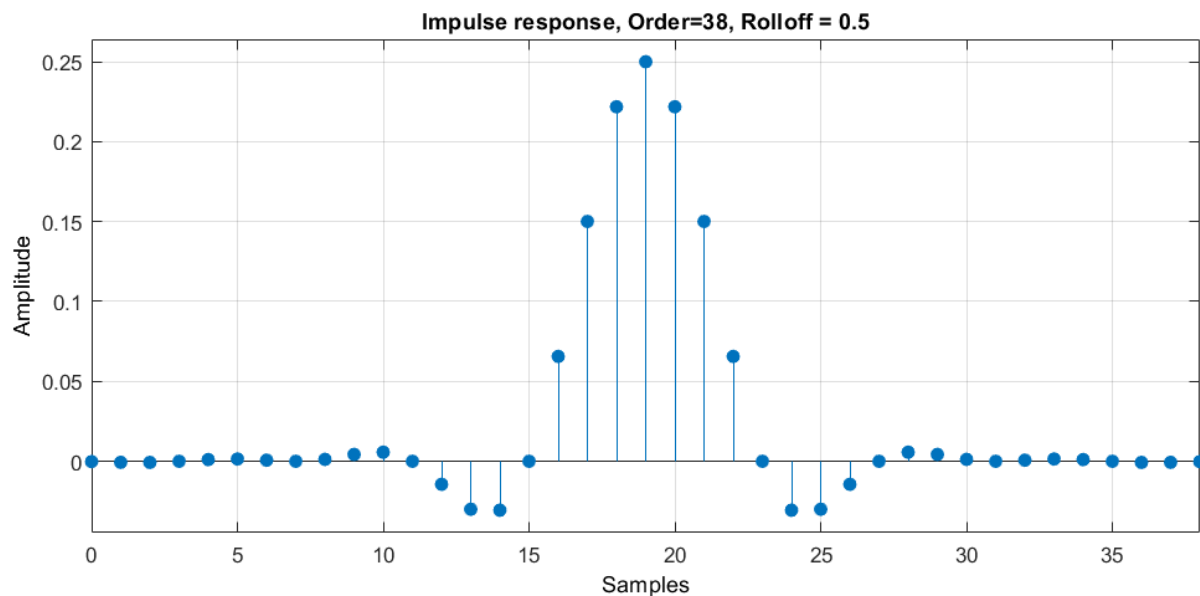


Рисунок 5.2 – Імпульсна характеристика фільтра з характеристикою “піднятий косинус”

Simulink модель системи зв'язку з фільтром “піднесений косинус”

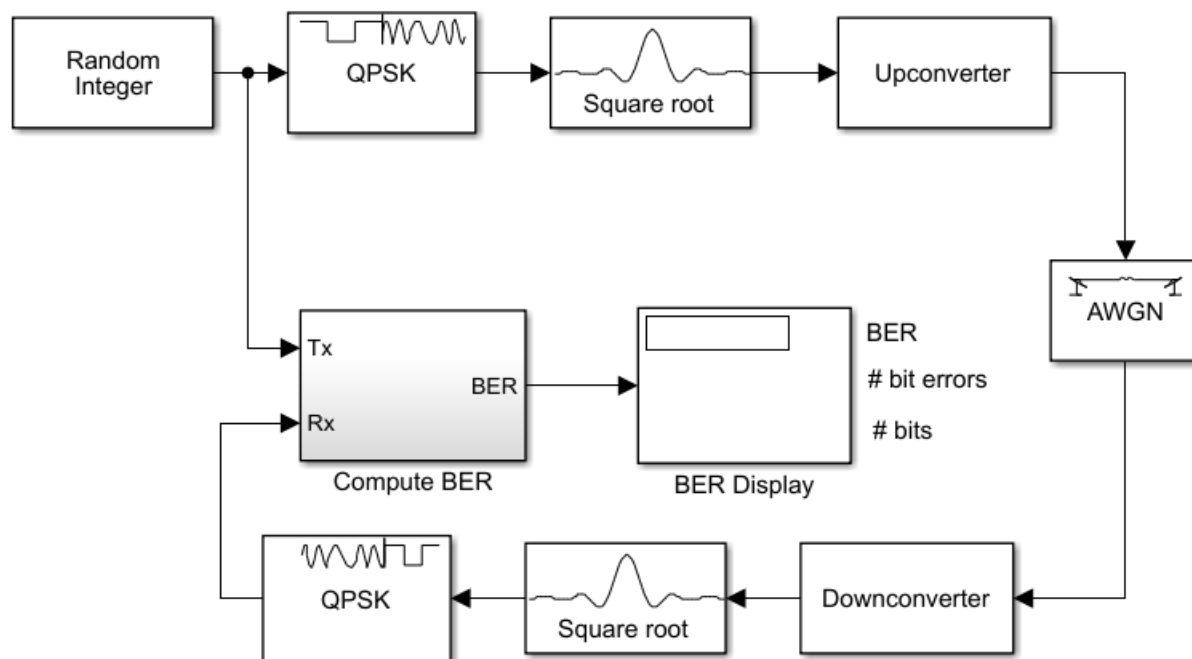


Рисунок 6.1 – Simulink модель системи зв'язку з фільтром “піднесений косинус”

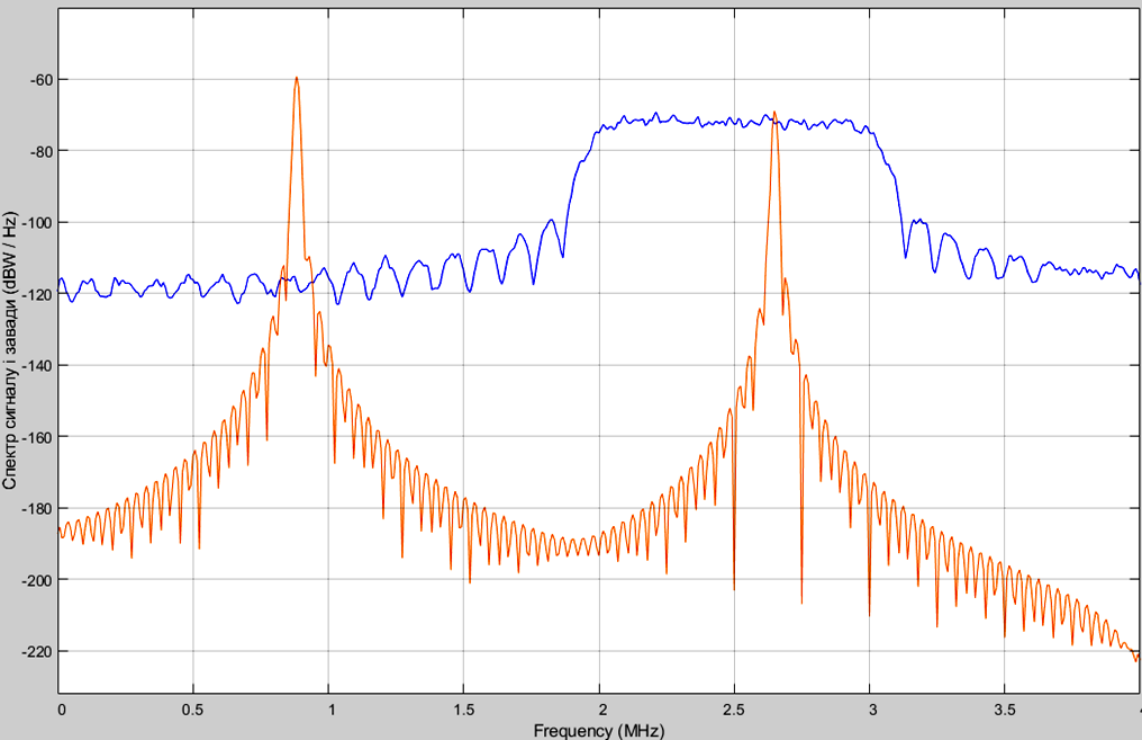


Рисунок 7.1 – Спектр сигналу і завади у каналі зв'язку

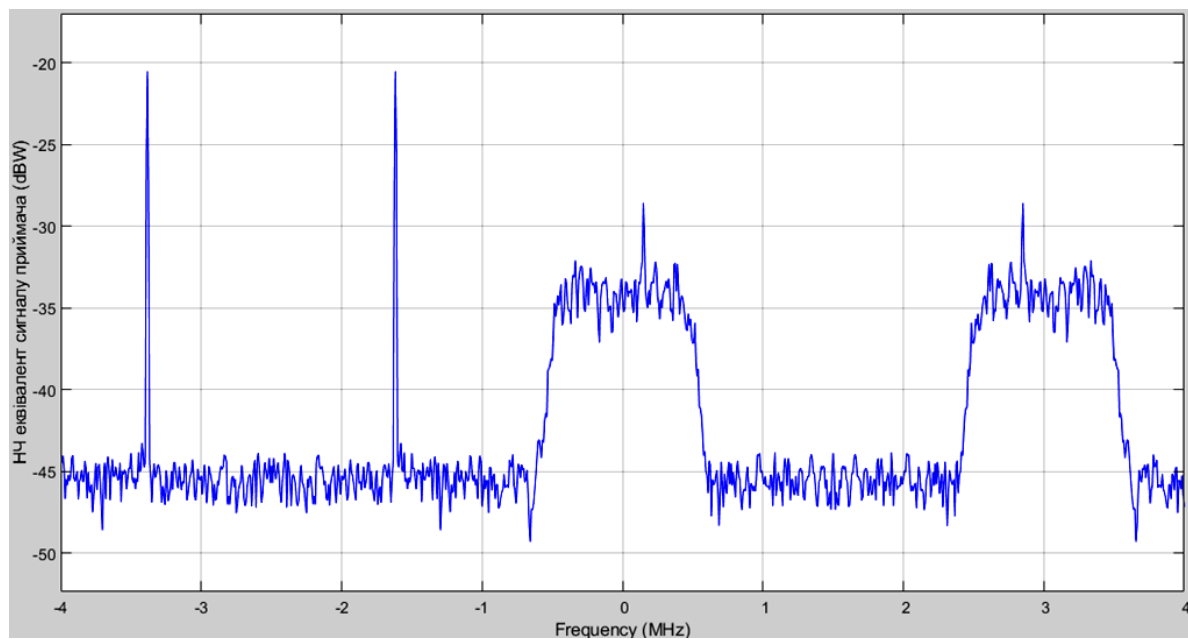


Рисунок 7.2 – Спектр сигналу і завади на вході демодулятора

ВИСНОВКИ

1. Для найбільш ефективної компенсації впливу міжсимвольної інтерференції потрібно вибирати формуючий фільтр з максимальним відкриттям око-діаграми та найбільшим відношенням сигнал-шум. Найкращим для цього є фільтр з характеристикою «піднятий косинус».
2. Фільтр з характеристикою «піднятий косинус» є багатошвидкісним. Коефіцієнти фільтра мають нульові значення для кожного M -го відліку і залежать від коефіцієнта перетворення частоти дискретизації M .
3. В ході виконання кваліфікаційної роботи розроблено фільтр з характеристикою «піднятий косинус», отримані його імпульсна і частотна характеристики, проведено моделювання і розрахунки у Matlab.
4. У системах зв'язку використовують формуючі фільтри, у яких нескінченна імпульсна характеристика фільтра Найквіста усікається віконною функцією, що призводить до появи великих бічних пелюсток. Для їх зменшення використовують фільтри з характеристикою «піднятий косинус». При реалізації систем зв'язку, на передавальному і приймальному боках використовують фільтри з характеристикою «корінь з піднятого косинуса», які разом мають характеристику фільтра Найквіста.

МІНІСТЕРСТВО ОВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Дипломник: Вікарчук Володимир Васильович

Тема: Формуючий фільтр з характеристикою типу «піднятий косинус» для систем зв'язку

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Обсяг кваліфікаційної роботи

Кількість листів креслень 2 Кількість сторінок записки 70

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень Виконаний розрахунок і дослідження формуючого фільтра. Розроблена його структура, проведено моделювання системи зв'язку з фільтрами «квадратний корінь з піднятого косинуса

2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню Дипломна робота відповідає виданому завданню

3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки та техніки і передових методів роботи: У першому розділі проведений аналітичний огляд літературних джерел. Другий розділ присвячений розробці структури формуючого фільтра. У третьому розділі виконано розрахунок і дослідження формуючих фільтрів. Поширеним спотворенням сигналу у системі зв'язку є міжсимвольна інтерференція (МСІ) між сусідніми символами. МСІ знижує продуктивність системи. Розроблено фільтр з характеристикою «піднятий косинус», отримані його імпульсна і частотна характеристики, проведено моделювання і розрахунки в середовищі Matlab. Для зменшення спотворень сигналів використовують фільтри з характеристикою «піднесений косинус». При реалізації систем зв'язку, на передавальному і приймальному боках використовують фільтри з характеристикою «корінь з піднесеного косинуса», які разом мають характеристику фільтра Найквіста. Для найбільш ефективної компенсації впливу міжсимвольної інтерференції потрібно вибирати формуючий фільтр з максимальним відкриттям око-діаграми.

4. Позитивні сторони роботи: Фільтр з характеристикою «піднятий косинус» забезпечує зменшення міжсимвольної інтерференції і приводить до зменшення коефіцієнта бітових помилок у системах зв'язку

5. Негативні сторони роботи: не проведена в достатній мірі розробка конструкторської документації, наявні стилістичні недоліки

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи: - Робота виконана згідно вимог ЄСКД

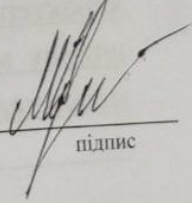
7. Відгук про роботу в цілому: Робота виконана на достатньому науковому рівні

8. Інші зауваження: -

9. Оцінка дипломної роботи: Розглянувши представлену роботу, вважаю, що робота заслуговує оцінку добре

10. Рецензент (прізвище, ім'я, по батькові, місце роботи) Мішан Віктор Володимирович, Хмельницький національний університет

«10» 06 2022р.


підпис

Завідувачу кафедри автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій ХНУ

Мартинюку Валерію Володимировичу

здобувача вищої освіти, студента Вікарчука

Володимира Васильовича, факультету

інформаційних технологій, 3-го курсу,

група ТР1с-19-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу мого кваліфікаційного проєкту виконаного за темою «Радіоприймальний пристрій з цифровою фільтрацією» для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

30.05.2022

дата


підпис

**РІШЕННЯ КАФЕДРИ АВТОМАТИЗАЦІЇ ТА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВаниХ
ТЕХНОЛОГІЙ**

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Формуючий фільтр з характеристикою типу «піднятий косинус» для систем зв'язку

Автор: Вікарчук Володимир Васильович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.в.н., доцент Лужанський Віктор Ігорович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	відповідає
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	-
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та дпрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Виявлені запозичення не є плагіатом так як розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (є власні терміни, визначення тощо), складають 2,1% та мають посилання на приведений список літературних джерел.

«10» червня 2022 р.

Науковий керівник

Лужанський В.І.

Завідувач кафедру АКИТ

Мартинюк В.В.

Anti-Plagiarism v-15.257**Максимальное совпадение с одним документом 0.0%**

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибка в документах: 9%

ID: 104989 Название: Бакалаврська кваліфікаційна робота Добавлено в БД: 2022-06-10 Авторы: Вікарчук В.В. Руководитель: Лужанський В.І. Консультанты: Оponentы:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	66418	561	618 (1%)	9 (2%)

Источник плагиата		Наличие плагиата в документе	
ID	Описание	Символы	Лексемы



Ім'я користувача:
Кафедра АКІТІТК

Дата перевірки:
09.06.2022 21:12:10 EEST

Дата звіту:
09.06.2022 21:13:29 EEST

ID перевірки:
1011527415

Тип перевірки:
Doc vs Internet

ID користувача:
100005862

Назва документа: Вікарчук-антиплаг

Кількість сторінок: 74 Кількість слів: 9963 Кількість символів: 74662 Розмір файлу: 7.23 MB ID файлу: 1011400693

Виявлено модифікації тексту (можуть впливати на відсоток схожості)

2.1%
Схожість