

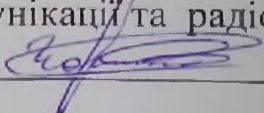
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

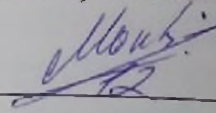
МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

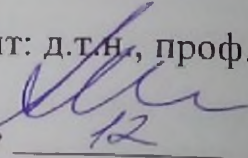
на тему:

«Підвищення завадостійкості систем радіозв'язку з псевдопослідовним
перелаштуванням робочої частоти»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи TSM-23м
спеціальності 172 – Електронні
комунікації та радіотехніка

 Чорний О.Р.

Керівник: к.т.н., ст. викл. каф. ІКСТ
«16»  2024 р. Макогон В.І.

Опонент: д.т.н., проф. зав. каф. ІРТС
«16»  2024 р. Осадчук О.В.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІКСТ
 д.т.н., проф. Кичак В.М.
«16»  2024 р.

Вінницький національний технічний університет

Факультет інформаційних електронних систем

Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань - 17- Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

(кодифікація)

Спеціальність - 172 - Електронні комунікації та радіотехніка

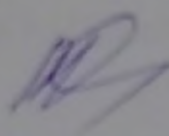
(кодифікація)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак



"24" 09 2024 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Чорному Олександр Романовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення завадостійкості систем радіозв'язку з
псевдопослідовним перелаштуванням робочої частоти

керівник роботи Макогон Віталій Іванович, канд. техн. наук, ст.,
викладач

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, місце роботи)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "17" 09 2024 року
№ 310

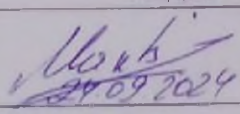
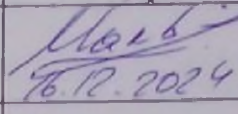
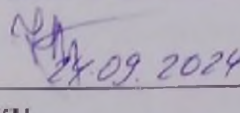
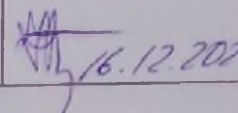
2. Строк подання студентом роботи 09 грудня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: поширення радіосигналу в середовищі з
високим рівнем завад природного та штучного походження, вид модуляції
сигналу - QAM та QPSK, кількість рівнів модуляції M=4-64,

4. Зміст текстової частини: Види та класифікація радіозавад, огляд методів
підвищення завадозахищеності шляхом розширення спектру, математичні
моделі систем зв'язку з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти,
визначення завадостійкості каналу зв'язку з ППРЧ, економічна частина

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових
креслень) Структурна схема лінії зв'язку з використанням методу прямої
послідовності. Принцип дії FFH. Вигляд процесу повільної зміни частотного
кналу. Структурна схема лінії зв'язку з використанням ППРЧ. Вигляд спектру
сигналу з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти. Імітаційна
модель лінії зв'язку з реалізацією ППРЧ. Схема імітаційної моделі впливу завади
на зону радіозв'язку з передавачем та приймачем радіочастот. Графіки
результатів моделювання

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Макогон В.І., ст. викл., кафедри ІКСТ	 24.09.2024	 16.12.2024
Економічна частина	Буреннікова Н.В. д.е.н., професор кафедр ЕПВН	 24.09.2024	 16.12.2024

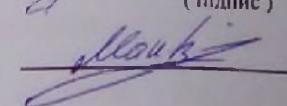
7. Дата видачі завдання 02 вересня 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	09.09.2024р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	16.09.2024р.	
3.	Види та класифікація радіозавад	12.10.2024р.	
4.	Дослідження методів підвищення завадозахищеності шляхом розширення спектру	30.10.2024р.	
5.	Математичні моделі систем зв'язку з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти	11.11.2024р.	
6	Визначення завадостійкості каналу зв'язку з ППРЧ	19.11.2024	
7.	Аналіз економічної ефективності розробки	22.11.2024р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	02.12.2024р.	
9.	Нормоконтроль МКР	06.12.2024р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	14.12.2024р.	
11.	Захист МКР ЕК	18.12.2024р.	

Студент

Керівник роботи


(підпис)


Чорний О.Р.

Макогон В.І.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.335

Чорний О.Р, Підвищення завадостійкості систем радіозв'язку з псевдо послідовним перелаштуванням робочої частоти. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2024. 92 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 24 назв; рис.: 27; табл. 14.

Робота присвячена дослідженню рівню завадостійкості систем радіозв'язку із псевдопослідовним перелаштуванням робочої частоти, що забезпечує можливість роботи мереж радіозв'язку у важких умовах інтенсивного використання радіочастотного ресурсу.

Метою роботи є розробка методу підвищення завадостійкості систем радіозв'язку за рахунок використання псевдовипадкового перелаштування робочої частоти.

Основними завданнями наукової роботи є аналіз існуючих методів перелаштування робочої частоти систем радіозв'язку; дослідження методів перелаштування робочої частоти шляхом лінійної частотної модуляції.

Робота містить 4 розділів.

У першому розділі проведено аналіз та класифікацію радіозавад.

У другому розділі виконано аналіз існуючих методів розширення спектру радіосигналів для підвищення завадостійкості каналів зв'язку.

У третьому розділі дослідженні математичні моделі системи зв'язку з псевдопослідовним перелаштуванням несучої частоти.

У четвертому розділі проведено розрахунки загальної завадостійкості систем радіозв'язку із ППРЧ.

У п'ятому розділі виконано розрахунки економічної ефективності підвищення завадостійкості систем радіозв'язку із псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти.

ABSTRACT

UDK 621.335

Chorny O.R., Increasing the noise immunity of radio communication systems with pseudo-sequential reconfiguration of the operating frequency. Master's qualification work in the specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2024. 92 p.

In Ukrainian. Bibliography: 24 titles; fig.: 27; table. 14.

The work is devoted to the study of the level of noise immunity of radio communication systems with pseudo-sequential reconfiguration of the operating frequency, which ensures the possibility of operation of radio communication networks in difficult conditions of intensive use of the radio frequency resource.

The purpose of the work is to develop a method for increasing the noise immunity of radio communication systems by using pseudo-random reconfiguration of the operating frequency.

The main tasks of the scientific work are the analysis of existing methods of tuning the operating frequency of radio communication systems; research of methods of tuning the operating frequency by linear frequency modulation.

The work contains 4 sections. In the first section, the analysis and classification of radio interference is carried out.

In the second section, the analysis of existing methods of expanding the spectrum of radio signals to increase the noise immunity of communication channels is carried out.

In the third section, mathematical models of a communication system with pseudo-sequential tuning of the carrier frequency are studied.

In the fourth section, calculations of the overall noise immunity of radio communication systems with PPRCH are carried out.

In the fifth section, calculations of the economic efficiency of increasing the noise immunity of radio communication systems with pseudo-random tuning of the operating frequency are carried out.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 ВИДИ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОЗАВАД	11
1.1 Види завад в каналі радіозв'язку	11
1.2 Вплив завад на системи зв'язку з використанням ППРЧ.....	16
1.3 Методи виявлення сигналів із ППРЧ на фоні вузько смугових перешкод...17	
2 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ШЛЯХОМ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ.....	20
2.1 Математичні основи розширення спектру.....	20
2.2 Метод прямої послідовності (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) для розширення спектру	22
2.3 Використання методу псевдовипадкової перебудови робочої частоти (Frequency–Hopping Spread Spectrum, FHSS) для розширення спектру.....	25
2.4 Властивості багатовимірної частотно-ортогональної модуляції (Orthogonal Frequency–Division Multiplexing, OFDM).....	29
2.5 Властивості сигналів з лінійною зміною частоти	33
2.6 Характеристики над широкосмугових сигналів (Ultra Wide Band).....	34
3 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З ПСЕВДОВИПАДКОВОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ.....	36
3.1 Математична модель системи зв'язку	36
3.2 Математична модель системи зв'язку з ППРЧ.....	40
3.3 Вплив співвідношення сигнал/шум на значення BER для каналу зв'язку з ППРЧ.....	42
4 ВИЗНАЧЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КАНАЛУ РАДІОЗВ'ЯЗКУ З ППРЧ.....	53
4.1 Визначення ймовірності прийому помилкового біту	53
4.2 Визначення середньої ймовірності помилки у каналі з частотною модуляцією та ППРЧ при впливі шуму	56
4.3 Визначення ймовірності помилки для лінії зв'язку з частотною модуляцією та ППРЧ при дії завади на відповідь.....	58

4.4 Визначення ймовірності помилки при впливі гармонічних завад та використання ППРЧ.....	62
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	66
5.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	66
5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи.....	70
5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки.....	75
5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності..	77
5.5 Висновки.....	79
ВИСНОВКИ.....	80
Перелік джерел посилань.....	82
Додаток А(обов'язковий) – Ілюстративний матеріал.....	84
Додаток Б – Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність Текстових запозичень.....	91

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасний етап розвитку телекомунікаційних систем характеризується інтенсивним розвитком безпроводових технологій. Основним напрямком розвитку телекомунікаційних систем забезпечення заданої якості обслуговування під час передавання інформації.

Ефективність роботи безпроводових мереж багато в чому залежить від розподілу частотних ресурсів між абонентами. Ці завдання вирішуються на каналному рівні семирівневої моделі ISO / OSI при отриманні доступу до середовища. Для цієї мети використовуються різні методи, серед яких системні, пов'язані з виділенням того чи іншого мережного ресурсу і з встановленням різних пріоритетів, методи фізичного та каналного рівня, що включають у себе частотні, часові, просторові, енергетичні, поляризаційні і кодові, що забезпечують доступ до середовища[1,3]. Системні методи, як правило, апріорі закладені в існуючі технічні рішення і не завжди піддаються коригуванню під час їхнього використання. Разом з тим, значний резерв щодо забезпечення необхідної якості обслуговування закладено в методах доступу фізичного і каналного рівнів.

Однією з найбільш складних ситуацій, що зустрічаються при забезпеченні необхідної якості обслуговування та, яка пов'язана з наявністю різного роду зосереджених за спектром завад у каналах зв'язку.

Для досягнення необхідної завадозахищеності застосовуються адаптивні методи, коли в системі зв'язку забезпечується те чи інше керування параметрами сигналів у каналі зв'язку, залежно від параметрів діючої завади. Іншим напрямком забезпечення високої завадозахищеності є застосування різних інваріативних методів, які зводяться до того, що в системі зв'язку заздалегідь закладається надлишковий ресурс, здатний за різних дій завад забезпечити необхідну якість[2]. До таких методів відносяться методи завадостійкого кодування, методи псевдовипадкового перелаштування робочої частоти (ППРЧ) і ряд інших.

Особливий інтерес становлять комбіновані методи, коли в системі зв'язку використовуються інваріантні методи, здатні адаптивно нарощувати потенціал завадостійкості по мірі ускладнення сигнально-завадового становища. Саме такі методи є найбільш перспективними, оскільки вони не вимагають значних витрат сигнального та мережного ресурсу і разом з тим, мають адаптивні властивості, спрямовані на подолання дії завад у реальному масштабі часу.

Сьогодні існують достатньо ефективні сучасні безпроводові системи зв'язку, в яких вже використовуються інваріантні методи забезпечення завадозахищеності. До таких відносяться системи з технологіями Bluetooth, описані в стандарті IEEE 802.15.1. За даними дослідницького центру ABI Research за 2008—й рік щорічні темпи зростання популярності даної технології складуть 167% на найближчі 5 років[5]. Дана технологія реалізує метод ППРЧ незалежно від наявності завад. Поряд з втратою пропускнуої спроможності, ефективність програмного перелаштування частоти невисока, оскільки сигнали попадають як на ділянки виділеного частотного діапазону, які вільні від завад, так і на ті, в яких завада присутня. Відомі методи адаптивної ППРЧ коли на кожній частотній позиції апіорі здійснюється контроль сигнально-завадової обстановки і вибравані частоти не беруть участь у подальшій програмі ППРЧ. Така система досить ефективна, проте потребує значних додаткових витрат апаратно - програмних ресурсів, задіяних у апіорному моніторингу частот, що для мікро - габаритних абонентських пристроїв виконати не реально.

Можливий інший підхід, коли такий моніторинг здійснюється непрямыми методами без значних апаратних витрат, що також вирішує завдання підвищення завадо захищеності[6]. Саме останній вказаний метод обраний як предмет дослідження в даній роботі. На додаток до даного запропонованого методу адаптивної ППРЧ розглядається також адаптивний метод подальшого нарощування завадозахищеності шляхом кодування інформаційних потоків ортогональними кодами довжиною 2, 4, 8, 16 і більше біт. Отже, адаптивна до існуючого сигнально-завадового становища телекомунікаційна система з ППРЧ та адаптивним кодуванням виявляється прозорою для використання прийнятих протоколів інформаційного поділу для її реалізації. Потрібно внести зміни тільки

на фізичному рівні. Все це дає підставу вважати, що розробка адаптивної до сигнально-завадового становища телекомунікаційної системи з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти є актуальною і є новим рішенням наукової задачі, що має важливе практичне значення

Аналіз останніх досліджень. Засоби передачі даних, що мають захист від завад, забезпечують ефективний обмін інформацією між абонентами, які виконують спільні завдання в умовах обмеженого радіочастотного ресурсу або під впливом активних радіоелектронних перешкод. Ключовим показником ефективності таких комунікаційних систем є їх здатність підтримувати задану достовірність прийому інформації в умовах завад різного походження, включаючи навмисні, з високою спектральною щільністю потужності. Одним із ефективних підходів до протидії завадам є використання технологій розширення спектра сигналу та адаптивної зміни робочої частоти в телекомунікаційних системах. На сьогоднішній день методи забезпечення достовірності передачі інформації в складних умовах є предметом глибоких досліджень у наукових працях як вітчизняних, так і зарубіжних авторів. [1-5], серед них : Л. Хензо, К. Шеннон, Ф. Дж. Мак-Вільямс, А. Голдсмит, А. Г. Зюко, Д. Д. Теплов, В. І. Борисов, Л. М. Фінк, Л. Банкет, Л. Є. Варакін, В. С.В. Зайцев, Кловський, М. Л. В.В. Казимир, К. Берроу, Д. Форні, М. Валенті та ін. Однак існує ряд задач, які залишаються недостатньо дослідженими і потребують подальшого вивчення[6,7]. Серед них: розробка нових та удосконалення вже існуючих методів, що забезпечують високу завадостійкість систем радіозв'язку; вдосконалення та ефективне застосування обчислювальних методів для вирішення завдань, пов'язаних із забезпеченням достовірності, проектуванням, виготовленням та експлуатацією нових технічних об'єктів і технологій; адаптація та спеціалізація наявних обчислювальних методів з метою підвищення їхньої ефективності, а також створення і дослідження нових обчислювальних методів і алгоритмів, які враховують специфіку функціонування телекомунікаційних систем. У випадках, коли в системах з параметричною адаптацією рівні шумів і завад досягають критичних значень, забезпечення необхідних характеристик достовірності інформації стає неможливим, що

зумовлює потребу в багаторівневій адаптації, яка включає параметри та структуру кодів. У кваліфікаційній роботі розглядається важлива науково-прикладна проблема, що має значний науковий, практичний та технічний аспект у контексті розробки перспективних систем радіозв'язку. Основна мета полягає в забезпеченні завадостійкості цих систем шляхом впровадження методів, заснованих на псевдовипадковому змінінні робочої частоти.

Мета і завдання роботи. Метою даної кваліфікаційної роботи є підвищення завадозахищеності систем зв'язку з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- Аналіз умов функціонування телекомунікаційних мереж у стандартних та екстремальних ситуаціях.
- Оцінка методів забезпечення завадозахищеності телекомунікаційних мереж з використанням адаптивних та інваріантних підходів.
- Розробка методів непрямого моніторингу якості каналу на частотних позиціях системи ППРЧ через аналіз поточної прийнятої інформації.
- Проведення експериментальних досліджень для оцінки ефективності запропонованих адаптивних методів ППРЧ.
- Розробка методів адаптивного ортогонального завадостійкого кодування для передачі двох і більше інформаційних потоків.
- Імітаційне моделювання для оцінки ефективності запропонованих адаптивних кодових і частотних методів.
- Практичні рекомендації щодо впровадження та використання адаптивних методів ППРЧ і ортогонального кодування.

Об'єктом дослідження є процеси інформаційного обміну в безпроводових телекомунікаційних системах.

Предметом дослідження є адаптивні методи забезпечення високої завадостійкості телекомунікаційних систем з ППРЧ.

Методи досліджень базуються на використанні: основних положень системного аналізу, математичної статистики, теорії ймовірностей, теорії зв'язку,

теорії і методів оптимізації, математичного моделювання, натурного експерименту.

Новизна одержаних результатів:

- а) Вперше запропоновано метод адаптації телекомунікаційних систем з ППРЧ, заснований на непрямому аналізі поточного сигнально-завадового стану. Як алгоритм адаптації використовується алгоритм спрямованого пошуку каналів, вільних від завад, з використанням групової багатоточкової оптимізації.
- б) Подальшого розвитку набув метод інформаційного обміну в телекомунікаційних системах з ППРЧ на основі ортогонального кодування, зокрема в частині адаптації параметрів кодування до кількості працюючих пікомереж. Це дозволяє зменшити втрати пропускної здатності при погіршенні сигнально-завадового стану.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи обговорювались на ЛІІ науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2024 році.

Публікації результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Публікації відсутні.

1 ВИДИ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОЗАВАД

1.1 Види завад в каналі радіозв'язку

Радіоелектронною завадою вважається електромагнітне випромінювання, яке ускладнює або робить неможливим прийом корисного радіосигналу. Такі завади можуть виникати як навмисно, так і ненавмисно.

Наведемо наступну класифікацію радіозавад які впливають на якість зв'язку у радіоканалі. За впливом на результуючий сигнал завади можна умовно розділити на адаптивні у каналі радіозв'язку та мультиплікативні.

У випадку дії адитивної завади на радіосигнал виникає складний радіосигнал який можна описати наступним чином:

$$f(x) = s(t) + \xi(\tau) \quad (1.1)$$

де: $s(t)$ – інформація, що передається;

$\xi(t)$ – сигнал радіозавади.

При дії мультиплікативної завади, вихідний сигнал набуває наступної форми:

$$f(x) = s(t) \times \xi(t) \quad (1.2)$$

Розглянемо вплив завади на радіосигнал який зображено на рис 1.1. де форма інформаційного сигналу зображена на графіку 1, після впливу адаптивного сигналу результуючий сигнал матиме вигляд зображений на графіку 1, сигнал, що зазнав впливу мультиплікативної завади зображено на графіку 3 рис.1.1.

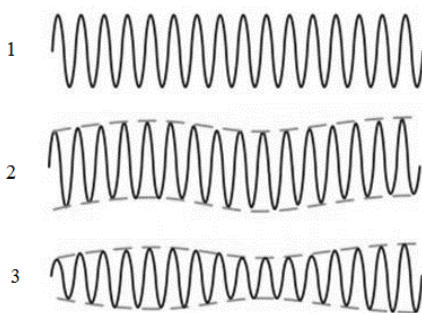


Рисунок 1.1 – Вигляд сигналу при впливі завади

Вплив навмисних радіозавад може мати різноманітні наслідки, зокрема неможливість приймача опрацювати амплітуду спотвореного сигналу, зміна форми вхідного сигналу викликана, а також його імітацію. Результати дії таких завад залежить від кількох факторів:

- співвідношення сигналу до завади на антенному вході радіоприймача, що піддається впливу;
- відношення ширини спектрів радіосигналу та радіозавади на вході приймача;
- конструктивне виконання радіоапаратури, його робочі параметри (характеристики приймача та передавача, частота передачі, вид модуляції) і структура інформаційного сигналу (включаючи вид кодування та використання широкосмугових спектрів);
- характеристики завад які наводяться на канал зв'язку.

Запропонована класифікація завад є досить широкою і може здійснюватися за різними параметрами. В загальному вигляді можна навести наступну класифікацію завад, зображену на рис. 1.2.

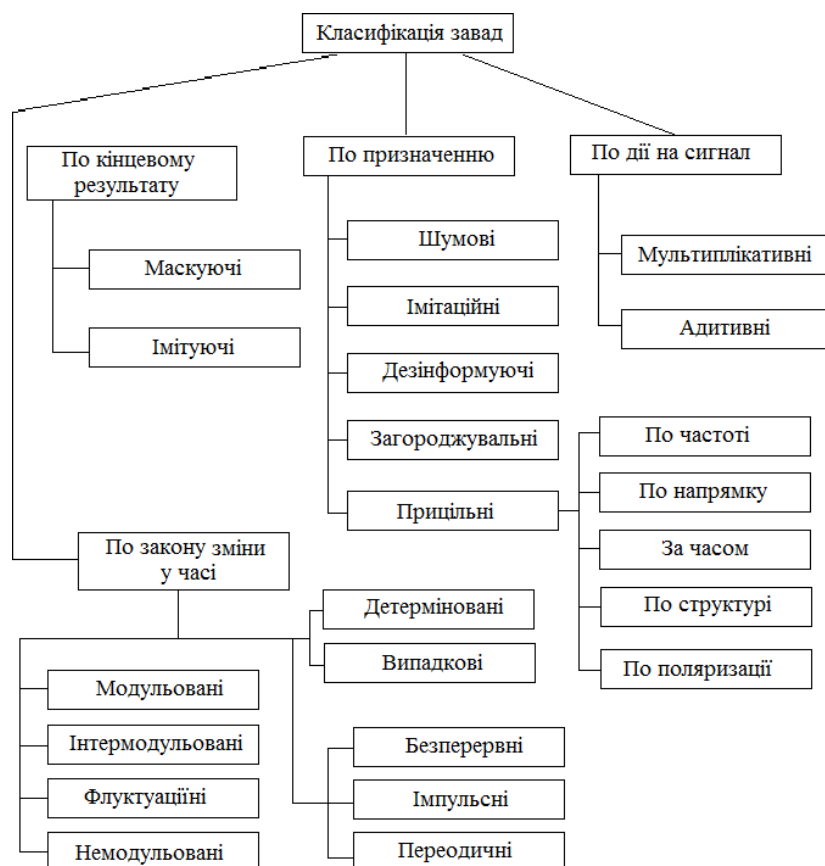


Рисунок 1.2 – Види навмисних завад на канал зв'язку

Радіозавади можна класифікувати за кількома параметрами, зокрема: - джерелом походження. Відрізняють природні завади, які виникають внаслідок природних явищ, та штучні, що створюються пристроями, які випромінюють електромагнітні хвилі;

- видом енергії, що випромінюється. Можна класифікувати на акустичні завади, оптичні та електромагнітні;

- співвідношенням ширини спектру. Якщо спектр завади набагато перевищує ширину спектру корисного сигналу то такі завади називають загороджувальними. Якщо спектр завади відповідає ширині спектру інформаційного сигналу, а частота завади змінюється в діапазоні його роботи то таку заваду називають прицільною;

- за структурою випромінювання. Можна виділити імпульсні завади, які складаються з серій модульованих або немодульованих радіоімпульсів, а також безперервні, які можуть бути промодульовані за частотою, фазою або амплітудою;

- характером впливу на ЗРЗ. Відзначають маскуючі завади, такі завади приводять до ускладнення виявлення та виділення інформаційних параметрів прийнятого радіосигналу, а також імітуючі радіозавади, мета яких полягає у створенні помилкових радіосигналів які потрапляють на вхід приймача;

- потужність. Радіозавади які мають потужність, що незначно більша за рівень інформаційного сигналу і можуть призводити до втрати не більше 25% корисної інформації. Середні радіозавади за потужністю порівнянні з корисним сигналом і здатні викликати втрату пошкодження 50% інформації. Потужні радіозавади, у свою чергу, набагато перевищують рівень корисного сигналу, що може призвести до значних втрат передаваної інформації. У деяких випадках їх рівень може бути більшим за динамічний діапазон приймача лінії радіозв'язку.

Пасивні види завад виникають внаслідок відбиття або розсіювання електромагнітного поля, яке наводиться іншими радіоелектронними пристроями. Таке випромінювання може бути згенероване внаслідок відбиття від різноманітних об'єктів, до яких можна віднести лінзи Люнеберка, кутові та

дипольні відбивачі. Як правило, сигнал, що утворюється в результаті відбиття, є комбінацією простих сигналів які мають випадкові характеристики амплітуд, частот та фази. Радіоелектронні завади активно формуються за допомогою спеціалізованих пристроїв, зокрема генераторів завад або станцій, що створюють перешкоди. Параметри сигналу завади залежать від призначення та конструкції цих генераторів.

Наведемо опис найбільш поширених типів радіоперешкод. Однією з найбільш поширених та універсальних за застосуванням є шумова завада для загородження, яка представляє собою білий гаусівський шум обмежений в певній смузі частот з певною спектральною щільністю. Як впливає з назви, частотна смуга завади ширша за діапазон функціонування обладнання лінії радіозв'язку. Формула 1.3 дозволяє визначити спектральну щільність по потужності

$$G_z = \frac{P_z}{\Delta f_c} \quad (1.3)$$

де P_z – потужність яку має радіозавада;

ΔF_z – смуга частот радіозавади.

Найбільш ефективна дія загороджувальної радіозавади спостерігається, коли потужність радіозасобу, що підлягає подавленню, дорівнює або нижча за рівень самої завади, хоча такі ситуації є досить рідкісними. На рисунку 1.3 ілюструється випадок, коли спектр інформаційного сигналу перекривається завадою, проте його потужність значно перевищує рівень завади.

Блідо-сірим кольором позначена завада, а темно-сірим – інформаційний сигнал.



Рисунок 1.3 – Вигляд впливу завади загородження

Одним із видів завади, що загороджує є шумова завада, що виникає в окремій частині смуги частот сигналу. Спектр потужності цієї завади може бути охарактеризований за допомогою системи рівнянь.

Перше рівняння стосується завади в смузі. $\gamma \Delta f_c$.

Друга залежність відповідно $(1 - \gamma \Delta f_c)$.

$$G_z = \begin{cases} \frac{P_z}{\gamma \Delta f_c}, \\ 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

де: γ – коефіцієнт, який відображає частину спектру сигналу, на яку впливає завада.

Значення цього коефіцієнту лежать у діапазоні $0 \leq \gamma \leq 1$.



Рисунок 1.4 – Вигляд загороджувальної завади в певній смузі частот

Маскуючі радіозавади спрямовані на ускладнення процесу виявлення корисного сигналу, що призводить до підвищення ймовірності помилкових тривог. Це досягається шляхом формування фону завад на приймальному блоці апаратури радіозв'язку. Рівень складності роботи обладнання залежить від структурних, частотних та часових характеристик як інформаційного сигналу, так і сигналу завади. Зазвичай для активного маскування застосовуються шумові завади безперервні у часі.

Прицільні завади в радіочастотному діапазоні відрізняються відношенням спектру завади та корисного сигналу, що подавляється і тим, ці спектри перекриваються.

Імітація радіозавад має на меті введення помилкових даних на приймальній стороні системи радіозв'язку, що підлягає подавленню. Зазвичай параметри таких завад близькі до характеристик корисного сигналу, який імітується. У деяких випадках для імітації може використовуватись частина інформаційного сигналу який починає випромінюватись джерелом завад.

1.2 Вплив завад на системи зв'язку з використанням ППРЧ

Якщо більш детально розглянути радіозавади, які застосовуються для подавлення каналів зв'язку з використанням методів розширення спектру. З цією метою можуть бути використані такі типи завад: - радіозавада для загородження; - полігармонійна радіозавада; - ретрансльована (імітуючи) завада. Полігармонійна (багатотональна) завада складається з набору немодульованих гармонійних коливань, які рівномірно розміщені у смузі частот. Ця завада має найбільшу ефективність проти засобів радіозв'язку з частотно-перемінною радіочастотою. Вигляд спектру полігармонійної завади ілюструється на рис. 1.5.

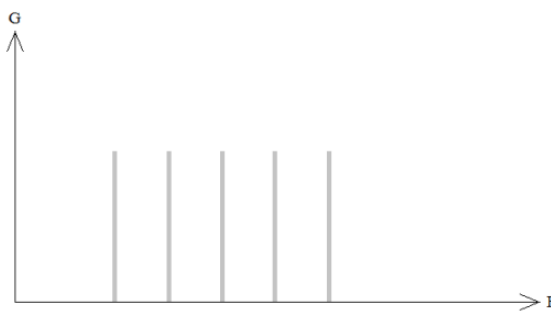


Рисунок 1.5 – Спектр мультигармонічної завади

Спектр гармонічної завади має вигляд:

$$S_z(t) = \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{2P_z}{N}} \cos(\omega_{ji}t + \varphi_{ji}) \quad (1.5)$$

де: N – кількість немодульованих гармонічних коливань;

P_z – потужність завади. Вплив полі гармонічної завади залежить від відношення фаз між корисним сигналом і завадою. Для досягнення максимальної ефективності також важливо точно визначити центральну частоту корисного сигналу та налаштувати радіозаводу на цю частоту.

Потужність яка необхідна для придушення приймача інформаційного сигналу розраховується за відповідною формулою:

$$\frac{P_z}{N} = \frac{P_z}{\alpha}, \quad (1.6)$$

де: P_z – потужність завади;

N – кількість немодульованих коливань;

P_s – корисний сигнал який потрапляє на вхід радіоприймача;

α – коефіцієнт який враховує розподіл потужності.

З аналізу на наведених даних, стає очевидним, що в умовах сучасного радіоелектронного конфлікту атакуюча сторона володіє значним арсеналом засобів радіоелектронного впливу на комунікаційні системи. Розуміння механізмів цього впливу є критично важливим не лише для розробки, а й для ефективної експлуатації сучасних комунікаційних засобів.

1.3 Методи виявлення сигналів із ППРЧ на фоні вузько смугових перешкод

Радіосигнали зі псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти (ППРЧ) набули широкого застосування в сучасних цивільних та військових комунікаційних системах. Ці системи використовують численні частотні позиції для передачі інформації, що забезпечує високу енергетичну стійкість до розвідки завдяки розширенню смуги частот [1–2]. Ці процеси ускладнюють виявлення подібних радіосигналів в умовах, коли діють вузькосмугові та широкосмугові

перешкоди з невідомими характеристиками. Важливо зазначити, що потужність вузькосмугової складової значно більше потужності яку має широкосмугова складова, а для радіосигналів зі ППРЧ, зазвичай, мають нижчу інтенсивність у порівнянні з сигналами, переданими з використанням фіксованих частот. У цих умовах досить складним завданням стає впровадження методів виявлення сигналів із ППРЧ.[3–5].

Виявлення радіосигналів зі спектра зон радіочастот є темою численних наукових досліджень як в Україні, так і за кордоном. Зокрема, у працях [6–7] представлені характеристики як одно-, так і багатоканальних енергетичних детекторів. У дослідженні [8] доведено, що багатоканальний приймач демонструє меншу чутливість до вузькосмугових сигналів на фіксованих частотах. Останнім часом для виявлення сигналів зі спектра зон радіочастот почали впроваджувати методи, що базуються на обробці зображень. У [9] запропоновано метод оцінювання параметрів передачі сигналів на основі спектрограми. Використання методів обробки зображень для отриманої спектрограми дозволяє зменшити шум і виділити необхідні параметри. У роботі [10] описано підхід до виявлення та оцінювання параметрів сигналів зі спектра зон радіочастот за допомогою вейвлет-перетворень. Дослідження показало, що запропонований метод є стійким до впливу адитивного білого шуму при відношеннях сигнал-шум (ВСШ) від 3 дБ і вище.

У дослідженні [11] розглядаються методи виявлення кількох радіосигналів зі спектру з розширеною частотною характеристикою (ППРЧ), які надходять одночасно на вхід приймача. Для цього використовуються віконне перетворення Фур'є та віконний алгоритм Герцеля. У роботі [12] представлено новий підхід до виявлення радіосигналів зі ППРЧ, який полягає у змішуванні прийнятого сигналу з широкосмуговим сигналом, що має лінійну модуляцію частоти, а також у подальшій вузькосмуговій фільтрації, дискретизації та детектуванні. Аналіз наявних публікацій вказує на те, що в запропонованих методах залишається невирішеним питання виявлення радіосигналів зі ППРЧ у випадку, коли в смугу їх передачі потрапляють вузькосмугові сигнали.

Для задачі виявлення радіосигналів, що використовують спектр частот, важливим є критерій, на основі якого приймається рішення. Відомо, що сигнал змінює свою робочу частоту багаторазово за секунду, тому доцільно використовувати реєстрацію кількох (не менше трьох) короткочасно активних частотних позицій в межах визначеної смуги частот, які мають приблизно однакову ширину спектра. При цьому залишається невизначеним, чи ці позиції належать одному або кільком джерелам радіовипромінювання, проте факт використання методу спектру частот для передачі інформації вважається доведеним.

Ця сума значень радіосигналу яка потрапляє на вхід системи виявлення досить часто є простором для виявлення радіозавад. Інколи виникає потреба в попередніх перетвореннях. Основна ідея подібних змін полягає в умовному спрощенні вимог до прийняття рішень. Великого поширення набули методи формування ознак, які ґрунтуються на ортогональному лінійному перетворенні вихідного простору в новий

.

2 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ШЛЯХОМ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ

2.1 Обґрунтування необхідності розширення спектру

Для вирішення задачі щодо забезпечення надійності систем радіозв'язку при впливі випадкових і штучно наведених радіозавад, а також можливості забезпечення функціонування обладнання радіозв'язку з можливістю багатостанційного доступу можна досягнути шляхом застосування методу розширення частотного спектру сигналу, що передається.

У процесі розширення спектру сигнал, що несе повідомлення займає значно ширшу частотну смугу, ніж мінімально необхідна для передачі інформації. Це розширення здійснюється за допомогою спеціального коду, який використовується на стороні передавача та приймача і не залежить від інформації на початку, що дозволяє виконувати модуляцію та демодуляцію корисного сигналу.

Узагальнена схема системи зв'язку з використанням розширення спектру представлена на рис. 2.1.

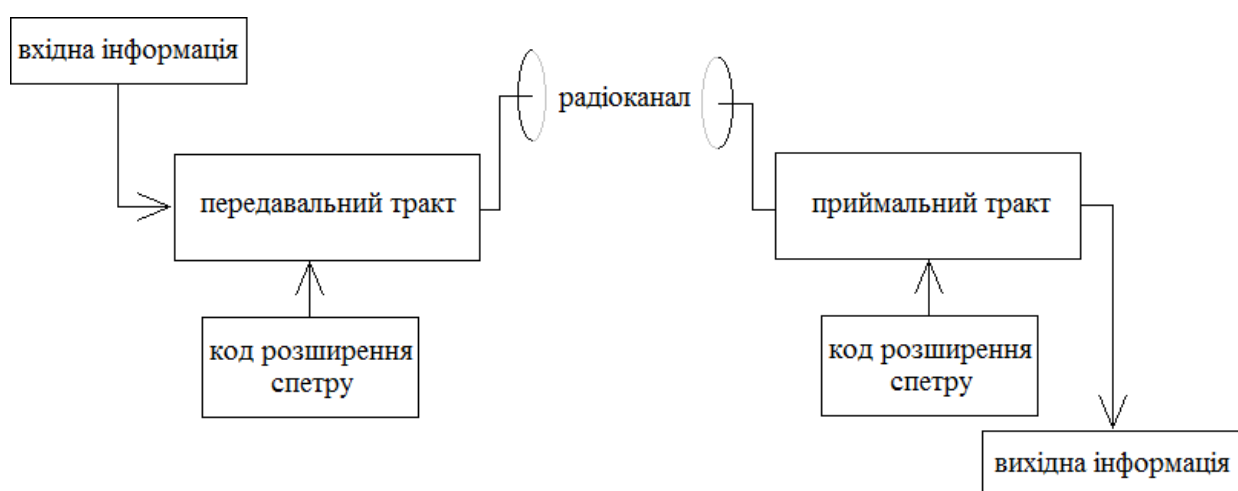


Рисунок 2.1 – Структурна схема лінії радіозв'язку з використанням розширеного спектру

Висока завадозахищеність надає низку суттєвих переваг:

- збільшення прихованості корисного сигналу системи радіозв'язку;
- збільшення можливості ефективно протистояти завадам штучного походження;
- використання кодового розмежування сигналів у умовах багатостанційного доступу;
- зменшення рівня багатопроменевого розповсюдження корисних сигналів.

В загальному розширення спектру можна підтвердити за допомогою теореми Шеннона та Хартлі, що стосується пропускної здатності каналу.

$$C = B \times \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.1)$$

C – це пропускна можливість радіоканалу, вимірювана в бітах на секунду (біт/с), що визначає швидкість з якою передаються дані при теоретичному рівні помилкових бітів (BER).

B – це частотна смуга каналу зв'язку, виражена в герцах (Гц).

S/N – це співвідношення сигналу до шуму.

У більш складних і реалістичних умовах, коли співвідношення сигнал/шум знижене через вплив навмисних або ненавмисних завад, застосовується теорема Шеннона для шумових каналів. Вона свідчить про те, що можливо підвищити пропускні можливості каналу радіозв'язку (C) шляхом розширення частотної смуги виділеної на канал передачі (B).

$$\frac{C}{B} = (1/\ln 2) \times \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) = 1,443 \times \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.2)$$

Використання числа Нап'єра у формулі 2.2 дозволяє отримати наступний результат:

$$\ln(1 + x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots + (-1)^{k+1} \frac{x^k}{k} + \dots \quad (2.3)$$

$$\frac{C}{B} = 1,443 \times \left(\frac{S}{N} - \frac{1}{2} \times \left(\frac{S}{N} \right)^2 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{S}{N} \right)^3 - \dots \right) \quad (2.4)$$

Враховуючи низьке ввідношення сигнал/шум в системах зв'язку з використанням розширення спектру (теорема Шеннона не виключає ситуацію, при якій потужність сигналу є нижчою за мінімальний рівень шуму), можна висловити припущення, що при умові $S/N \gg 1$ ми отримуємо:

$$\frac{C}{B} \approx 1,433 \times \frac{S}{N} \quad (2.5)$$

з іншої точки зору

$$\frac{C}{B} \approx \frac{S}{N} \quad (2.6)$$

$$\frac{N}{S} \approx \frac{B}{C} \quad (2.7)$$

З наведених співвідношень випливає, щоб досягти передавання інформації з найменшою ймовірністю виникнення помилки при заданому співвідношенні сигнал/шум необхідно здійснити розширення спектру сигналу, що передбачає збільшення ширини смуги пропускання радіосигналу. Як було зазначено раніше, всі наявні методи розширення спектру ґрунтуються на впровадженні спеціального коду на обох кінцях каналу зв'язку – як на передавальному, так і на приймальному. Інформація розподіляється по більшій смузі спектру, а на приймальному боці знову стискається, що дозволяє відновити її до початкової ширини смуги. Вибір методу розширення спектру залежить від способу, яким цей код інтегрується в канал зв'язку.

2.2 Використання методу прямої послідовності (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) для розширення спектру

Розширення спектру за допомогою прямої послідовності передбачає застосування псевдовипадкової послідовності безпосередньо до переданих

даних, ще до їх модуляції. У результаті цього процесу спектр сигналу розширюється, займаючи значно більшу смугу частот, ніж первісна інформація, при цьому чітко виражені піки в спектрі зникають.

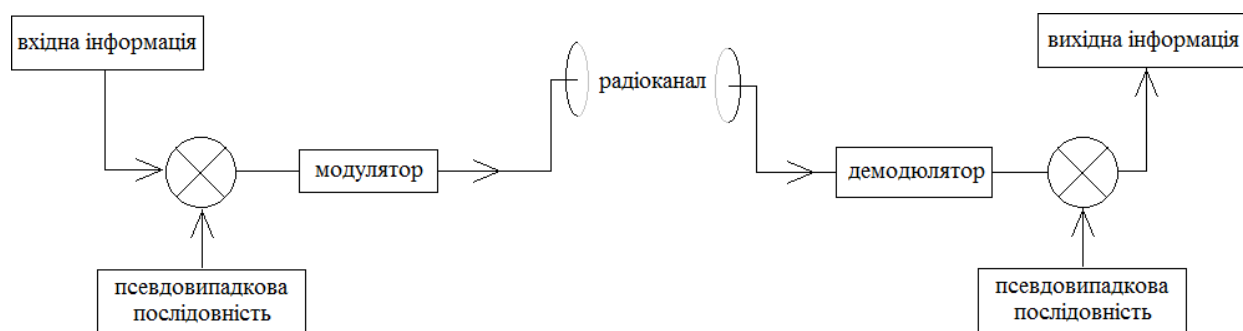


Рисунок 2.2 – Структурна схема лінії зв'язку з використанням методу прямої послідовності

Графічне зображення представлено на рисунку 2.3, де корисний сигнал відображено у вигляді чорно-сірого піка, сигнал отриманий у результаті розширення спектру – чорним кольором, а світлим сірим кольором показани сигналу що передається в каналі зв'язку.

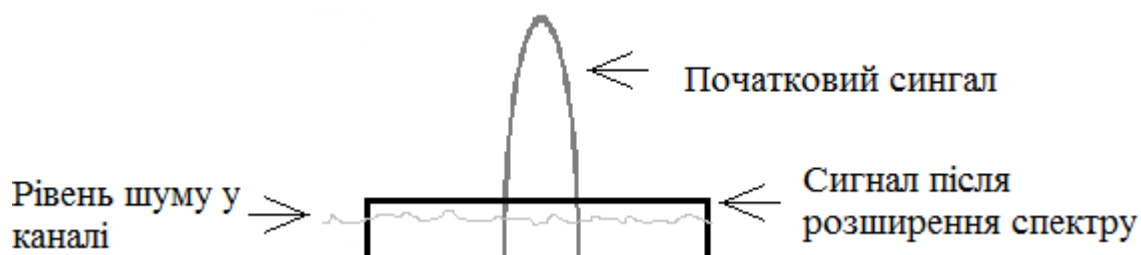


Рисунок 2.3 – Вигляд сигналів при використанні методу прямої послідовності

Виходячи з наведеного вище, можна стверджувати, що цей метод розширення спектру, завдяки розширенню спектру корисного сигналу, забезпечує швидкий фазовий перехід даних. Існує залежність між шириною смуги пропускання сигналу (B) та періодом сигналу (T).

$$R=1/T=2B \quad (2.8)$$

Графічне зображення наведено на рис. 2.4, тут сигнал відображено лінією сірого кольору підвищеної товщини, тоді як широкополосний сигнал – лінією чорного кольору.

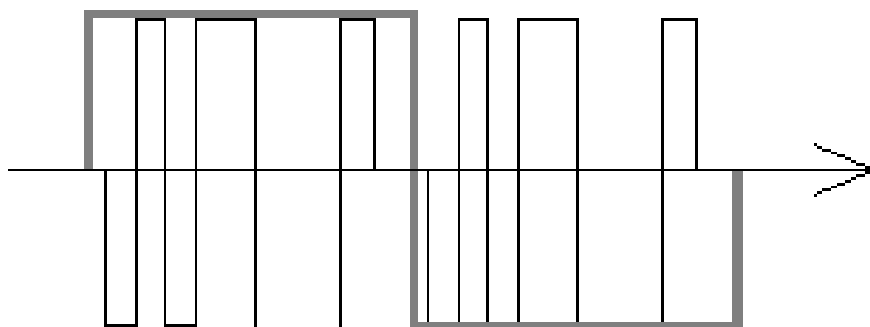


Рисунок 2.4 – Вигляд імпульсного сигналу

Основні характеристики каналу радіозв'язку з використанням розширення спектру з використанням методу прямої послідовності включають такі аспекти:

- завдяки широкому спектру сигналу, вузькосмугова завада впливає лише на певну частину спектра загального сигналу в кожен окремий момент часу. Це забезпечує стійкість DSSS до вузькосмугових радіозавад.

- використання DSSS демонструє значно вищий рівень стійкості до розповсюдження багатьма променями у порівнянні з аналогічними системами без розширення спектру. Використання кореляційного прийому, при якому кожному бітові повідомлення відповідає свій код, отриманий шляхом множення на код псевдовипадкової послідовності і дозволяє приймачеві ідентифікувати затримані сигнали як сторонні.

- Отримання можливості спростити організацію мереж зв'язку шляхом забезпечення одночасної роботи кількох пристроїв зв'язку з використанням одного частотного каналу.

2.3 Використання методу псевдовипадкової перебудови робочої частоти (Frequency–Hopping Spread Spectrum, FHSS) для розширення спектру

Важливим аспектом отримання розширених спектрів є використання псевдовипадкової зміни несучої частоти. Цей метод передбачає швидку (стрибкоподібну) модифікацію несучої частоти передавача відповідно до псевдовипадкового закону в межах визначеного діапазону частот. Методи псевдовипадкової перебудови частоти (ППРЧ) поділяються на два основні класи: - швидка псевдовипадкова перебудова робочої частоти (Fast Frequency Hopping – FFH); - повільна псевдовипадкова перебудова робочої частоти (Slow Frequency Hopping – SFH). У випадку FFH носійна частота змінюється кілька разів протягом передачі одного символу. Іншими словами, зміна частотних підканалів по частоті перевищує швидкість передачі даних у каналі радіозв'язку. Схема роботи за методом FFH представлена на рис. 2.5, на якому сірим кольором позначено сигнал логічного нуля, а чорним – логічної одиниці.

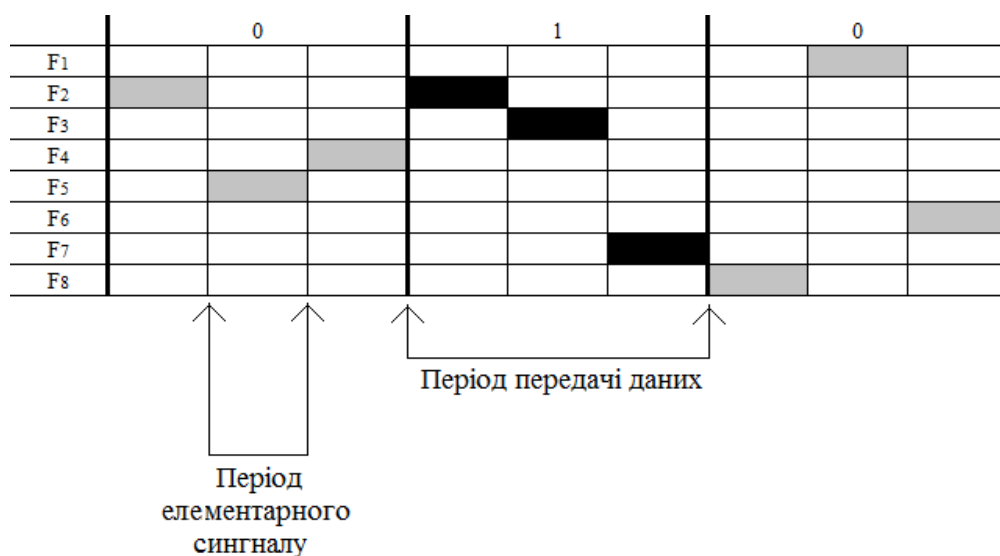


Рисунок 2.5 – Принцип дії FFH

Враховуючи, що передача символу відбувається на кількох частотах послідовно, його спотворення під впливом вузькосмугової завади може бути

значно зменшене або навіть відсутнє. Крім того, швидка ППРЧ демонструє вищу стійкість до перешкод у випадку коли радіо завада з'являється на частоті корисного сигналу після його виявлення радіозавадним обладнанням. У випадку повільної ППРЧ перемикання між частотними каналами відбувається повільніше, у порівнянні із швидкістю передачі інформації у каналі зв'язку. На рисунку 2.6 представлено приклад, де бінарні нулі та одиниці позначені так само, як і на рисунку 2.5.



Рисунок 2.6 – Вигляд процесу повільної зміни частотного каналу

Повільна ППРЧ характеризується меншою завадостійкістю в порівнянні зі швидким варіантом, проте його реалізація є значно простішою. Обидва типи систем, що використовують швидкий і повільний ППРЧ, базуються на однаковому принципі. Вхідна інформація надходить на модулятор, звідки вона передається на змішувач. На другий вхід подаються сигнали, які генеруються синтезатором частот. Після проходження через змішувач формується радіосигнал зі стрибкоподібними змінами частот, цей сигнал формується генератором псевдовипадкової послідовності. З боку приймача процес обробки інформаційного сигналу відбувається у зворотньому порядку. Важливо зазначити, що псевдовипадкова послідовність повинна бути ідентичною на обох сторонах: передавальній та приймальній. Вигляд схеми системи зв'язку з ППРЧ зображено на рис. 2.7.

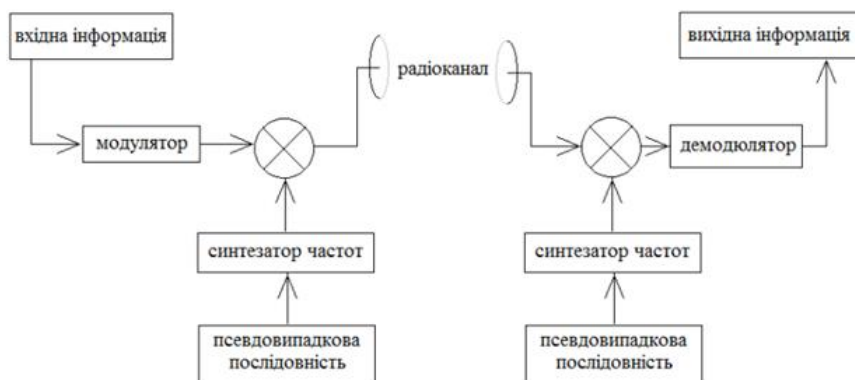


Рисунок 2.7 – Структурна схема лінії зв'язку з використанням ППРЧ

Математичний опис технології ППРЧ можна викласти таким чином:

Вихідний сигнал, що виникає після спектрального розширення, можна представити формулою:

$$s(t) = b(t) \cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \varphi_0], \quad (2.9)$$

де: $b(t)$ – сигнал, що виходить з модулятора;

$\cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \varphi_0]$ – це сигнал випадкової частоти, яка генерується під час роботи синтезатора частот;

n – послідовність у коді $= 0, 1, 2, \dots, N$;

$\Delta\omega$ – різниця частот, які генерує синтезатор частот; $\Delta\omega = 2\pi/T$, де T – інтервал між перелаштуванням частоти;

φ_0 – фаза сигналу.

Сигнал, що приймається пройденим через радіоканал, можна представити у такій формі:

$$y(t) = s(t) + n(t) + J(t), \quad (2.10)$$

де: $s(t)$ – сигнал, що передається (з розширенням спектру);

$n(t)$ – завади (шуми);

$J(t)$ – інтерференція.

Щоб отримати вихідний сигнал прийнятий сигнал множиться на сигнал, що генерується синтезатором частот. Це можна математично виразити наступним чином:

$$\begin{aligned} b(t) &= y(t) \cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \varphi_0] = [s(t) + n(t) + J(t)] \cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \varphi_0] \\ &= \frac{1}{2}b(t)[1 + \cos[2(\omega_0 + n\Delta\omega)t + 2\varphi_0]] + [n(t) + J(t)] \cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \varphi_0] \\ &= \frac{1}{2}b(t) + \frac{1}{2}b(t) \cos[2(\omega_0 + n\Delta\omega)t + 2\varphi_0] + [n(t) + J(t)] \cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \varphi_0] \end{aligned}$$

Сигнал із псевдовипадковим перелаштуванням носійної частоти представлено на рисунку 2.8.

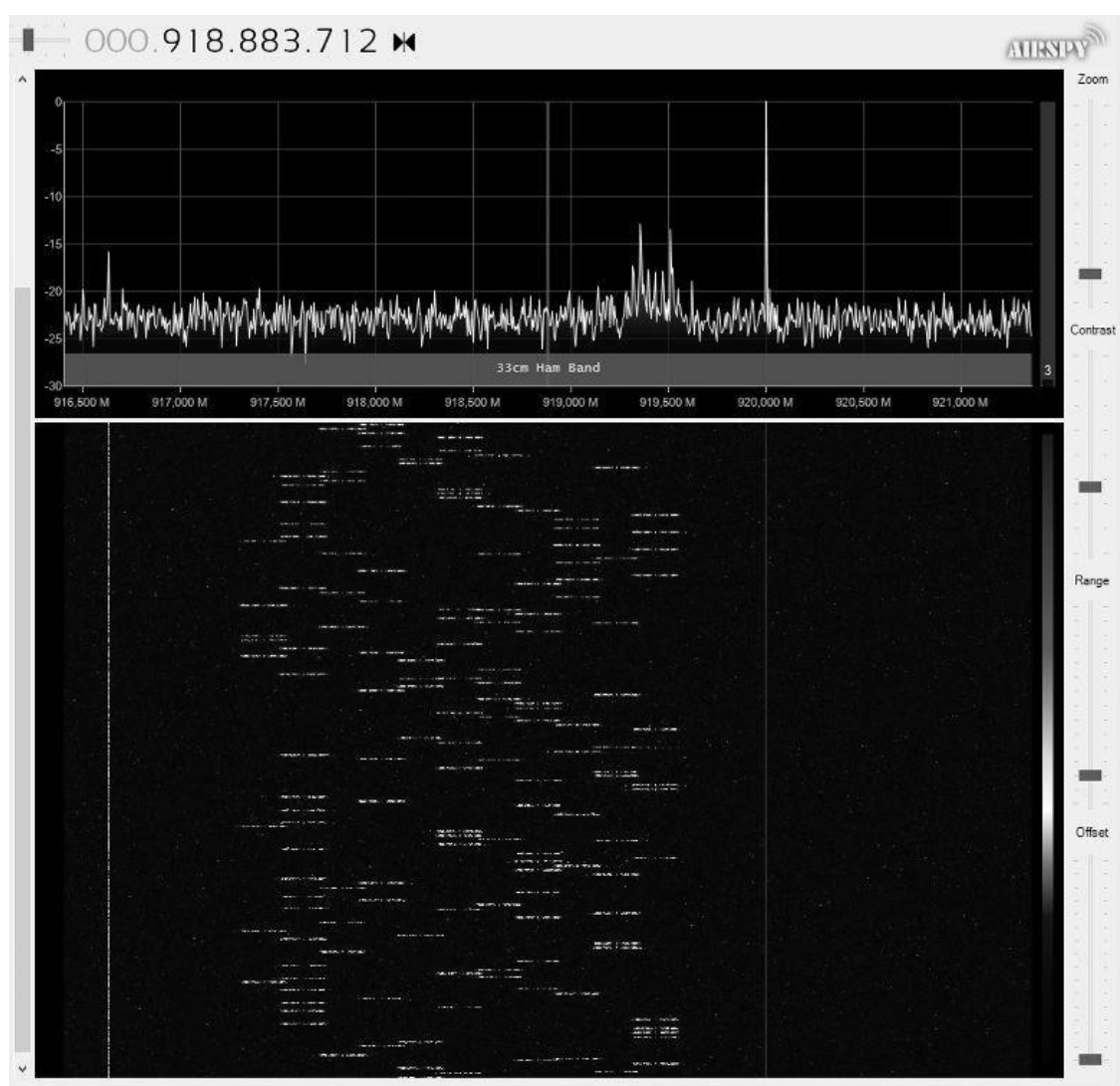


Рисунок 2.8 – Вигляд спектру сигналу з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти

Рисунок 2.8 відображає запис, здійснений за допомогою програми SDRSharp яка працює з багатьма SDR-приймачами. Зверху зображення видно спектр сигналу. Внизу зображення розташоване «водоспадне» відображення – спектрально-часове представлення сигналу, де вісь X відображає часові інтервали, а по осі Y відображається – частота, при цьому інтенсивність сигналу візуалізується зміною кольору (біліший колір вказує на більшу потужність).

2.4 Властивості багатовимірної частотно-ортогональної модуляції (Orthogonal Frequency–Division Multiplexing, OFDM)

Багатопозиційні сигнали складаються з певної кількості сигналів, окремо такі сигнали мають індивідуальні швидкості передачі. Ці сигнали отримуються шляхом розподілу вихідного модульованого інформаційного сигналу. Загальна ширина смуги частот для кількості сигналів дорівнює ширині смуги інформаційного сигналу. Представлення багатовимірного сигналу у часі ілюструється на рисунку 2.9.

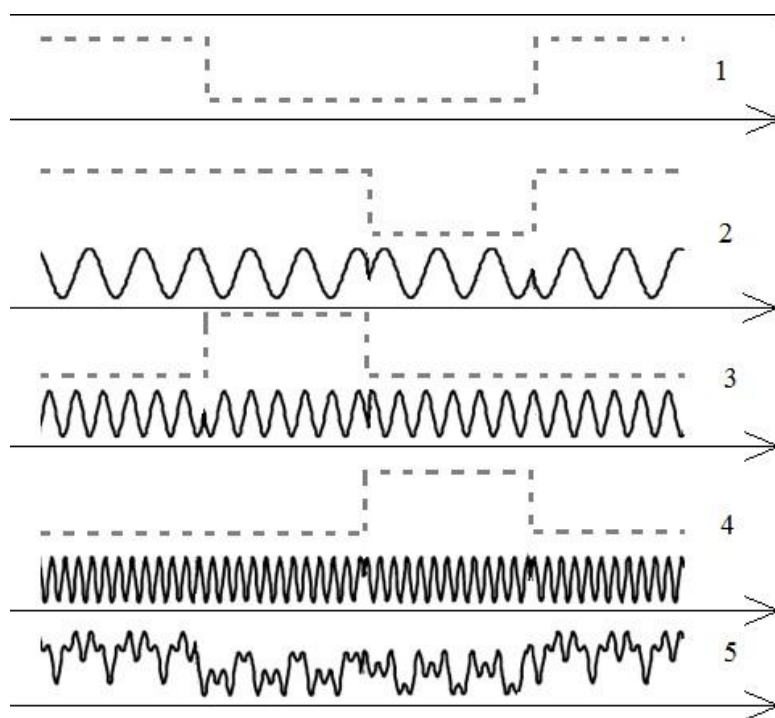


Рисунок 2.9 – Вигляд сигналу з кількома вимірами

На рисунку 2.9 сигнал, що переносить інформацію представлений лінією сірого кольору нанесену пунктиром, тоді як сигнал, який модулюється позначено чорною лінією. Сигнали частотних каналів позначені номерами від 1 до 4, а під номером 5 розташований сигнал на виході. Швидкість передачі у бітах для цих сигналів становить:

$$D = \frac{R}{N} \quad (2.11)$$

Швидкість передачі інформації початкового сигналу визначається за формулою $R = 1/T_b$, де T_b є тривалістю імпульсу.

Якщо розглянути спектр то у ньому представлений багатовимірний сигнал зображений на рисунку 2.10, де сигнал на виході який модулюється позначено сірим кольором, а чорним відмічено багатовимірний сигнал.

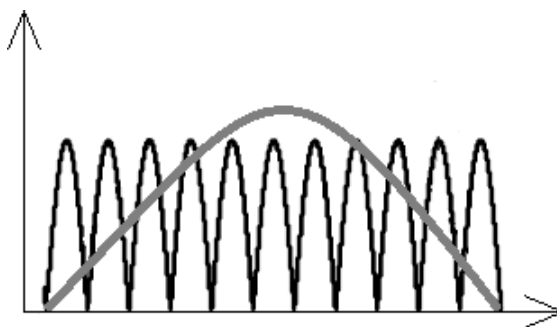


Рисунок 2.10 – Зображення спектру звичайного та багатовимірного сигналу

Внаслідок цього спостерігається подовження тривалості імпульсів для кожного з N низькошвидкісних цифрових сигналів (підсигналів) при швидкості передачі (R) яка не змінюється та займаній смузі спектру. Це призводить до того, що багатопроменеве розповсюдження сигналів суттєво зменшується і, відповідно, покращення якості зв'язку.

Особливої уваги потребує багатовимірна частотна ортогональна модуляція (OFDM). Ця модуляція здійснює передачу даних за допомогою значної кількості несійних частот, які розташовані в певному діапазоні частот. Якщо використовувати ортогональні несучі частоти це дозволяє формувати сигнал без

використання межсимвольної інтерференції. Для математичного опису сигналів несучих можна представити формулою:

$$S_n(t) = U_0 \cos \left[2\pi \times \left(f_0 + \frac{n}{T_s} \right) t \right], \quad (2.12)$$

де: f_0 – початок частотного інтервалу, в якому відбувається ущільнення по частоті;

n – номер несійної частоти;

T_s – час, що витрачається на передачу одиничного символу.

Для забезпечення захисту від спотворень між переданими інформаційними символами перед кожним переданим інформаційним символом вводиться захисний інтервал, у якому передається частина інформаційного сигналу. Ця дія дозволяє зберегти ортогональність несійних частот. Структурна схема, що ілюструє процес формування OFDM сигналу, представлена на рис. 2.11.

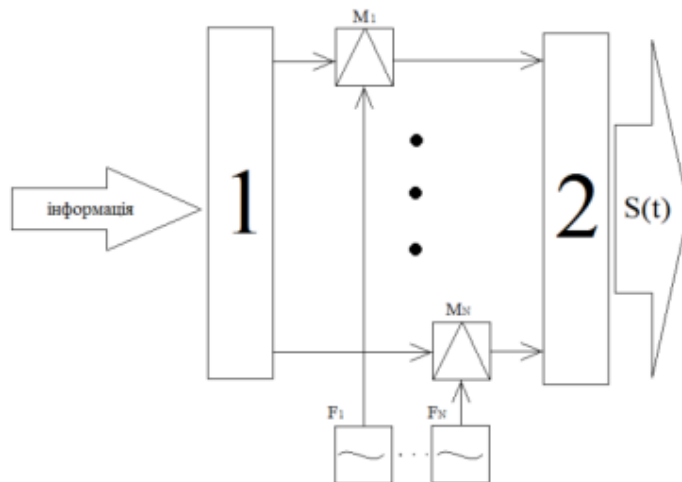


Рисунок 2.11 – Вигляд схеми формувача OFDM

Сигнал, що потрапляє до блоку розпаралелювання потоків, який позначається цифрою 1, який здійснює поділ вхідного інформаційного потоку на певну кількість паралельних потоків. Кількість цих потоків відповідає кількості частотних каналів. Кожен потік надходить на незалежний модулятор (позначений літерою M), де відбувається модуляція однієї з ортогональних несучих. Сигнал, призначений для модуляції, генерується генератором частоти,

який на рисунку може використовувати DBPSK, QPSK або QAM.F1...FN. Кінцевим етапом є сумування всіх частотних каналів на суматорі (позначеному на рис. 2.11 номером 2). Канали радіозв'язку, що використовують OFDM модульований сигнал, реалізуються за допомогою використання швидкого перетворення Фур'є. На стороні передавача зворотне швидке перетворення Фур'є (позначено як ЗШПФ на рис. 2.12) виконує помноження сигналів отриманих після перетворення послідовного потоку в паралельний, на коливання різноманітних частот та їх додавання. Щоб далі відбувався процес передачі застосовується блок цифро-аналогового перетворювача. З свого боку на стороні приймача необхідно здійснити аналого-цифрове перетворення та провести швидке перетворення.

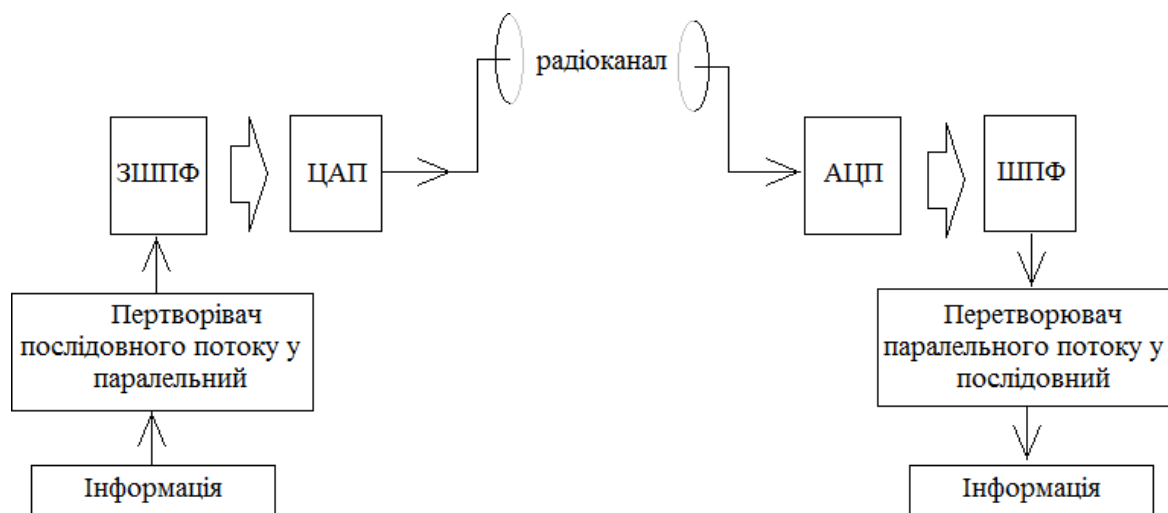


Рисунок 2.12 – Вигляд структурної схеми каналу зв'язку з використанням OFDM

Зазвичай, для реалізації цієї схеми використовують програмовані логічні схеми, застосовуючи її при наявності сотень або тисяч несучих частот. Основні переваги OFDM включають:

- використання ортогональних несучих, що дозволяє зменшити вплив міжсимвольної інтерференції та вузькосмугових завад;
- легкість реалізації завдяки цифровій обробці сигналів;
- можливість застосування різних методів модуляції для окремих несучих частот, що забезпечує гнучку адаптацію до вимог якості у каналі зв'язку.

Серед значних недоліків відноситься чутливість до ефекту Допплера та необхідність підтримувати високі вимоги які висуваються до системи синхронізації по часу, так і по частоті. Переважно таку архітектуру реалізують з використанням програмованих логічних інтегральних схем, що застосовуються при наявності сотень або тисяч несучих частот.

До переваг OFDM відносять:

- використання ортогональних несучих, щоб зменшити міжсимвольну інтерференцію та вплив вузькосмугових завад;
- зручна реалізація завдяки цифровій обробці сигналів;
- забезпечення можливості використання різноманітних видів модуляції для різних піднесучих частот, що забезпечує гнучку адаптацію до якості у каналі зв'язку.

Серед значних недоліків відносяться значна чутливість до ефекту Допплера та необхідність забезпечити необхідний рівень синхронізації в часовому та частотному вимірах.

2.5 Властивості сигналів з лінійною зміною частоти

Цей вид розширення спектру визначається лінійною зміною частоти девіації (різниці між максимальною та мінімальною миттєвими частотами) протягом символьного інтервалу, при цьому величина розширення спектру залишається незалежною від переданих даних. Математично ця зміна частоти може бути представлена у вигляді: .

$$f(t) = f_0 + b \cdot t, -\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2} \quad (2.13)$$

$$f(t) = f_0 + b \cdot t, -\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2}$$

де: $f_0 = (F_{\max} + F_{\min}) / 2$ – середина спектру сигналу;

$$b = (F_{\max} - F_{\min}) / T_c;$$

T_c – тривалість сигналу;

$F_{\max}, F_{\min}$ – значення частот спектру радіосигналу.

Сигнал лінійно частотно модульований сигнал можна описати так:

$$S(t) = S_0 \cos\{\varphi_0 + \varphi(t)\} = S_0 \cos\left\{\varphi_0 + 2\pi(f_0 t) + \frac{b}{2} t^2\right\} \quad (2.14)$$

де: S_0 – амплітудне значення сигналу;

f_0 – фаза сигналу.

Розглянемо вигляд лінійно частотно модульованого сигналу зображеного на рисунку 2.13.

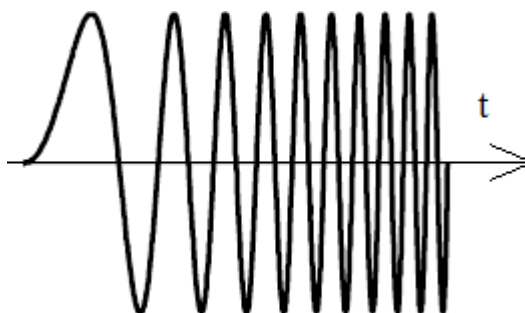


Рисунок 2.13 – Вигляд радіосигналу з лінійно частотною модуляцією у часовій формі

Для формування сигналів використовуються широкосмугові автогенератори або генератори, що керуються напругою. Як випливає з назви, на вхід управління подається сигнал з варіативною амплітудою, яка може як зменшуватися, так і збільшуватися. Частота на виході цих генераторів змінюється відносно центрального значення лінійно.

2.6 Характеристики над широкосмугових сигналів (Ultra Wide Band)

Використання широкосмугових сигналів сприяє покращенню параметрів якості радіозв'язку, що прямо пропорційно залежить від співвідношення спектру широкосмугового сигналу до спектру частоти вихідного інформаційного сигналу. На сьогоднішній день найвищий показник спостерігається у надширокосмугових сигналах, який може досягати кількох сотень. Технології,

що базуються на надширокосмугових сигналах, зазвичай застосовуються в системах радіозв'язку з обмеженим радіусом дії та низькими рівнями сигналу. Надширокосмуговими вважаються сигнали, чия смуга пропускання перевищує 500 МГц або відносна смуга пропускання перевищує 20%.

Для передачі інформації в системах UWB зазвичай застосовують позиційно-часову модуляцію, при якій бінарна одиниця передається шляхом випередження імпульсу надширокосмугового сигналу відносно певного синхронізованого моменту. Бінарний нуль передається через затримку надширокосмугового сигналу. Прикладом такого використання є стандарт IEEE 802.15.4a, в якому для розширення спектру застосовується лінійна частотна імпульсна модуляція. Як ілюстрацію можна навести сигнал «Манчестер», спектральна потужність якого обчислюється за відповідною формулою.

$$P(f) = T \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right)}{\frac{\pi f T_s}{2}} \quad (2.15)$$

Завдяки великій ширині спектру, умови розповсюдження радіохвиль зазнають суттєвих змін, що є основною перевагою цих сигналів: надзвичайна стійкість до проблем, пов'язаних з багатопроменевим розповсюдженням. Крім того, через широкий спектр практично неможливо ефективно спотворити корисний радіосигнал. Це пояснює високу стійкість надширокосмугових сигналів до навмисних і ненавмисних радіозавад.

Серед недоліків можна виділити складність технічної реалізації, що викликана необхідністю високошвидкісної синхронізації між приймачем і передавачем. Також існує значна проблема електромагнітної сумісності з іншими системами радіозв'язку, для яких сигнал UWB може стати джерелом завад.

З МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З ПСЕВДОВИПАДКОВОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ

Системи зв'язку, що використовують псевдовипадкову перебудову робочої частоти, характеризуються високою технічною складністю реалізації. Вимоги до частотно-часової синхронізації в таких системах є досить високими, що, в свою чергу, призводить до значних витрат на їх розробку. Тому для проведення досліджень доцільно застосовувати моделі цих систем.

3.1 Математична модель системи зв'язку

Першим етапом дослідження є створення ідеальної моделі каналу зв'язку без застосування методу розширення спектру шляхом псевдовипадкової перебудови робочої частоти.

Для моделювання системи зв'язку була розроблена в середовищі Simulink, використавши об'єкти і функції панелі інструментів Communications Toolbox. Цей набір включає генератори сигналів, блоки модуляторів і демодуляторів, моделі каналів зв'язку, а також широкий спектр методів і алгоритмів для аналізу результатів роботи створеної моделі. Застосування цього набору інструментів дає змогу виконувати напівнатурне моделювання систем радіозв'язку.

Загальний вигляд розробленої моделі каналу зв'язку без розширення спектру представлено на рис. 3.1.

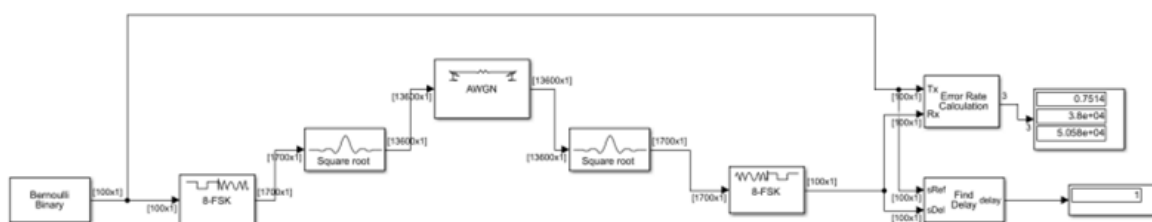


Рисунок 3.1 – Математична модель системи зв'язку

Математична модель оптимізована для обробки дискретних сигналів, що досягнуто шляхом налаштування Solver на режим discrete (без безперервних станів).

Для генерації інформації в каналах використовується блок Bernoulli Binary, який створює випадкові числа на основі розподілу Бернуллі. Встановлено, що вихідний тип даних є Double.

Також були скориговані параметри часу вибірки – частота вибірки вихідного сигналу становить 200 кГц, а кількість відліків на кадр виходу – 10.

Результати роботи блоку представлені на рисунку 3.2, де за допомогою інструменту Time Scope демонструється ефективність функціонування блоку.

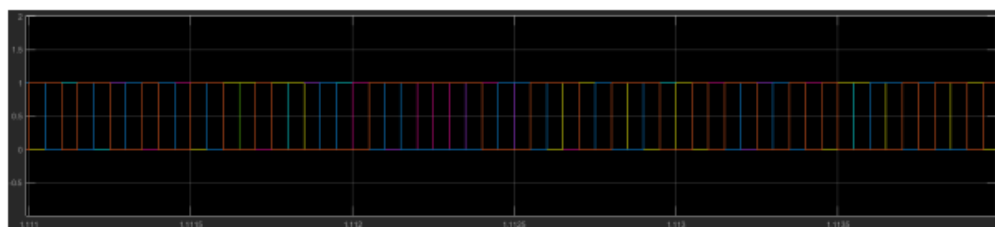


Рисунок 3.2 – Сигнал блоку генерації

В якості методу модуляції було вибрано M-FSK, що представляє собою різновид частотної модуляції, при якій для передачі інформації застосовується кілька частот. Ця технологія реалізується за допомогою блоків M-FSK Modulator Baseband та M-FSK Demodulator Baseband відповідно.

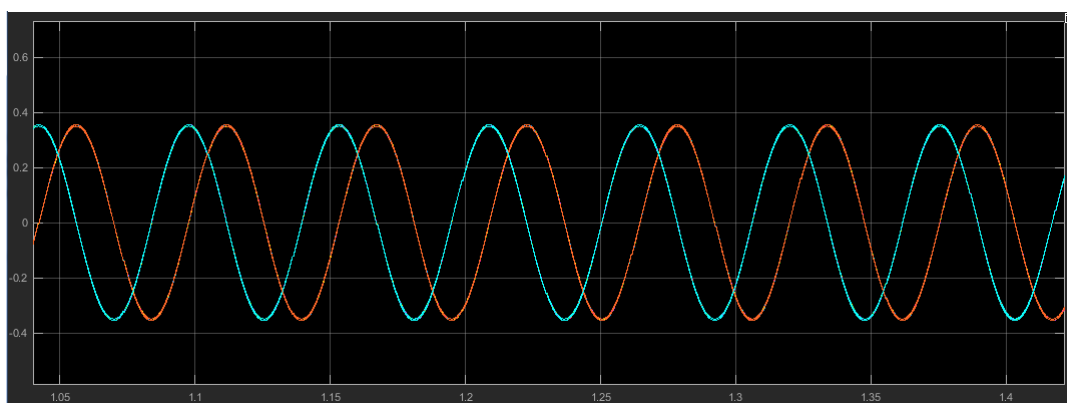


Рисунок 3.3 – Вигляд сигналу після модуляції

Фільтрація вхідного та вихідного сигналів (на приймальній стороні) здійснюється за допомогою фільтрів Raised Cosine Transmit та Raised Cosine Receiver. Цей тип фільтрів сприяє зменшенню міжсимвольних спотворень сигналу.

Основним параметром є коефіцієнт спаду (Rolloff factor), який визначає надлишкову смугу пропускання фільтра. Каналом зв'язку є канал адитивного білого гаусівського шуму.

Канал AWGN. Шум у цьому каналі має нормальне (Гаусівське) розподілення, а спектральна потужність є рівномірною по всій частотній смузі. Блок AWGN Channel генерує шум за допомогою іншого блоку

– Random Source. Початкове значення, яке використовується в алгоритмі генерації випадкових чисел, можна задати через параметр Initial seed. Найважливішим параметром є режим Mode

– Variance mode, який визначає, за яким співвідношенням буде обчислюватися спектральна потужність шуму в каналі. Існують такі варіанти:

- E_b/N_0 (dB) – співвідношення енергії інформаційних бітів на символ до спектральної щільності потужності шуму в децибелах;

- E_s/N_0 (dB) – співвідношення енергії інформаційного символу до спектральної щільності потужності шуму в децибелах;

- SNR (dB) – співвідношення потужності корисного сигналу до потужності шуму в децибелах.

Для оцінки ефективності функціонування каналу зв'язку застосовується калькулятор помилок. Цей модуль обчислює частоту помилкових передач бітів, ділячи кількість бітів з помилками на загальну кількість переданих бітів. Результати виводяться через порт у блок виводу даних завдяки параметру Output data. Блок виводу даних демонструє три основні показники:

- частота помилок;
- загальна кількість бітів, переданих з помилками;
- загальна кількість переданих бітів (кількість проведених порівнянь).

Крім того, калькулятор помилок забезпечує завершення симуляції після передачі 10 000 000 бітів, що реалізовано за допомогою функції Stop Simulation та параметра Maximum number of symbols.

Для точного визначення частоти виникнення помилок важливо точно знати затримку між передавальною та приймальною частинами моделі. Визначення цієї затримки здійснюється за допомогою блоку Find Delay, який приймає на свої вхідні порти обидва сигнали, обчислює їх затримку та виводить отримане значення в блоці Display. Визначену затримку слід ввести як параметр у блоці Error Rate Calculator – Receive delay.

Параметр BER (Bit error rate) дозволяє оцінити ефективність усієї системи в цілому, а не лише окремих її елементів: передавального тракту, каналу зв'язку та приймального тракту. Математичний розрахунок цього показника виконується наступним чином:

$$BER = \frac{N_{er}}{N_{bit}} \quad (3.1)$$

N_{er} – це кількість біт, які були передані з помилками;

N_{bit} – загальна кількість переданих біт. З формули випливає, що:

- чим менше значення BER, тим ефективніше функціонує система зв'язку;
- для підвищення точності отриманого показника слід збільшити обсяг переданих даних, оскільки вимірювання має статистичний характер.

Основними чинниками, що впливають на BER, є шуми в каналі зв'язку, навмисні та ненавмисні перешкоди, спотворення сигналу, збої синхронізації в системах зв'язку, а також проблеми, пов'язані з багатопроменевим розповсюдженням радіоімпульсів (завмирання радіосигналу).

Для зменшення значення BER застосовують такі методи:

- підвищення рівня прийнятого сигналу шляхом збільшення потужності передавача або використання підсилювачів радіосигналу;
- зменшення швидкості передачі даних;
- зміна типу модуляції, що використовується;

- впровадження методів розширення спектру;
- застосування завадозахищеного кодування сигналів.

3.2 Математична модель системи зв'язку з ППРЧ

Наступним кроком є дооснащення раніше побудованої моделі до версії, яка впроваджує метод ППРЧ. Важливі компоненти представлені на рисунку 3.4.

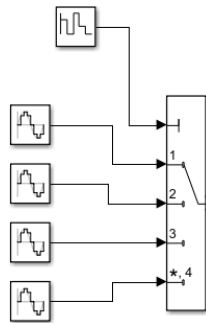


Рисунок 3.4 –Реалізація методу ППРЧ

Реалізація розширення спектру за допомогою методу псевдовипадкової перебудови робочої частоти здійснена шляхом дообладнання створеної моделі додатковими компонентами, а саме:

- Мультипортовий комутатор;
- Синусоїдальний генератор;
- Повторювальна послідовність;
- Добуток.

Мультипортовий комутатор є пристроєм з кількома (в даному випадку 4) входами, комутація яких до виходу залежить від сигналу, що надходить на керуючий вхід. У цій моделі мультипортовий комутатор реалізує генерацію псевдовипадкової частоти шляхом підключення одного з чотирьох генераторів. Синусоїдальні генератори використовуються для створення частот, які подаються на інформаційні порти мультипортового комутатора. Основним параметром цих блоків є частота, яку вони генерують. Встановлення цього параметра виконується в радіанах на секунду. Для блоків, що використовуються в моделі, цей параметр має відповідні значення.

- 120 МГц для першого;
- 125 МГц для другого;
- 130 МГц для третього;
- 135 МГц для четвертого;

Система Repeating Sequence Stair генерує задану послідовність (в даному випадку 3, 1, 4, 2, 1), яка визначається параметром "Vector of output values". Ця послідовність безперервно повторюється. Вона виконує функцію генератора псевдовипадкового коду для обох сторін — передавальної та приймальної. Значення заданої послідовності визначають, який інформаційний вихід Multiport switch буде використовуватися, а отже, і Sine Wave. Синхронізація роботи передавальної та приймальної сторін забезпечується шляхом надходження псевдовипадкової послідовності з однаковим вектором вихідних значень.

Блок Product на передавальній стороні виконує множення модульованого інформаційного сигналу на псевдовипадковий сигнал, який отримується з раніше описаних блоків. На приймальній стороні здійснюється зворотний процес.

Оскільки модель каналу зв'язку в даній системі не викликає затримок між передавальною та приймальною сторонами, а процедури розширення спектра корисного сигналу виконуються до і після фільтрів, синхронізація між генераторами псевдовипадкових послідовностей на обох сторонах не є необхідною.

Загальний вигляд моделі ілюструється на рис. 3.5.

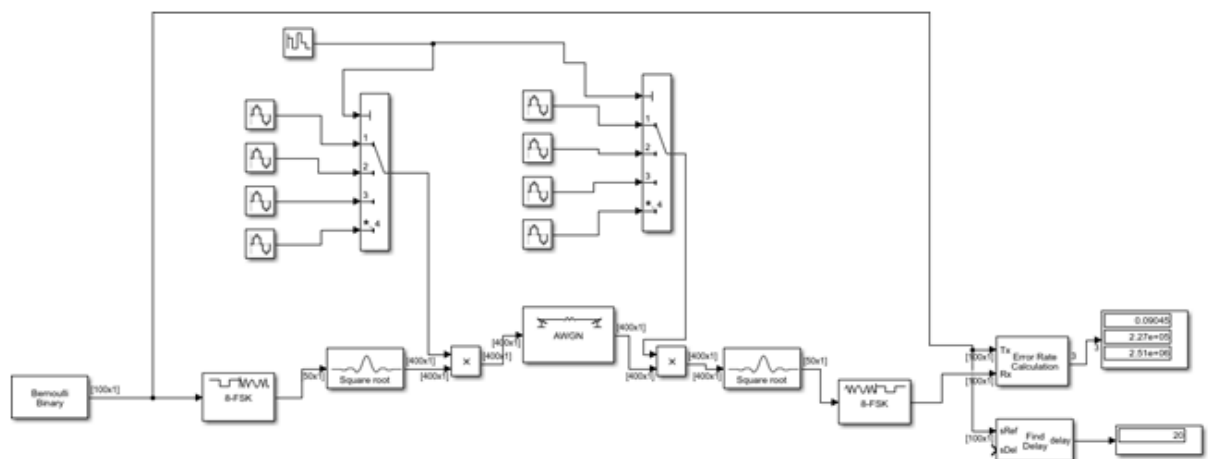


Рисунок 3.5 – Математична модель з реалізацією ППРЧ

Необхідно акцентувати увагу на важливості правильного налаштування параметрів часу вибірки (Sample time) для генераторів псевдовипадкових послідовностей та джерел корисної інформації. Перевірити коректність цих налаштувань можна, звернувшись до пункту меню Display та вибравши Sample Time Legend, де відображаються часові параметри.

Для вирішення проблеми, пов'язаної з неузгодженістю часових параметрів, доцільно використовувати блок Rate Transition. Цей блок забезпечує зміну швидкості передачі даних з виходу одного блоку на вхід іншого, що підключений до його виходу. На рисунку 3.6 представлені приклади некоректно та коректно налаштованих моделей при відображенні Sample Time Legend.

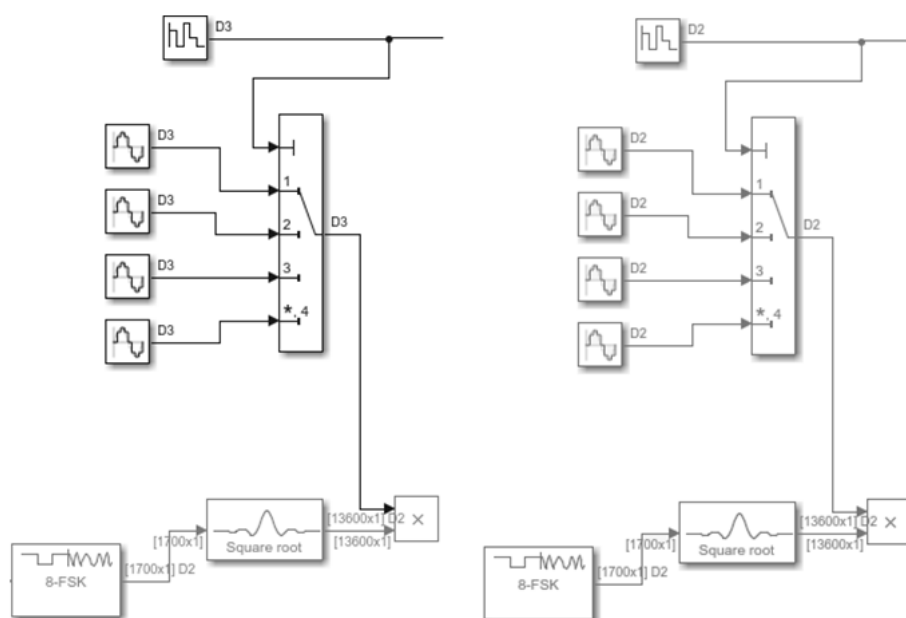


Рисунок 3.6 – Вигляд невірної та вірної налаштування

3.3 Вплив співвідношення сигнал/шум на значення BER для каналу зв'язку з ППРЧ

Одним із ключових показників у радіозв'язку є співвідношення сигналу до шуму. Цей параметр відображає співвідношення між рівнем корисного радіосигналу в каналі зв'язку та рівнем шуму. Крім того, співвідношення

сигнал/завада можна обчислити, використовуючи середньоквадратичне значення амплітуди як сигналу, так і шуму в смузі пропускання приймача.

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} = \frac{A_{signal}^2}{A_{noise}^2} \quad (3.2)$$

де P – середня потужність;

A – середньоквадратична амплітуда.

Крім того, співвідношення сигнал/шум (SNR) може бути виражене в децибелах.

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{signal}}{P_{noise}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right) \quad (3.3)$$

У середовищі MATLAB Simulink можна змоделювати вплив шумів на систему радіозв'язку, використовуючи блок адитивного білого гаусівського шуму (AWGN). Важливо зазначити, що параметр SNR у цьому блоці задається в децибелах.

Дослідження впливу шуму здійснено шляхом моделювання роботи системи з різними значеннями параметра SNR: 15, 10, 5, 2, 1.5 та 1 dB. Моделювання проводиться для систем з модуляціями M-FSK, QAM та QPSK, результати наведено в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Значення параметра BER для різних значень співвідношення сигнал/завада

SNR	M-FSK	QAM	QPSK
15	0,0291	0,0351	0,0339
10	0,0407	0,0615	0,0577
5	0,0729	0,1132	0,1075
2	0,121	0,1676	0,1605
1,5	0,1375	0,1709	0,171
1	0,1528	0,201	0,1915

Графіки, що ілюструють залежність BER від співвідношення сигнал/шум, представлені окремо для кожного типу модуляції на рисунках 3.7 – 3.9.

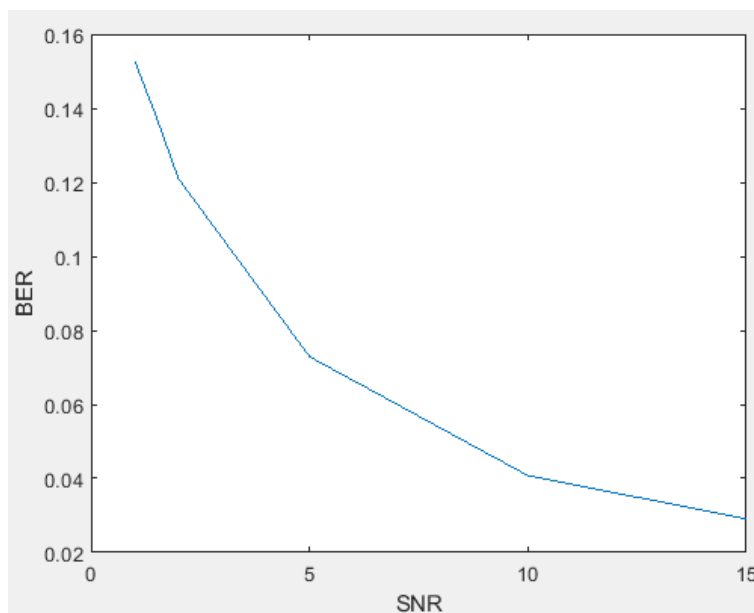


Рисунок 3.7 – Графічне зображення залежності для M-FSK

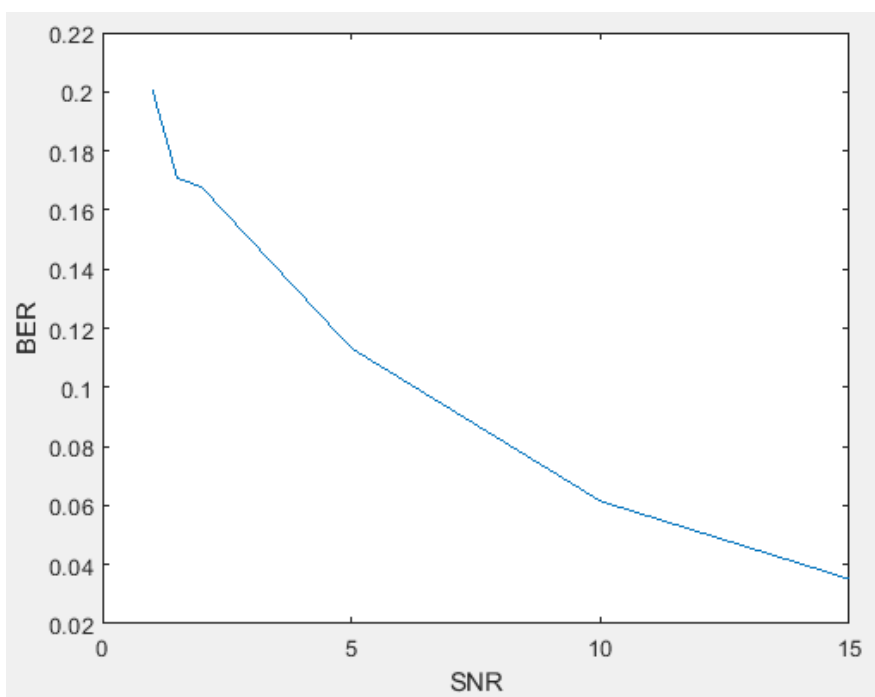


Рисунок 3.8 – Графік взаємозв'язку для QAM

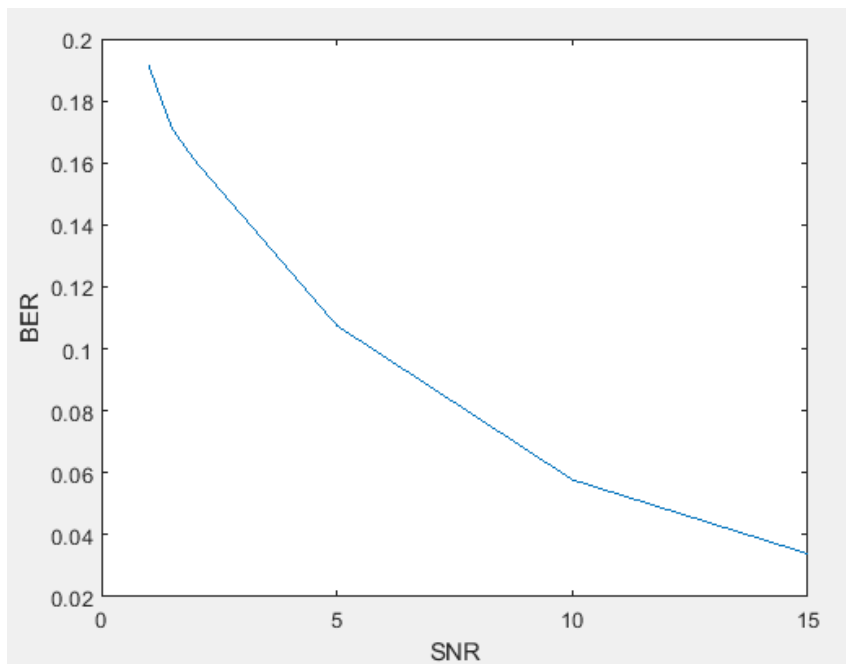


Рисунок 4.9 – Графічне зображення залежності для QPSK

Дослідження впливу різноманітних радіоелектронних завад на показник BER у системах зв'язку з ППРЧ.

Амплітудно-модульована шумова завада є ключовою та найелементарнішою формою радіо завад для комунікаційних систем. Цю заваду можна описати у вигляді:

$$J(t) = A n(t) \cos[\omega_c t + \varphi_0], \quad (3.4)$$

де: A – максимальна амплітуда завади;

$n(t)$ – шум Гауса;

ω_c – кругова частота носійного сигналу;

φ_0 – нульова фаза завади.

Для аналізу впливу радіозавад була створена імітаційна модель генератора, представлена на рис. 3.10.

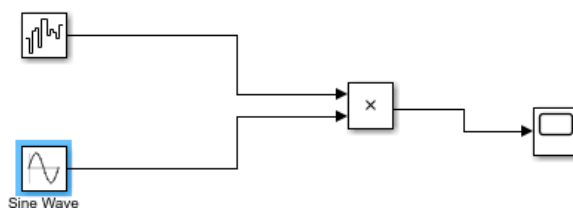


Рисунок 3.10 – Генератор шуму

Модель складається з таких компонентів:

- Band-Limited White Noise;
- Sine Wave;
- Product.

Обмежений шум білого кольору – це блок, який генерує випадкові значення відповідно до нормального (гаусівського) розподілу. Основним параметром цього блоку є потужність шуму, що дозволяє регулювати амплітуду шуму. Цей параметр буде використовуватися як змінна під час аналізу моделей систем зв'язку.

Синусоїдальна хвиля визначає несучу частоту (ω_c) радіозавади. Значення цього параметра становитиме 125 МГц для всіх симуляцій.

Добуток об'єднує сигнали, що надходять від обмеженого шуму білого кольору та синусоїдальної хвилі, формуючи таким чином результуючу заваду.

Частотне представлення отриманої радіозавади з параметром потужності шуму, що дорівнює 0.1, представлено на рисунку 3.11.

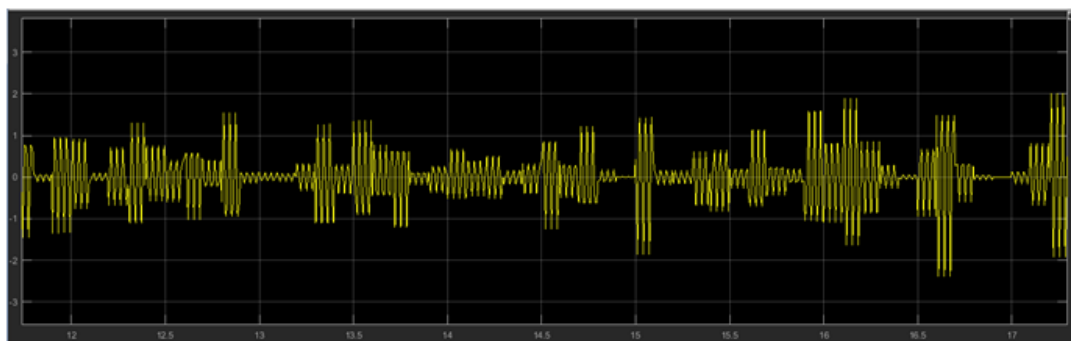


Рисунок 3.11 – Вигляд частотної характеристики радіозавади

У процесі моделювання генератор завад буде розміщено після каналу зв'язку. Введення завади в канал радіозв'язку здійснюється за допомогою блоку Product. Для синхронізації часових параметрів перед блоком Product розташовано блок Rate Transition. Така структура буде застосовуватися в подальших дослідженнях і ілюстрована на рис. 3.12.

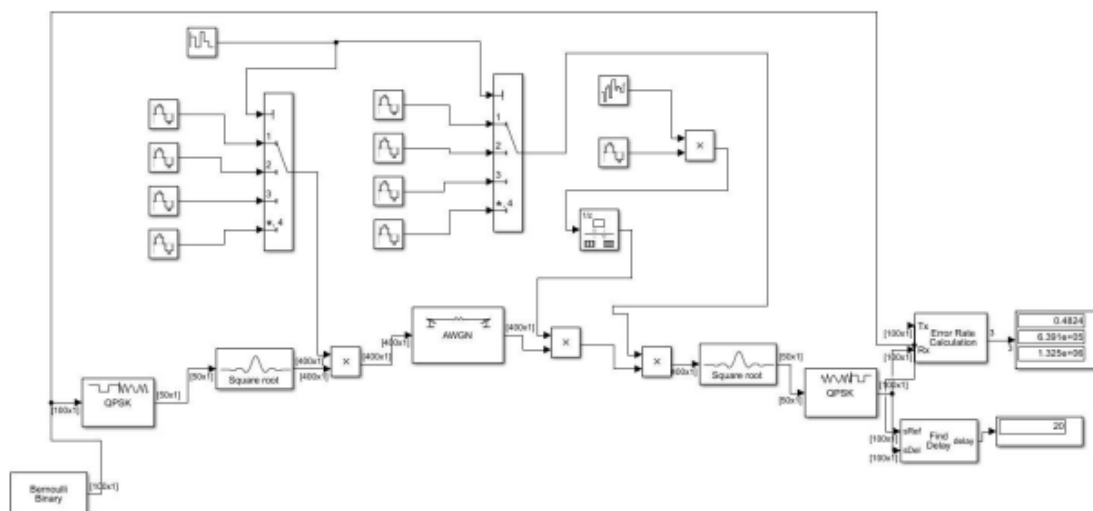


Рисунок 3.12 – Схема імітаційної моделі впливу завади на зону радіозв'язку з передавачем та приймачем радіочастот представлена нижче

Результати роботи моделі для різних типів модуляцій та значень параметра потужності шуму наведені далі.

Таблиця 3.2 – Значення параметра BER в залежності від різних рівнів шуму.

Noise power	M-FSK	QAM	QPSK
0,01	0,3923	0,5102	0,5389
0,05	0,4112	0,598	0,5615
0,1	0,4358	0,6782	0,6284

Графіки, що ілюструють залежність BER від потужності завади, представлені на рисунках 3.13 – 3.15.

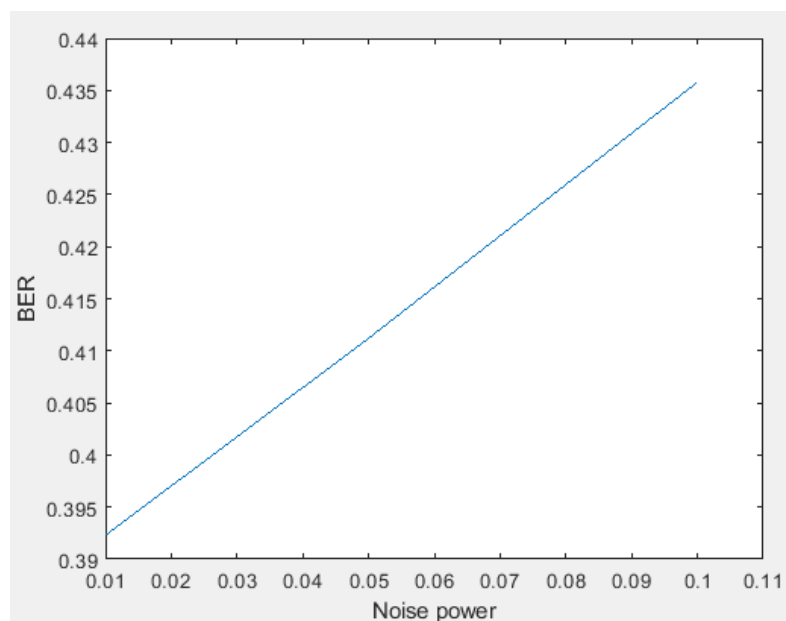


Рисунок 3.13 – Графік взаємозв'язку для M-FSK

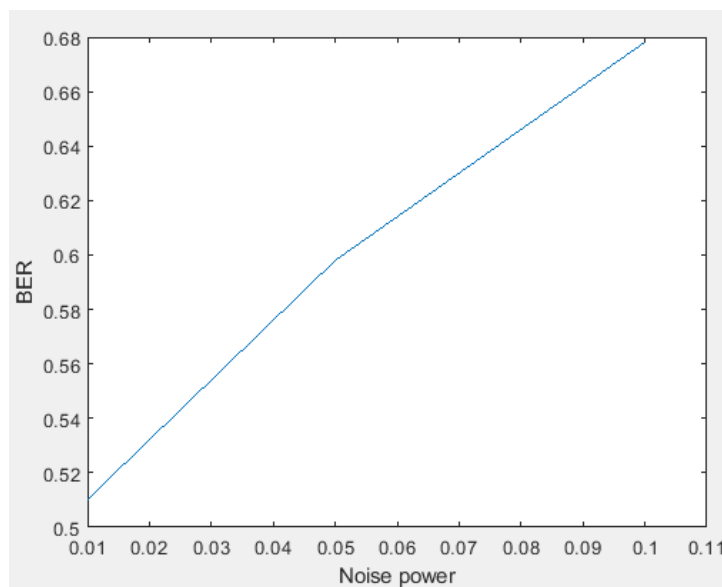


Рисунок 3.14 – Графік взаємозв'язку для QAM

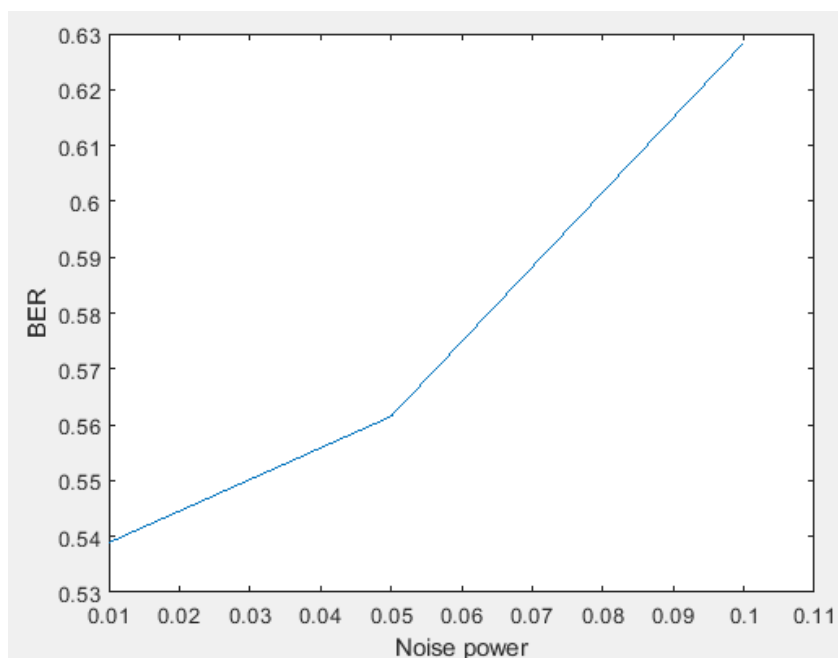


Рисунок 3.15 – Графік взаємозв'язку для QPSK

Об'єктом подальшого дослідження стала багатотональна радіозавада.

У математичному плані цю заваду можна описати як суму кількох коливальних процесів.

$$J(t) = J(t) = \sum_{i=0}^i S_i(t) \quad (3.5)$$

Схема моделі генератора, зображена на рисунку 3.16.

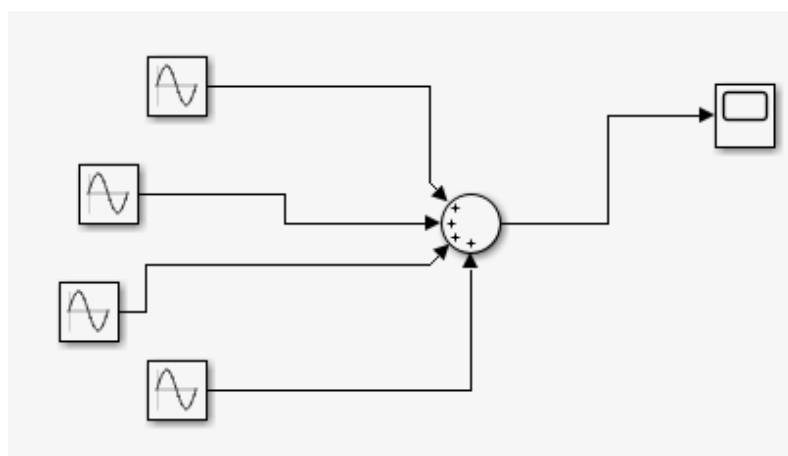


Рисунок 3.16 – Схема генератора багатотональної перешкоди

Модель перешкоди складається з наступних блоків:

- Sine Wave;
- Sum.

Як і в попередній моделі генератора, блок Sine Wave призначений для генерації однієї з кількох частот, які формують результуючий сигнал завади. Блок Sum здійснює сумування сигналів, отриманих від блоків Sine Wave, що в свою чергу формує результуючий сигнал завади. Частотне представлення самого сигналу завади ілюструється на рисунку 3.17.

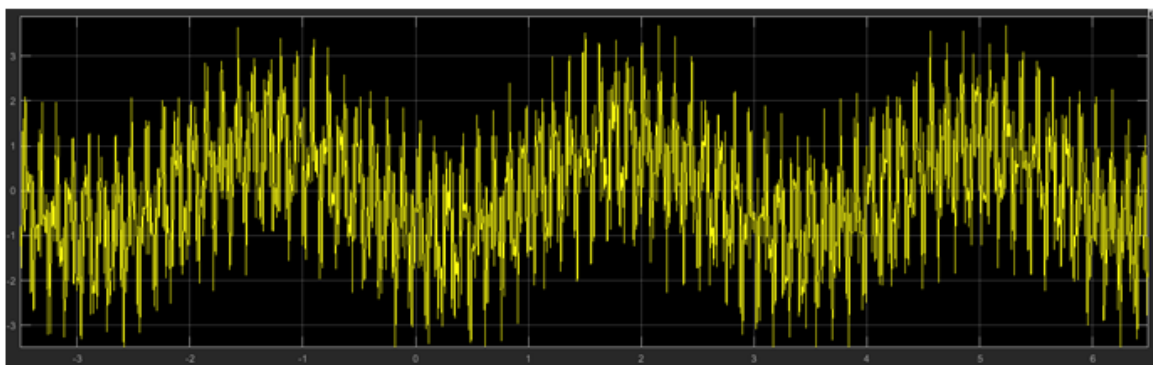


Рисунок 3.17 – Вигляд характеристики радіозавади

У дослідженнях буде застосовуватись зміна кількості генераторів Sine Wave як змінна, що вплине на кількість гармонік у результуючому сигналі радіозавад, результати наведено в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Значення параметра BER для різних рівнів шуму

№ гармонік	M-FSK	QAM	QPSK
2	0,4898	0,5238	0,4998
3	0,5064	0,5576	0,5325
4	0,5921	0,6	0,598

Графіки, що ілюструють залежність BER від потужності завади, представлені на рисунках 3.18 – 3.20.

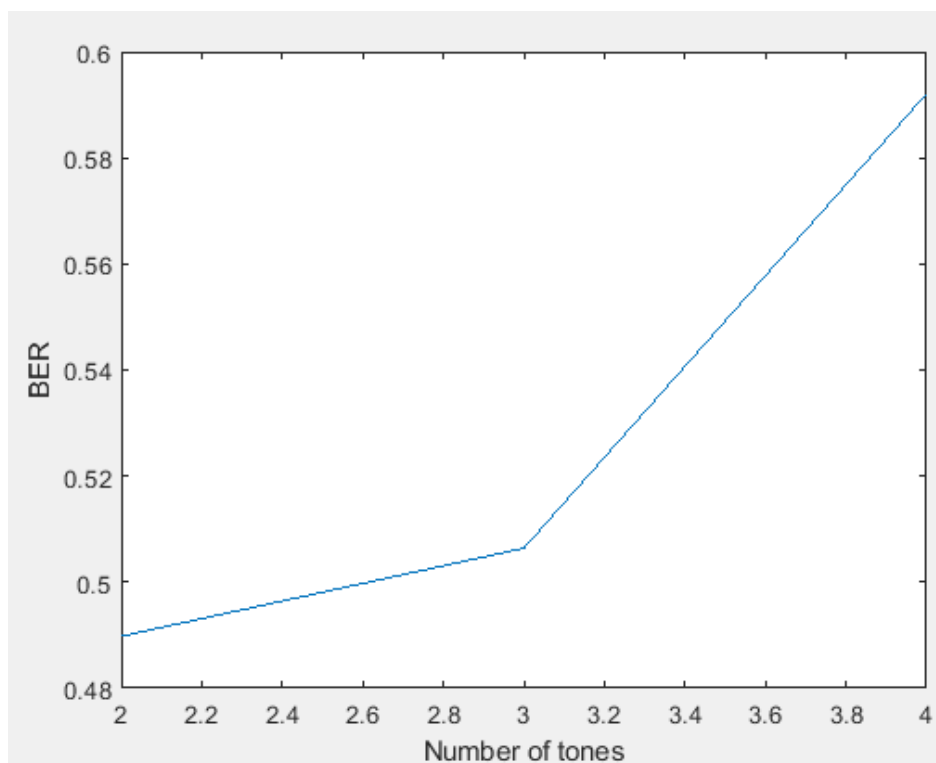


Рисунок 3.18 – Графік взаємозв'язку для M-FSK

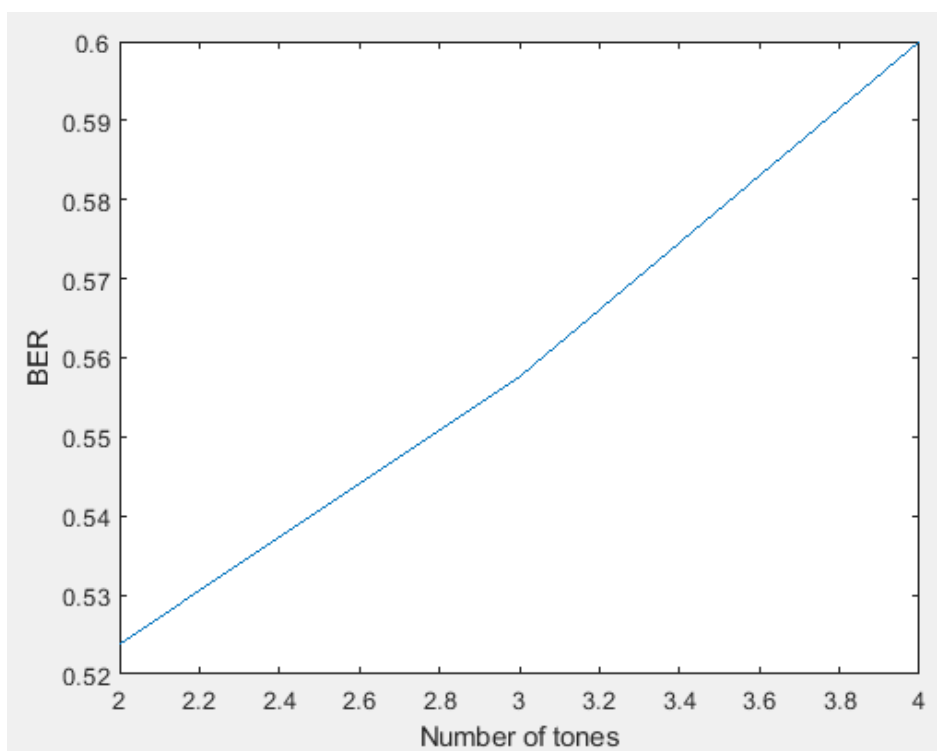


Рисунок 3.19 – Графік взаємозв'язку для QAM

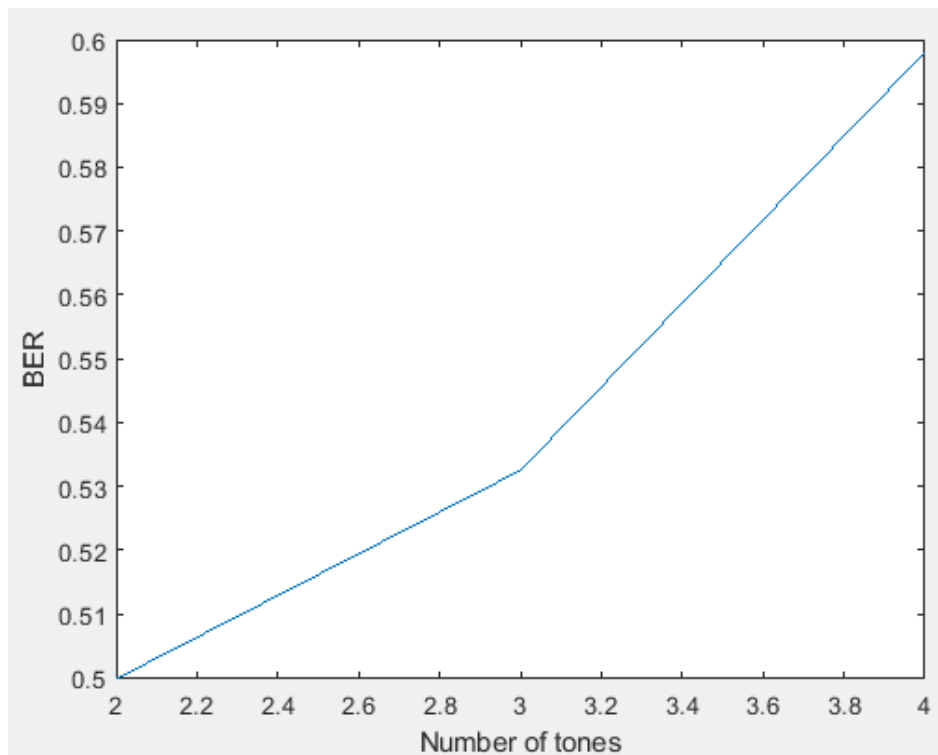


Рисунок 3.19 – Графік залежності для квадратичної фазової маніпуляції (QPSK)

Аналізуючи отримані результати, можна зробити такі висновки: - М-ічна частотна модуляція виявляє вищу завадостійкість у порівнянні з модуляціями QPSK та QAM. Це можна пояснити більшою стійкістю М-FSK до міжфазних спотворень сигналів. Серед досліджуваних факторів, що впливають на якість прийому, найбільш негативний вплив на якість зв'язку має багатотональна радіоелектронна завада, яка призводить до значень параметра BER, що наближаються до випадкових

4.1 Визначення ймовірності прийому помилкового біту

Для оцінки рівня захищеності системи застосовується ймовірність отримання одного інформаційного біта з помилкою. – P_{er} .

Ймовірність помилкового прийому розраховується за допомогою наступної формули:

$$P_{er} = p \times P'_b + (1 - p)P''_b, \quad (4.1)$$

де: P' – ймовірність помилкового сприйняття інформаційного символу з потужністю сигналу P_c , а також вплив радіозавади і шуму з рівнями потужності P_z та P_n відповідно.

P'' – ймовірність помилкового сприйняття інформації в умовах відсутності радіозавад.

$p=k/N$ ймовірність впливу радіозавад на частотний канал.

N – це загальна кількість частотних каналів, тоді як k – це кількість частотних каналів, на які впливають радіозавади. Розглянемо цю формулу більш детально. Ймовірність помилкового прийому інформаційного біту в умовах відсутності радіозавад для частотної маніпуляції (FSK) має наступний вигляд:

$$P''_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right) \quad (4.2)$$

Параметр h^2 можна розглядати як відношення сигналу до завади в процесі передачі одного біту інформації. Враховуючи це, формулу [4.2] можна перетворити на наступний вигляд:

$$P''_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{P_c}{2N_0W_{dat}}\right) \quad (4.3)$$

де W_{dat} - це ширина смуги пропускання фільтру на приймальній стороні, що відповідає швидкості передачі даних.

Розглянемо графік, що ілюструє залежність ймовірності помилкового прийому від співвідношення сигнал/шум. Код програми для виконання розрахунків та створення графіків представлений у додатку А.

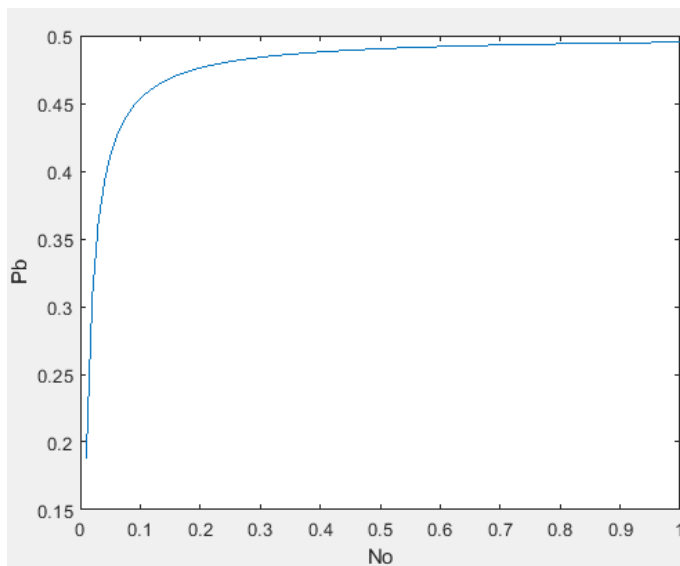


Рисунок 4.1 – Залежність ймовірності помилкового прийому від рівня шуму (N_0)

Для ймовірності помилкового сприйняття інформаційного символу під впливом радіозавади та шуму – використавши наведене вище, отримаємо:

$$P'_b = \frac{1}{2} \exp \left(- \frac{P_c}{2 \left(\frac{P_j}{k} + N_0 W_{dat} \right)} \right) \quad (4.4)$$

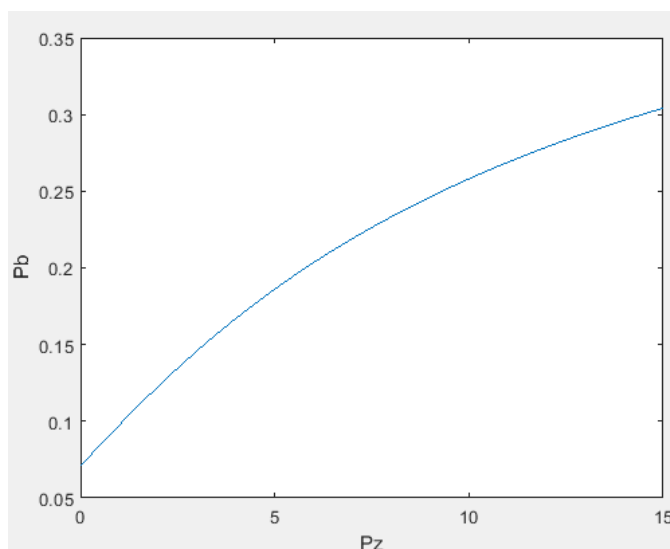


Рисунок 4.2 – Вигляд залежності ймовірностей помилкового прийому під впливом радіозавад

Якщо використати формули (4.4) та (4.3) отримуємо:

$$P_{er} = \frac{k}{2N} \exp\left(-\frac{P_c}{2\left(\frac{P_j}{k} + P_n\right)}\right) + \left(1 - \frac{k}{N}\right) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{P_c}{2P_n}\right) \quad (4.5)$$

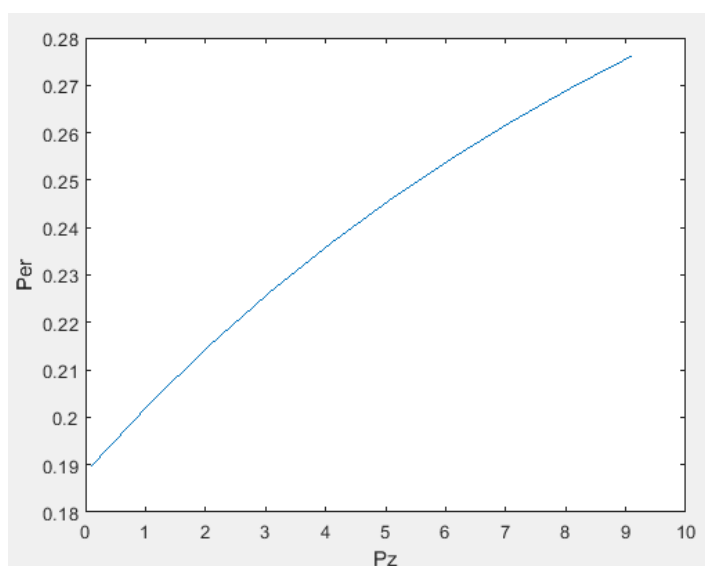


Рисунок 4.3 – Вигляд ймовірностей прийому помилкового біту від шуму та радіозавад

4.2 Визначення середньої ймовірності помилки у каналі з частотною модуляцією та ППРЧ при впливі шуму

Для оцінки рівня завадозахищеності системи зв'язку зазвичай застосовується ймовірність помилкового прийому одного інформаційного біта, позначена як P_{er} . У випадку системи зв'язку з частотно-модульованим сигналом (ЧМ) та використанням приймально-передавальної радіочастотної характеристики (ППРЧ) ця ймовірність розраховується за формулою 4.6.

$$P_{er} = \frac{1}{2}\gamma e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{G_0}{E_s} + \frac{P_j}{\gamma K_s P_s}\right)^{-1}} + \frac{1}{2}(1 - \gamma)e^{-\frac{E_s}{2G_0}} \quad (4.6)$$

де: E_s – енергія інформаційного біту;

G_0 – енергія шуму в каналі;

P_s – потужність корисного сигналу;

P_j – потужність радіозавади;

K_s – коефіцієнт підсилення в системі;

γ – коефіцієнт, що характеризує перекриття частотних смуг корисного сигналу та радіозавади.

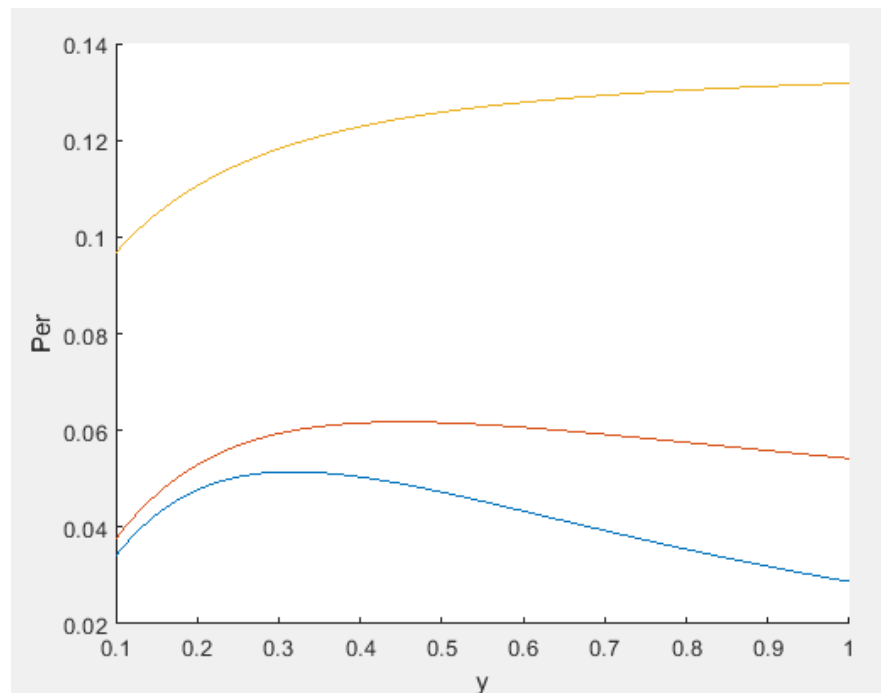


Рисунок 4.4 – Вигляд ймовірності прийому помилок

Аналізуючи графік, представлений на рисунку 4.4, можна дійти висновку, що коефіцієнт демонструє оптимальні значення для різних співвідношень сигнал/завада, при яких ймовірність помилкового прийому досягає свого максимуму. Максимальне значення середньої ймовірності помилкового прийому можна визначити, розв'язавши рівняння $\delta P_E / \delta \gamma$ за умови, що енергія сигналу значно перевищує енергію шуму. γ

$$P_E(max) \approx \begin{cases} \frac{P_j e^{-1}}{K_S P_S}; \frac{P_j}{K_S P_S} \leq 1 & \gamma = \gamma_{opt} \\ \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{P_j}{K_S P_S} \right) \right]; \frac{P_j}{K_S P_S} > 1 & \lambda = 1 \end{cases} \quad (4.7)$$

У загальному випадку багатопозиційної частотної маніпуляції під впливом найбільш ефективної радіоелектронної завади середнє значення ймовірності помилкового прийому становить:

$$P_E(max) = \begin{cases} \frac{\beta G_j}{E_s}; \rho \leq \frac{E_s}{G_j}, \gamma = \gamma_{opt} \\ \frac{M}{4} e^{-\frac{k E_s}{2 G_j}}; \rho > \frac{E_s}{G_j}, \gamma = 1 \end{cases} \quad (4.8)$$

де: $M = 2^k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) кількість можливих позицій при ЧМ.

У формулі (4.3) E_s / G_j відображає співвідношення енергії корисного сигналу на одиницю інформації до спектральної щільності потужності радіозавади, і його можна обчислити за наступною формулою:

$$\frac{E_s}{G_j} = \frac{P_S W_S}{P_j R_b} = \frac{K_S P_S}{P_j} \quad (4.9)$$

де: R_b - швидкість передачі бітів, яка визначається як $1/T_b$. У випадку впливу шуму з рівномірно розподіленою спектральною потужністю на систему зв'язку з М-ічною частотною модуляцією та прямим перетворенням радіочастоти, ймовірність розраховується за наступною формулою:

$$P_E(max) = \frac{1}{2^{(M-1)}} \sum_{m=2}^M (-1)^m C_M^m \exp \left[-k \left(1 - \frac{1}{m} \right) \left(\frac{G_0}{E_s} + \frac{P_j}{K_s P_s} \right)^{-1} \right], \quad (4.10)$$

Аналізуючи результати розрахунків $P_E(max)$, можна сформулювати такі висновки: - спостерігається лінійна залежність між максимальним значенням середньої ймовірності помилкового рішення для ЗРЗ та М-ічною ЧМ і ППРЧ, коли впливають найгірші багатотональні радіозавади, для значень цієї ймовірності менше 1/2; - найгірші багатотональні радіозавади демонструють вищу ефективність у порівнянні з найгіршими шумовими радіозавадами; - ефективність найгірших багатотональних радіозавад щодо найгірших шумових зменшується при $k = 1$, $M = 2$.

4.3 Визначення ймовірності помилки для лінії зв'язку з частотною модуляцією та ППРЧ при дії завади на відповідь.

Шумові завади у відповідь становлять найбільшу загрозу для засобів радіозв'язку з частотно-перемінним прийомом. У разі виникнення завади відповідь (удогін) станція починає генерувати радіозаваду в частотному спектрі каналу хопсету, коли вона її виявляє. Це призводить до неминучого спотворення частини корисної інформації радіосигналу.

Середня ймовірність помилкового прийому під впливом такої завади розраховується за відповідною формулою.

$$P_{er} = \rho P_{E1} \left(\frac{E_s}{G_0 + G_j} \right) + (1 - \rho) P_{E0} \left(\frac{E_s}{G_0} \right) \quad (4.11)$$

де: P_{E1} – це середня ймовірність помилкового прийому для засобів радіозв'язку (ЗРС) без використання пристроїв придушення радіозавад (ППРЧ) під впливом радіозавади;

P_{E0} – середня ймовірність помилкового прийому для ЗРС без ППРЧ за умов впливу лише шуму;

ρ – коефіцієнт, що відображає частку частотного елемента з хопсету, який зазнав впливу радіозавади. Коефіцієнт ρ може варіюватися від 0 до 1, де значення 1 вказує на повне перекриття частотного елемента корисного сигналу радіозавадою.

Приклад часткового перекриття ілюструється на рисунку 4.1, де корисний сигнал представлений прямокутником з контуром, а сигнал завади – сірим прямокутником.

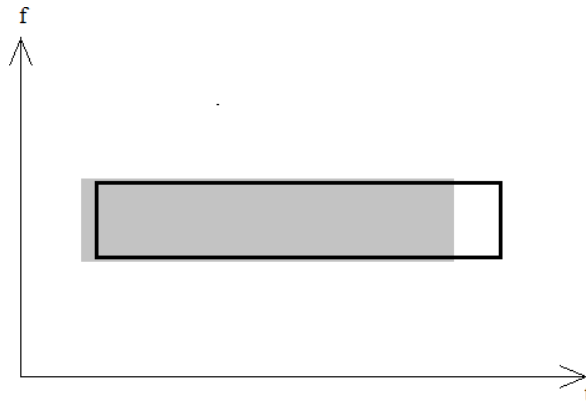


Рисунок 4.5 – Вигляд коефіцієнту ρ

Для двійкової частотної маніпуляції вірогідності РЕ для основного та додаткового каналів демодулятора ЗРЗ розраховуються окремо.

Нижче наведено формули для обчислення вірогідності помилкового прийому для основного (4.12) та додаткового (4.13) каналів:

$$P_E(main) = \frac{1}{2+\beta} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right] \quad (4.12)$$

$$P_E(second) = \frac{1+\beta}{2+\beta} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right], \quad (4.13)$$

$$\text{де: } \beta = \frac{E_s P_j}{G_0 P_s}.$$

У ситуації, коли завада одночасно впливає на основний та додатковий канали, ймовірність помилкового прийому можна виразити наступним чином:

$$P_E(2) = \frac{1}{2} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right] \quad (4.14)$$

Графіки, що ілюструють залежність ймовірності помилкового прийому від співвідношення сигнал/завада під впливом завади на різні канали демодулятора, представлені на рисунках 4.6–4.8.

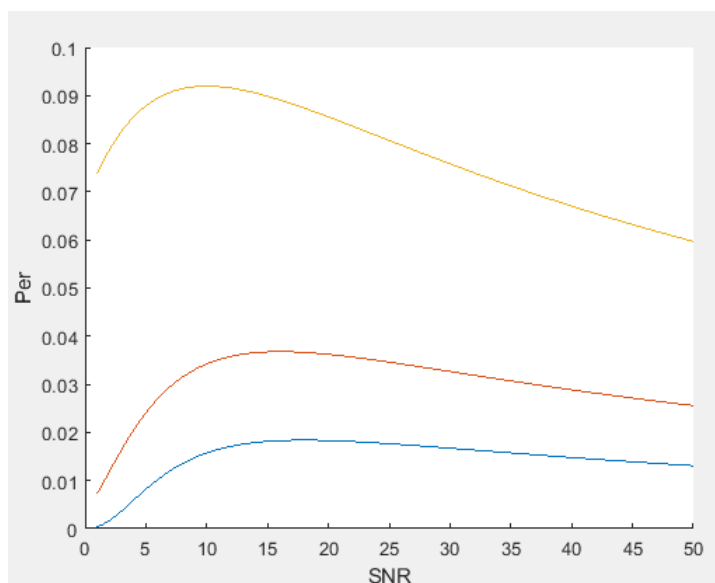


Рисунок 4.6 – Залежність ймовірності помилкового сприйняття в умовах впливу завади на основний канал

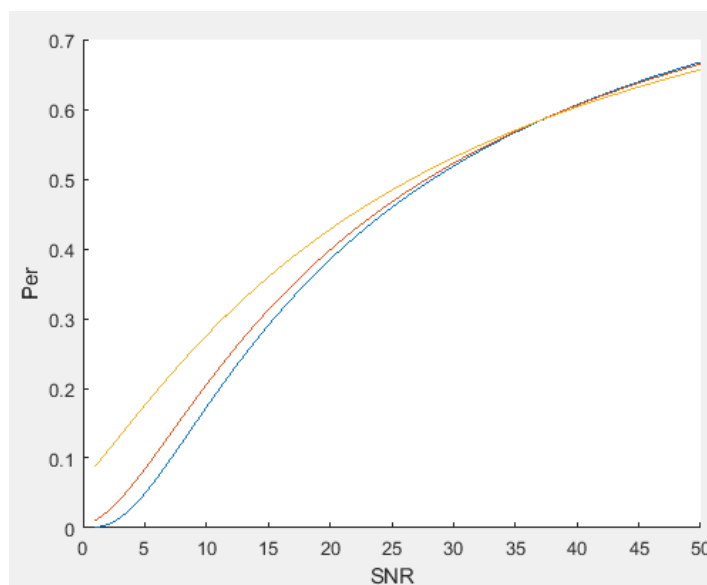


Рисунок 4.7 – Залежність ймовірності помилкового сприйняття в умовах впливу завади на додатковий канал

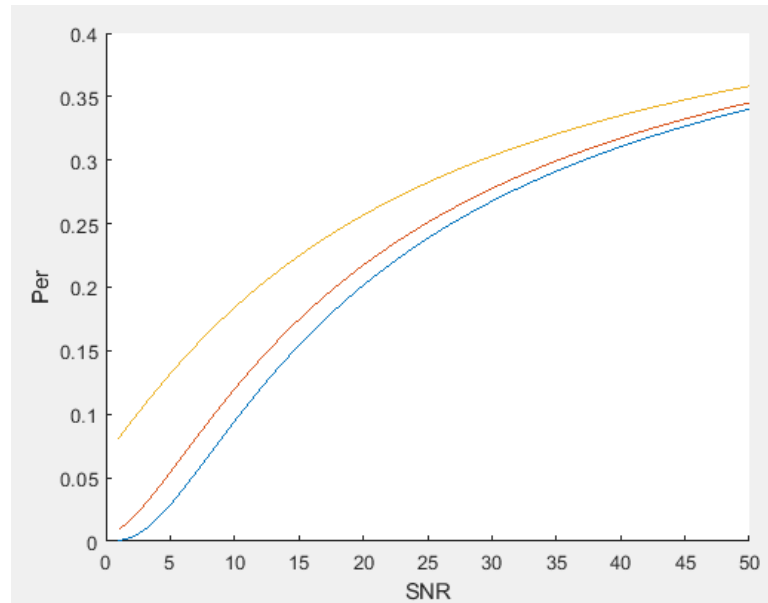


Рисунок 4.8 – Залежність ймовірності помилкового сприйняття в умовах впливу завади на обидва канали

Для знаходження максимальної ймовірності помилкового прийому в основному каналі прийому слід розв'язати рівняння $dPE / d(P_s / P_j) = 0$ стосовно формули (4.3).

$$P_E(main) \approx \begin{cases} \frac{G_0}{E_s} e^{-1}; & P_j = P_s - 2\sigma_0^2 > 0 \\ \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_s}{2G_0}\right); & P_j = P_s - 2\sigma_0^2 \leq 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

З проведених розрахунків випливає, що шумова радіозавада є найбільш ефективною в обмеженій частині відносно співвідношення P_s/P_j . Коли P_j приблизно дорівнює P_s , негативний вплив шумової завади на корисний сигнал стає незначним, і в таких умовах станція завад вичерпує свої енергетичні ресурси. Найбільша ефективність шумової завади спостерігається при її впливі на додатковий канал демодулятора, оскільки в цьому випадку шумова завада в каналі зв'язку функціонує як корисний сигнал. Максимальне значення ймовірності помилкового прийому досягається при співвідношенні P_s / P_j , що наближається до нуля. Наступним за ефективністю є одночасний вплив на обидва канали. Проведені розрахунки за однаковими вхідними параметрами за формулами (4.12) і (4.12) дозволяють зробити такі висновки:

$$\frac{P_E(2)}{P_E(main)} > 1 \quad (4.16)$$

Максимальна ефективність впливу на обидва канали досягається при умові, що P_s / P_j наближається до нуля. Це стосується багатопозиційної частотної модуляції Per.

$$P_E(main) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1} C_{M+1}^m}{m+1} \times \frac{1}{1+m\beta(m+1)} \exp \left[-k \left(\frac{P_j}{P_s} + \frac{m+1}{m} \frac{G_0}{E_s} \right)^{-1} \right] \quad (4.17)$$

Розмір алфавіту частотної модуляції (М) при незмінних інших параметрах спричиняє зниження P_E , що, в свою чергу, впливає на ефективність шумових завад у відповіді.

4.4 Визначення ймовірності помилки при впливі гармонічних завад та використання ППРЧ

Гармонічні радіозавади є вузькосмуговими модульованими радіосигналами, які зосереджені в певному спектрі. Вплив гармонічної радіозавади, за умови збігу частот корисного сигналу та радіозавади, а також рівномірного розподілу фази на основному каналі демодулятора, для випадку повного перекриття частотного елемента корисного сигналу радіозавадою ($\rho = 0$) розраховується за допомогою формули (3.18).

$$P_E(main) = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{2G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \right] I_0 \left(\frac{E_s}{G_s} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right) \quad (4.18)$$

Залежність ймовірності помилкового прийому від співвідношення сигнал/шум та радіозавади для ситуацій, коли гармонічна радіозавада впливає на основний канал демодулятора, а також на обидва канали, представлена на рисунках 4.9 та 4.10.

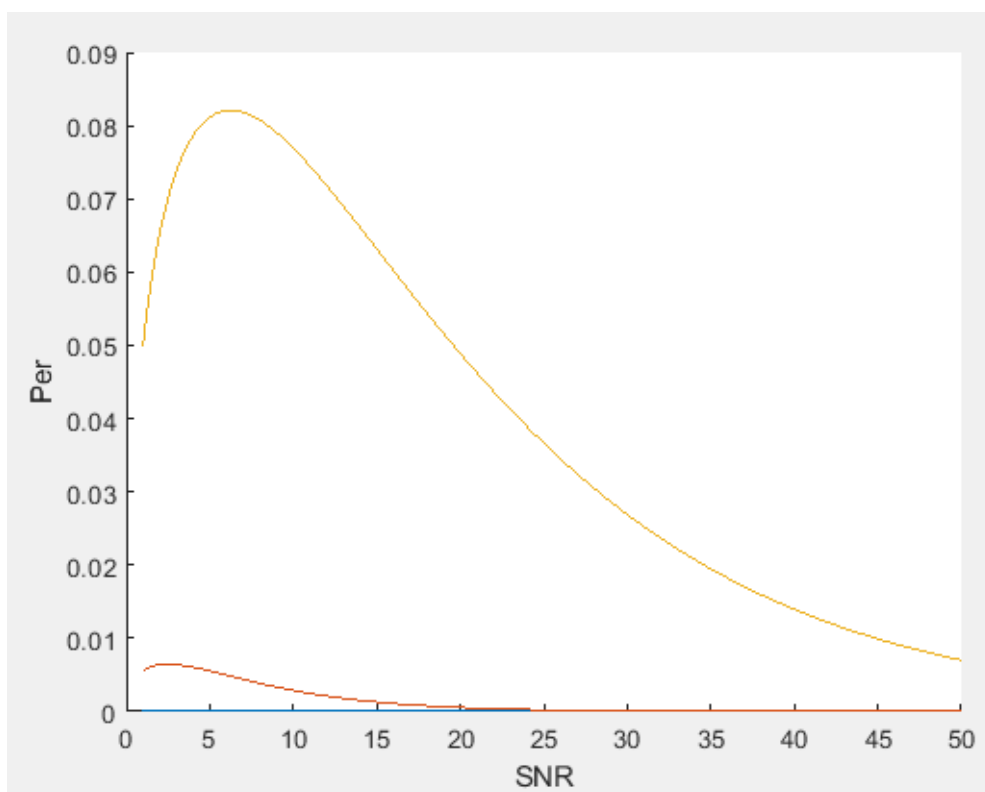


Рисунок 4.9 – Графік залежності ймовірності помилкового сприйняття в умовах впливу завади на основний канал

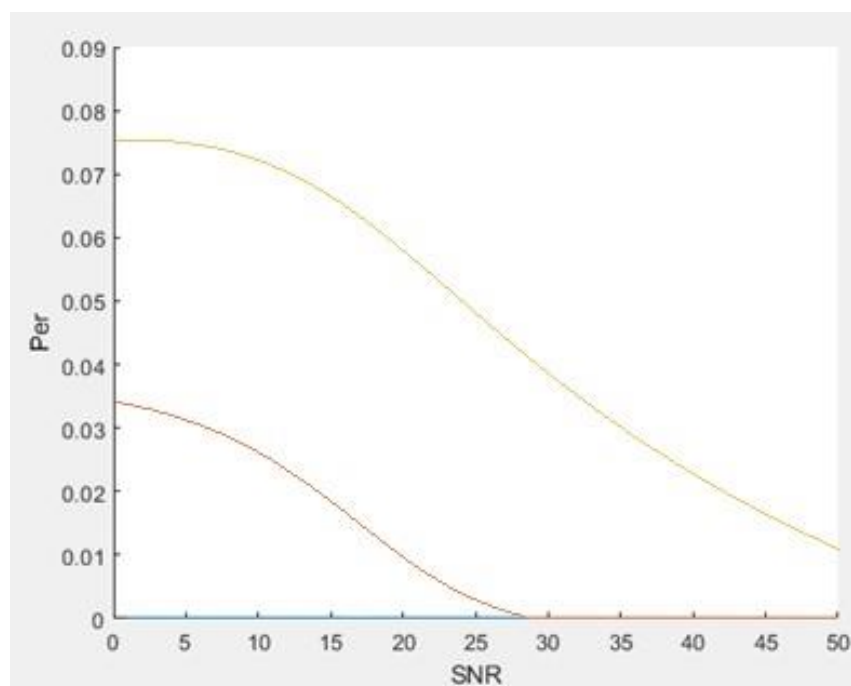


Рисунок 4.10 – Графік залежності ймовірності помилкового сприйняття в умовах впливу завади на обидва канали

При $P_s < P_j$ середня ймовірність помилкового прийому зменшується. Вплив найгіршої гармонічної завади призводить до визначеного значення PE

$$P_E(main) \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_0}{2\pi E_s}} \quad (4.19)$$

За умови, що P_j приблизно дорівнює P_s і значно перевищує σ^2 , станція завад вичерпує свої можливості щодо подавлення завад радіозв'язку. У разі подальшого зростання потужності сигналу завади, радіозавада починає функціонувати як корисний сигнал.

Ймовірність помилкового прийому в умовах впливу радіоелектронних завад на основний та додатковий канали демодулятора можна виразити наступним чином.

$$P_E(all) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ -\frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{G_0} \left(\frac{1}{2} + \frac{P_j}{P_s} + \sqrt{\frac{P_j}{P_s} \cos \theta} \right) \right] I_0 \times - \right. \quad (4.19)$$

$$\left. \times \left[\frac{E_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} + 2 \sqrt{\frac{P_j}{P_s} \cos \theta} \right)} \right] \right\} d\theta$$

У цьому рівнянні застосовується функція Маркума (Q), яка, в свою чергу, обчислюється за допомогою формули.

$$Q(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} x [I_0(\alpha x)] \times \exp \left(-\frac{\alpha^2 + x^2}{2} \right) dx. \quad (4.21)$$

Виконавши розрахунки, можна дійти висновку, що гармонічна радіоелектронна завада, яка впливає на обидва канали демодулятора, є більш ефективною, ніж завада, що діє лише на основний канал.

Вплив радіозавади на додатковий канал демодулятора викликає певну ймовірність помилкового прийому.

$$P_E(second) = Q \left(\sqrt{\frac{E_s P_j}{G_0 P_s}}, \sqrt{\frac{E_s}{G_0}} \right) - \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \right] I_0 \left(\frac{E_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right) \quad (4.22)$$

Для частотної модуляції $P_E(\text{main})$ становить (у випадку впливу радіозавади на канал зв'язку):

$$P_E(\text{main}) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} C_{M-1}^m \times \exp \left[-\frac{kE_s}{G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \frac{m}{m+1} \right] \times I_0 \left(\frac{2m}{m+1} \frac{kE_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right) \quad (4.23)$$

Значення $P_E(\text{max})$ і, максимальна ефективність завади можна отримати при $P_s = P_j \gg \sigma_0^2$ та дорівнює:

$$P_E(\text{max main}) \approx \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} C_{M-1}^m \times \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(m+1)G_0}{\pi m k E_s}} \quad (4.24)$$

Після детального аналізу результатів розрахунків та побудованих графіків можна сформулювати такі висновки:

- за певних умов будь-яка радіоелектронна завада, незважаючи на можливість подальшого підвищення потужності, втрачає свою ефективність у впливі на корисний інформаційний сигнал;
- найбільш дієві радіоелектронні завади спостерігаються при впливі на обидва канали демодулятора (у випадку використання частотної модуляції);
- тривалість роботи засобу радіозв'язку з ППРЧ на одній частоті є найкритичнішою при оцінці його завадостійкості.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення комерційного та технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу заводо захищеної системи радіозв'язку із псевдопослідовним перелаштуванням робочої частоти.

Для проведення технологічного аудиту було залучено 3-х незалежних експертів Вінницького національного технічного університету кафедри фінансів та інноваційного менеджменту: к.т.н., доц. Козачко О.М., к.т.н., доц. Крижановський Є. М., к.т.н., доц. Варчук І. В. Для проведення технологічного аудиту було використано таблицю 5.1 в якій за п'ятибальною шкалою використовуючи 12 критеріїв здійснено оцінку комерційного потенціалу.

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
ри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
кри- терій	0	1	2	3	4
	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненість					
	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
0	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
1	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
ри-терій	0	1	2	3	4
				3-х до 5-ти років	
2	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Таблиця 5.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0-10	Низький
11-20	Нижче середнього
21-30	Середній
31-40	Вище середнього
41-48	Високий

В таблиці 5.3 наведено результати оцінювання експертами комерційного потенціалу розробки.

Таблиця 5.3 – Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Козачко О.М.	Крижановський Є.М.	Варчук І.В.
	Бали, виставлені експертами:		
1	3	4	4
2	3	3	2
3	4	2	3
4	3	4	3
5	3	4	3
6	4	3	3
7	2	3	3
8	3	3	4
Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Козачко О.М.	Крижановський Є.М.	Варчу к І.В.
	Бали, виставлені експертами:		
9	3	4	3
10	2	3	3
11	3	4	4
12	3	3	3
Сума балів	СБ ₁ =36	СБ ₂ =40	СБ ₃ =38
Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{36 + 40 + 38}{3} = 38$		

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів склала 38 бали, що згідно таблиці 5.2 вважається, що рівень комерційного потенціалу проведених досліджень є вище середнього.

Завадозахищена система радіозв'язку із псевдопослідовним перелаштуванням робочої частоти дозволяє забезпечити стабільний зв'язок між абонентами у складних умовах. Дана система буде цікава різним організаціям та компаніям які займаються виробництвом та впровадженням систем радіозв'язку які працюють як в Україні так і за кордоном.

5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи групуються за такими статтями: витрати на оплату праці, витрати на соціальні заходи, матеріали, паливо та енергія для науково-виробничих цілей, витрати на службові відрядження, програмне забезпечення для наукових робіт, інші витрати, накладні витрати.

1. Основна заробітна плата кожного із дослідників Z_0 , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери визначається за формулою:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} * t \text{ (грн)}, \quad (5.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.;

T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p \approx 21..23$ дні;

t – число робочих днів роботи дослідника.

Для розробки програмні засоби необхідно залучити інженера-радіотехніка з посадовим окладом 15000 грн. Кількість робочих днів у місяці складає 22, а кількість робочих днів інженера-радіотехніка складає 50. Зведемо сумарні розрахунки до таблиця 5.4.

Таблиця 5.4 – Заробітна плата дослідника в науковій установі бюджетної сфери

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	20000	909,1	50	45455
Науковий співробітник	18000	818,2	50	40910
Інженер-радіотехнік	15000	681,8	50	34090
Всього				120455

2. Розрахунок додаткової заробітної плати робітників

Додаткова заробітна плата $З_d$ всіх розробників та робітників, які приймали участь в розробці нового технічного рішення розраховується як 10 - 12 % від основної заробітної плати робітників.

На даному підприємстві додаткова заробітна плата начисляється в розмірі 10% від основної заробітної плати.

$$З_d = (З_o + З_p) * \frac{Н_{дод}}{100\%} \quad (5.2)$$

$$З_d = 0,1 * 120455 = 12045,5 \text{ (грн).}$$

3. Нарахування на заробітну плату $Н_{зп}$ дослідників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$Н_{зп} = (З_o + З_d) * \frac{\beta}{100}, \quad (5.3)$$

де $З_o$ – основна заробітна плата розробників, грн.;

$З_d$ – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;

β – ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування, % .

Дана діяльність відноситься до бюджетної сфери, тому ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування буде складати 22%, тоді:

$$H_{3п} = (120455 + 12045,5) * \frac{22}{100} = 29150,11 \text{ (грн).}$$

4. Витрати на комплектуючі вироби, які використовують при виготовленні одиниці продукції, розраховуються, згідно їх номенклатури, за формулою:

$$K = \sum_{i=1}^n H_i * C_i * K_i , \quad (5.5)$$

де H_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i – покупна ціна комплектуючих i -го найменування, грн.;

K_i – коефіцієнт транспортних витрат (1,1...1,15).

Таблиця 5.5 – Комплектуючі, щовикористані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір	250	2	500
Ручка	20	10	200
Флешка	200	2	400
Набір відлагоджувальних плат системи радіозв'язку	4000	2	8000
Всього			9100
З врахуванням коефіцієнта транспортування			10200

5. Програмне забезпечення для наукової роботи включає витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення необхідного для проведення дослідження.

Для написання магістерської роботи використовувалися редактор друкованих плат DipTrace та програма моделювання роботи електронних систем MATLAB.

6. Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень, які використовувались під час виконання даного етапу роботи

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

$$A = \frac{Ц \cdot T}{T_{\text{кор}} \cdot 12}, \quad (5.6)$$

де Ц – балансова вартість даного виду обладнання (приміщень), грн.;

$T_{\text{кор}}$ – час користування;

T – термін використання обладнання (приміщень), цілі місяці.

Згідно пункта 137.3.3 Податкового кодекса амортизація нараховується на основні засоби вартістю понад 2500 грн. В нашому випадку для написання магістерської роботи використовувався персональний комп'ютер вартістю 50000 грн.

$$A = \frac{50000 \cdot 1}{2 \cdot 12} = 2083 \text{ (грн)}.$$

7. До статті «Паливо та енергія для науково-виробничих цілей» відносяться витрати на всі види палива й енергії, що безпосередньо використовуються з технологічною метою на проведення досліджень.

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yt} \cdot t_i \cdot Ц_e \cdot K_{\text{впн}}}{\eta_i}, \quad (5.7)$$

де W_{yt} – встановлена потужність обладнання на певному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

Ц_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн;

$K_{\text{впі}}$ – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{\text{впі}} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

Для написання магістерської роботи використовується персональний комп'ютер для якого розрахуємо витрати на електроенергію.

$$B_e = \frac{0,3 \cdot 200 \cdot 1,68 \cdot 0,5}{0,8} = 63 \text{ (грн)}.$$

Витрати на службові відрядження, витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи, організації та інші витрати в нашому дослідженні не враховуються оскільки їх не було.

Накладні (загальновиробничі) витрати $B_{\text{нзв}}$ охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо. Накладні (загальновиробничі) витрати $B_{\text{нзв}}$ можна прийняти як (100...150)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які виконували дану МКНР, тобто:

$$B_{\text{нзв}} = (3_o + 3_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.8)$$

де $H_{\text{нзв}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати».

$$B_{\text{нзв}} = 120455 \cdot \frac{100}{100\%} = 120455 \text{ (грн)}.$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, які безпосередньо стосуються даного розділу МКНР

$$B = 120455 + 12045,5 + 29150,11 + 10200 + 2083 + 63 + 120455 = 294451,61 \text{ (грн)}.$$

Прогнозування загальних втрат ЗВ на виконання та впровадження результатів виконаної МКНР здійснюється за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\eta}, \quad (5.9)$$

де η – коефіцієнт, який характеризує стадію виконання даної НДР.

Оскільки, робота знаходиться на стадії науково-дослідних робіт, то коефіцієнт $\beta = 0,9$.

Звідси:

$$ЗВ = \frac{294451,61}{0,9} = 327168,46 \text{ (грн)}.$$

5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки

У даному підрозділі кількісно спрогнозуємо, яку вигоду, зиск можна отримати у майбутньому від впровадження результатів виконаної наукової роботи. Розрахуємо збільшення чистого прибутку підприємства $\Delta\Pi_i$, для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, за формулою

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_0 * N * \Pi_0 * \Delta N)_i * \lambda * \rho * \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (5.10)$$

де $\Delta\Pi_0$ – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році.

N – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;

ΔN – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки:

Π_0 – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки:

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. Ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$.

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. $\rho = 0,25$;

v – ставка податку на прибуток. У 2024 році – 18%.

Припустимо, що ціна за модернізований продукт зросте на 4000 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року на 45 шт., протягом другого року – на 35 шт., протягом третього року на 25 шт. Реалізація продукції до впровадження розробки складала 1 шт., а її ціна до складає 30000 грн. Розрахуємо прибуток, яке отримає підприємство протягом трьох років.

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_1 &= [4000 \cdot 1 + (30000 + 4000) \cdot 45] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 376957,49(\text{грн}).\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_2 &= [4000 \cdot 1 + (30000 + 4000) \cdot (45 + 35)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 669382,14(\text{грн}).\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_3 &= [4000 \cdot 1 + (30000 + 4000) \cdot (45 + 35 + 25)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 961806,79(\text{грн}).\end{aligned}$$

5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Розрахуємо основні показники, які визначають доцільність фінансування наукової розробки певним інвестором, є абсолютна і відносна ефективність вкладених інвестицій та термін їх окупності.

Розрахуємо величину початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки.

$$PV = k_{\text{інв}} \cdot 3B, \quad (5.11)$$

де $k_{\text{інв}}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію. Це можуть бути витрати на підготовку приміщень, розробку технологій, навчання персоналу, маркетингові заходи тощо ($k_{\text{інв}} = 2 \dots 5$).

$$PV = 2 \cdot 327168,46 = 654336,92(\text{грн}).$$

Розрахуємо абсолютну ефективність вкладених інвестицій $E_{\text{абс}}$ згідно наступної формули:

$$E_{\text{абс}} = (\text{ПП} - PV), \quad (5.12)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство від реалізації результатів наукової розробки, грн.;

$$\text{ПП} = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t}, \quad (5.13)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДЦКР, грн.;

T – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,2;

t – період часу (в роках).

$$ПП = \frac{376957,49}{(1 + 0,2)^1} + \frac{669382,14}{(1 + 0,2)^2} + \frac{961806,79}{(1 + 0,2)^3} = 1335581,09(\text{грн}).$$

$$E_{abc} = (1335581,09 - 654336,92) = 681244,17 (\text{грн}).$$

Оскільки $E_{abc} > 0$, то вкладання коштів на виконання та впровадження результатів НДДКР може бути доцільним.

Розрахуємо відносну (щорічну) ефективність вкладених в наукову розробку інвестицій E_v . Для цього користуються формулою:

$$E_v = \sqrt[T_{ж}]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (5.14)$$

де $T_{ж}$ – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_v = \sqrt[3]{1 + \frac{681244,17}{654336,92}} - 1 = 0,27 = 27\%.$$

Визначимо мінімальну ставку дисконтування, яка у загальному вигляді визначається за формулою:

$$\tau = d + f, \quad (5.15)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = (0,14 \dots 0,2)$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина $f = (0,05...0,1)$.

$$\tau_{min} = 0,16 + 0,05 = 0,21.$$

Так як $E_s > \tau_{min}$ то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

Розрахуємо термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій за формулою:

$$T_{ок} = \frac{1}{E_B}. \quad (5.16)$$

$$T_{ок} = \frac{1}{0,27} = 3,7 \text{ (роки)}.$$

Так як $T_{ок} \leq 5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки в принципі є доцільним.

5.5 Висновки

Проведено оцінку заводо захищеної системи радіозв'язку із псевдопослідовним перелаштуванням робочої частоти яка дозволяє забезпечити стабільний зв'язок між абонентами у складних умовах. Дана система буде цікава різним організаціям та компаніям які займаються виробництвом та впровадженням систем радіозв'язку які працюють як в Україні так і за кордоном.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по кожній з статей витрат складе 294451,61 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 327168,46 грн.

Вкладені інвестиції в даний проект окупляться через 3,7 роки, приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство від реалізації результатів наукової розробки склала 681244,17 грн.

ВИСНОВКИ

У процесі виконання дослідження були розглянуті ключові методи розширення спектру. Для кожного з них було наведено математичні основи, а також структурні схеми передавальних і приймальних пристроїв. До розглянутих методів належать:

- Прямий послідовний розширений спектр;
- Ортогональне частотне мультиплексування;
- Сигнали ультраширокої смуги;
- Широкосмугові сигнали з лінійною зміною частоти.

Особливу увагу було приділено методу псевдовипадкової перебудови робочої частоти. Проведено ґрунтовний аналіз завадостійкості в умовах впливу різних типів навмисних завад на радіозв'язок, що використовує частотну модуляцію.

Досліджено вплив шумових завад у частині смуги, а також шумових завад у відповідь і гармонічних радіозавад на основний і додатковий канали демодулятора.

Встановлено залежності ймовірності помилкового прийому від різних параметрів і факторів, що впливають на канал радіозв'язку. Наведено графіки цих залежностей.

Проведено розробку математичної моделі системи зв'язку, використовуючи метод розширення спектру через псевдовипадкову перебудову робочої частоти.

Аналіз цієї моделі здійснювався з застосуванням різних видів модуляції. Змодельовано вплив навмисних радіоелектронних завад, для чого також були створені моделі генераторів цих завад.

Після проведення аналізу результатів моделювання можна зробити висновок, що застосування M-FSK модуляції в системах зв'язку з ППРЧ є найбільш оптимальним, оскільки система, що її використовує, показала найнижчий рівень BER.

Отримані результати моделювання також узгоджуються з тенденціями розвитку сучасних військових засобів зв'язку, в яких дедалі частіше застосовується частотна маніпуляція. Представлено концепцію пристрою, призначеного для аналізу та визначення оптимальних параметрів радіозв'язкових каналів.

Виконання розрахунків за допомогою модифікованої формули, описаної в третьому розділі, дозволяє говорити про потенційну ефективність цього пристрою. Крім того, на основі результатів, отриманих під час розробки моделей систем зв'язку з ППРЧ, була створена модель, що імітує функціонування цього пристрою.

Результати роботи цієї моделі свідчать про вищу ефективність у захисті від завад під час впливу шуму в порівнянні зі звичайними системами з ППРЧ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кривенко О. В. Методи формування сигналу в радіозасобаз з ППРЧ в умовах впливу навмисних шумових завад. / О. В. Кривенко. // Системи озброєння і військова техніка. – 2017.
2. Н. П. Кадет, А. В. Шишацький, В. В. Лютов, М. В. Зірка, Оцінка впливу навмисних завад на системи радіозв'язку з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти [Електронний ресурс]. Режим доступу до ресурсу: <http://jrnl.nau.edu.ua/index.php/PIU/article/view/10334>
3. Гуський Т.Г. Напрямки застосування псевдовипадкових послідовностей в радіомережах спеціального призначення / Т.Г. Гуський, О.Г. Жук, С.О. Клімович//Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2012. –№6.
4. В.Г. Шолудько, М.Ю. Єсаулов, О.В. Вакуленко Організація військового зв'язку. Навчальний посібник. – К.: ВІТІ, 2017 р. – 282 с.
5. S. Talarico. Optimization of an Adaptive Frequency-Hopping Network/S.Talarico M. C. Valenti, D. Torrieri, // IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM), 2015.
6. Кувшинов О.В. Вибір параметрів системи рухомого радіозв'язку з ППРЧ при впливі ретрансльованої завади / О.В. Кувшинов, В.І. Глуцький, С.П. Лівенець // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ «КПІ». – 2003. – Вип. 6.
7. М. С. Valenti. Adjacent-channel interference in frequency-hoppinh ad hoc networks / М. С. Valenti, D. Torrieri, S. Talarico // in Proc. IEEE Int. Conf on Commun. (ICC), (Budapest, Hungary), Jun. 2013
8. Investigating communication architecture for tactical radio network design / [B. Suman, S.C. Sharma, M. Pant, S. Kumar] // International Journal of Research in Engineering & Applied Science.– 2012. – Vol. 2, Issue 2.
9. Computation of bit error rate of M-ary PSK with Gray code bit mapping

/ P.J.Lee // IEEE Trans. Commun 1986 No 34.

10. Multi-Carrier Digital Communications-Theory and Applications of OFDM/R.Ahmad, S. Bahai, R. Burton. – Saltzberg: WiFi Planet, 2002.

11. 3. Захарченко В.М. Синтез багатопозиційних часових кодів. Київ: Техніка, 2012. 284 с.

12. Zakharchenko N. Information security of Time-Controlled Signals in Confidential Communication Systems / N. Zakharchenko, V. Korchinsky, B. Radzimovsky // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science: XI International Conference TCSET 2012, (Lviv-Slavske, 21-24 february 2012) – Lviv; Publishing House of Lviv Polytechnic, 2012. С. 317.

13. Skopa O. Korchinsky. V. Management of Relative Effective Transmission Rate in Packet Switching Networks . Proceedings of the International Conference TCSET'2002, February 18-23, 2002 Lviv-Slavsko, Ukraine, 2 p.

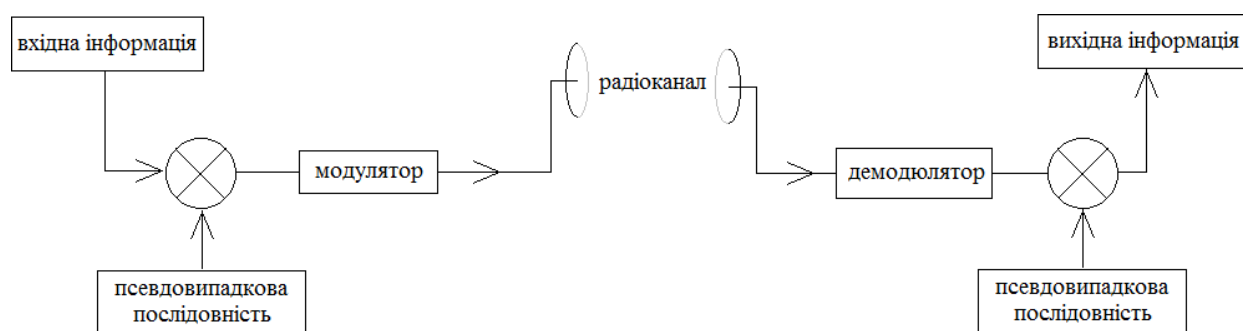
14. . Volodymyr Korchinskyi, Matin Hadzhyiev, Pavlo Pozdniakov, Vitalii Kildishev, Valeriy Hordiichuk Development of the procedure for forming non-stationary signal structures based on multicomponent LFM signals . Eastern-European Journal of Enterprise Technologies / Information and controlling system.2018. №6/9(96). Vol 6.pp.. 29-37.

15. Korchynskyi V. V., Kildishev V. I., Holey D.V., Berdnikov O. M. Increasing the secrecy of transmission information based on combined random coding // National University «Zaporizhzhia Polytechnic» Radio Electronics, Computer Science, Control The scientific journal, 2019. № 3(50). pp. 108-116.

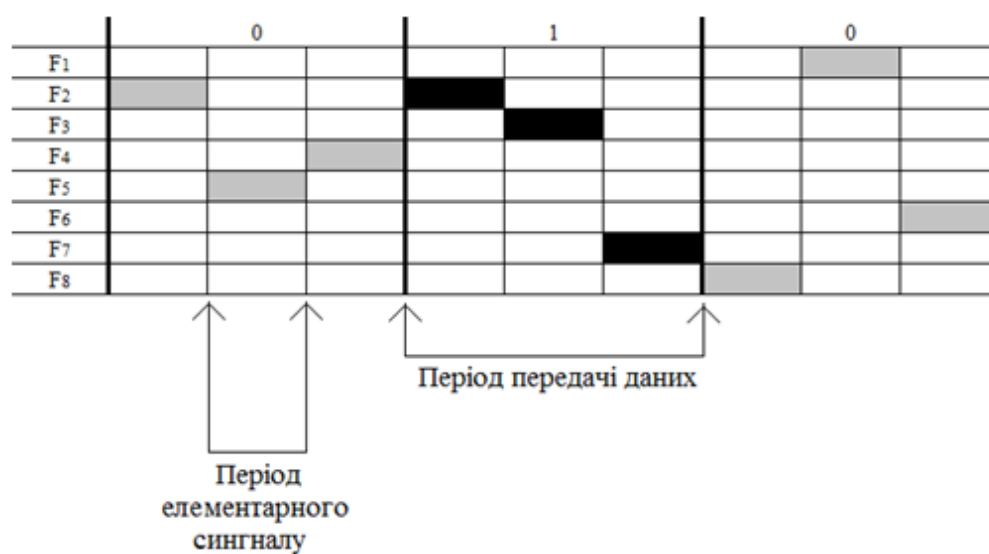
16. . V Hordiichuk, A Shyshatskyi2, V Korchinskyi, Timing pulse code modulation as a tool for quantization noise reduction in special-purpose IT systems 1, Journal of Physics: Conference Series .2021. ICOLSSTEM 2020 IOP Publishing.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ З
ПСЕВДОПОСЛІДОВНИМ ПЕРЕЛАШТУВАННЯМ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ



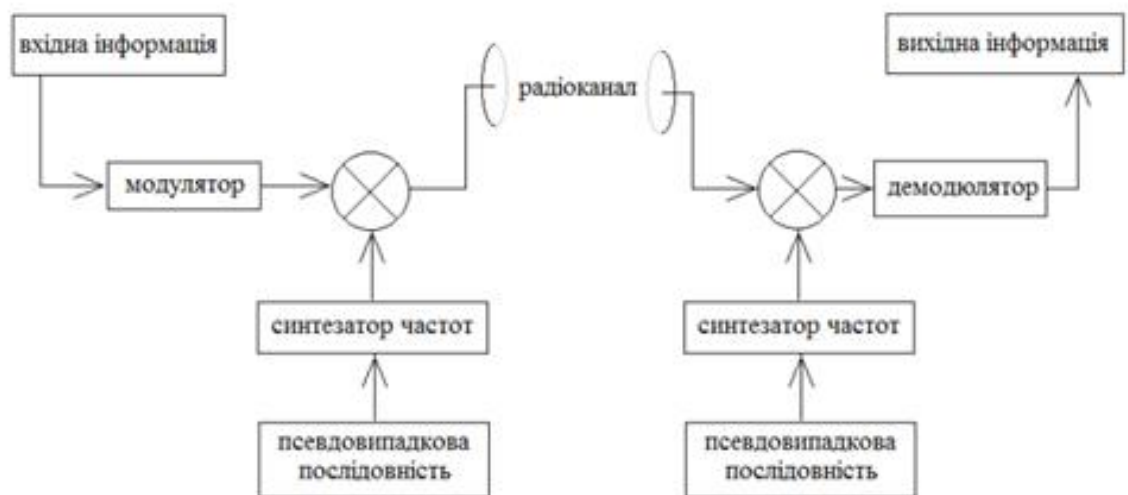
Структурна схема лінії зв'язку з використанням методу прямої послідовності



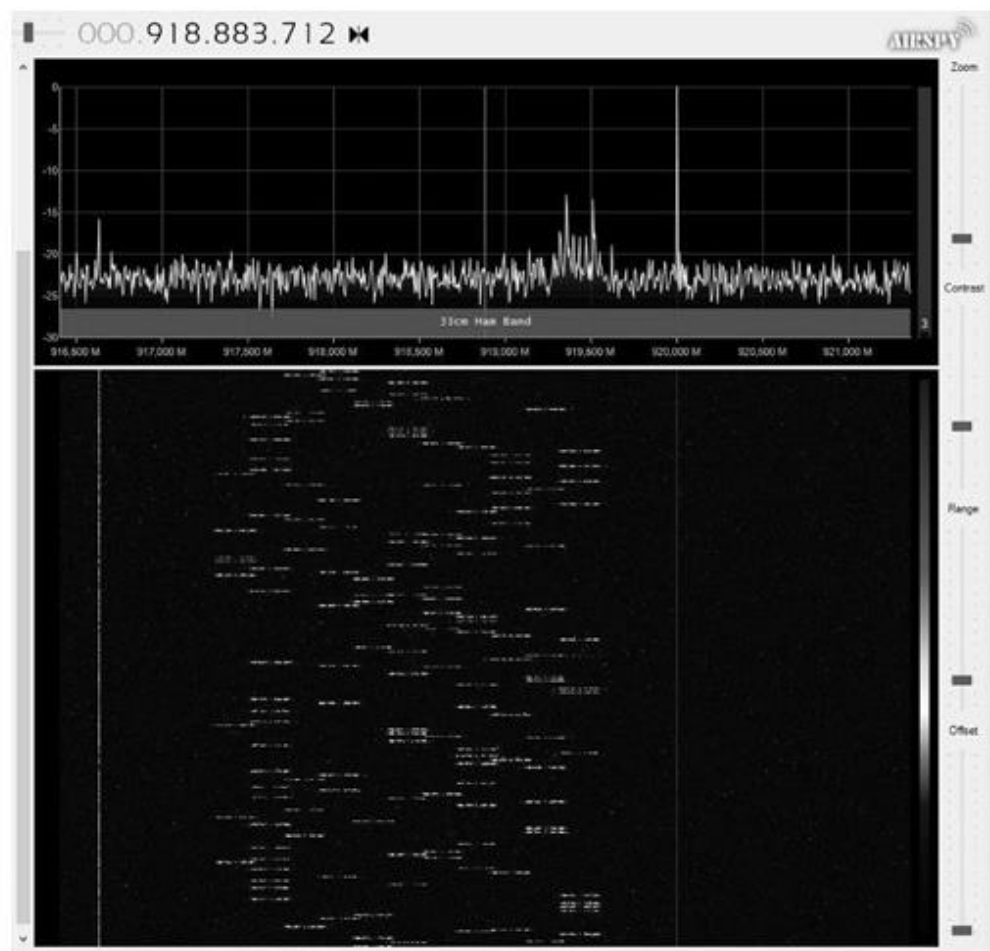
Принцип дії FFH



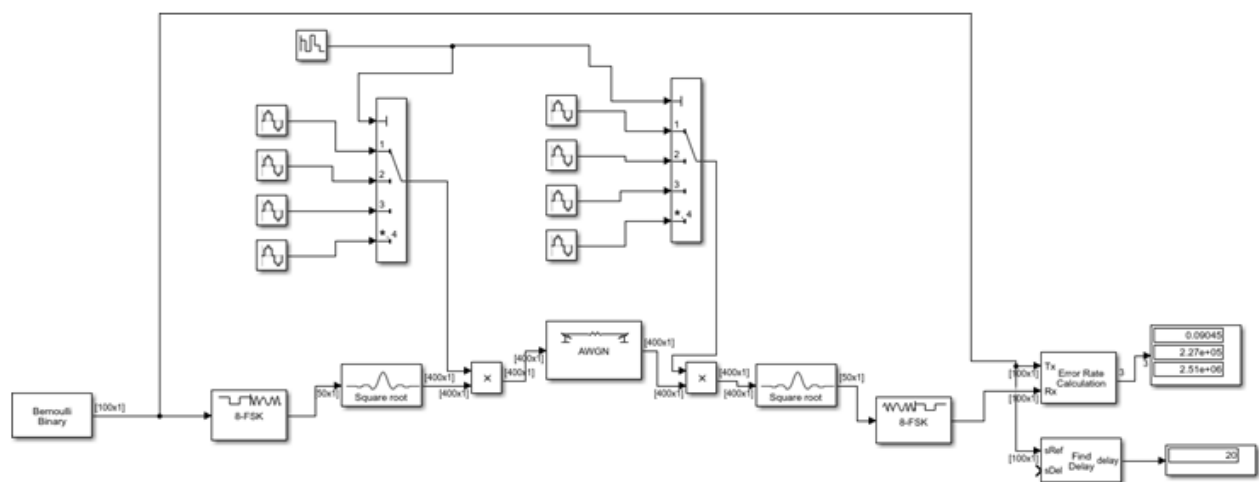
Вигляд процесу повільної зміни частотного каналу



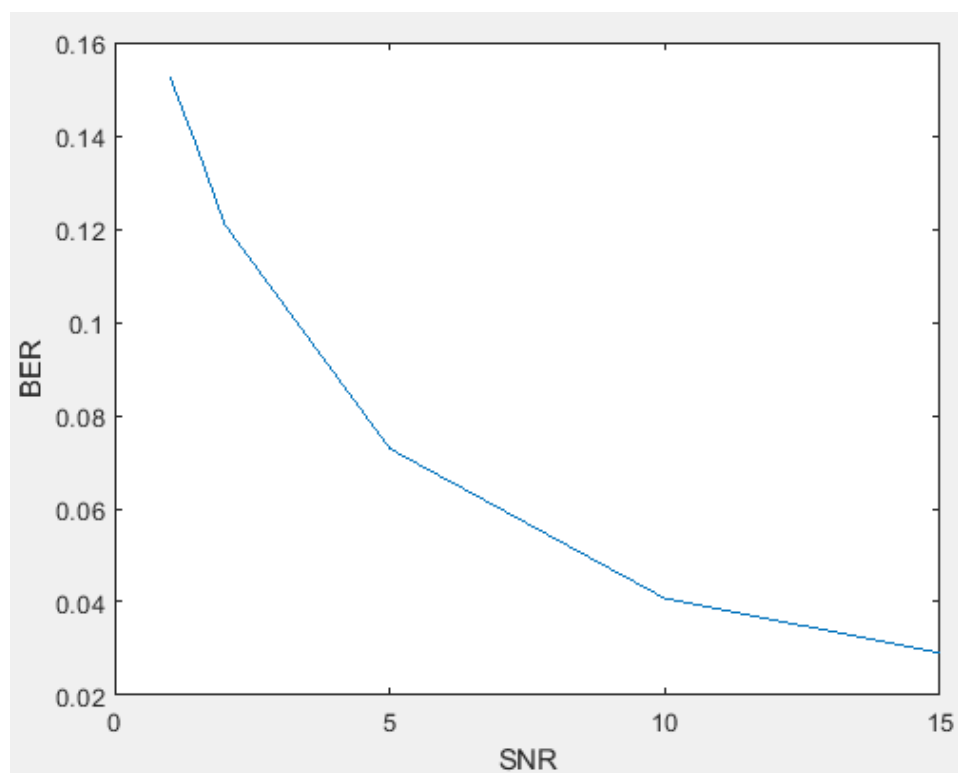
Структурна схема лінії зв'язку з використанням ППРЧ



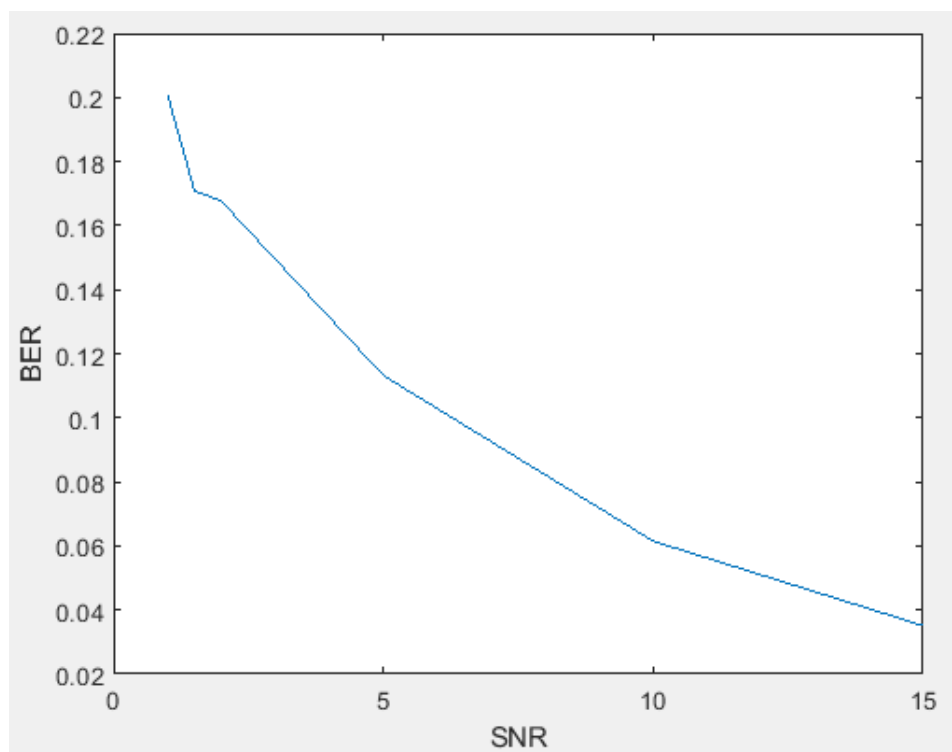
Вигляд спектру сигналу з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти



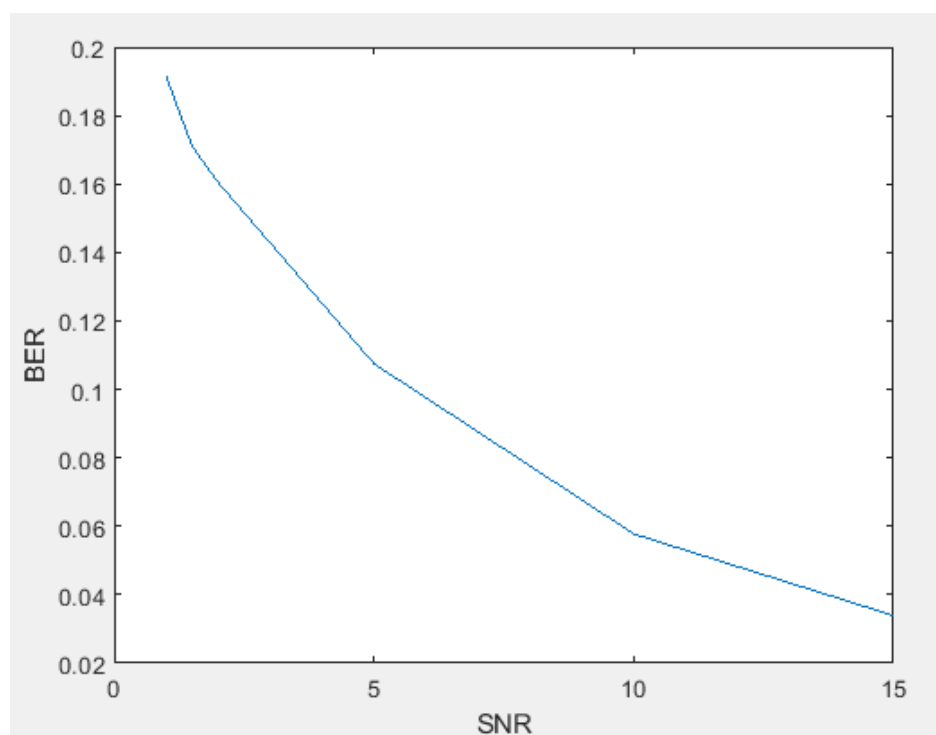
Імітаційна модель лінії зв'язку з реалізацією ППРЧ



Графічне зображення залежності для M-FSK



Графік взаємозв'язку для QAM



Графічне зображення залежності для QPSK

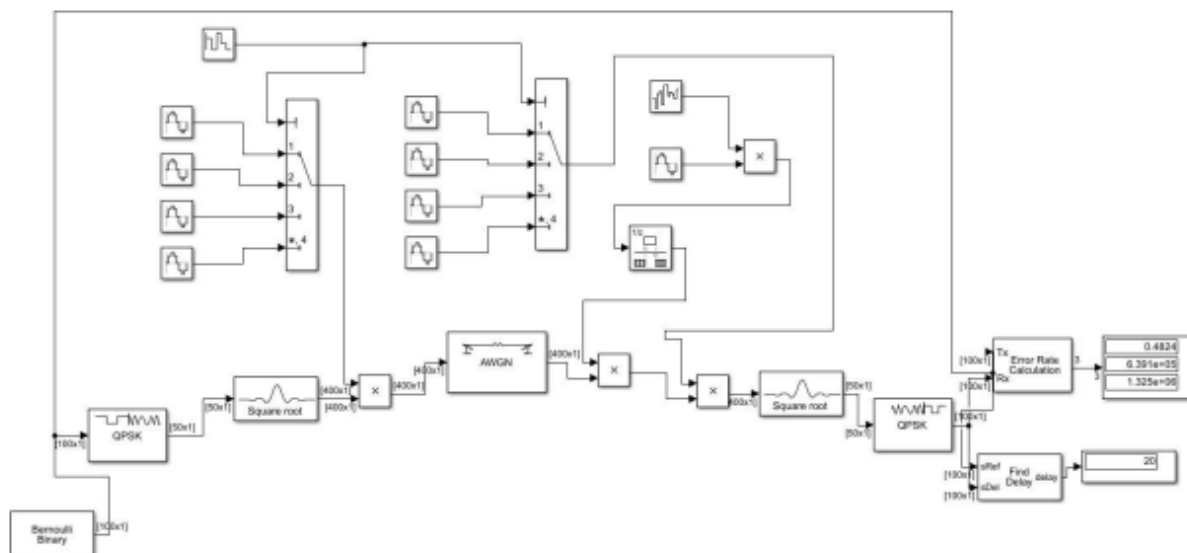
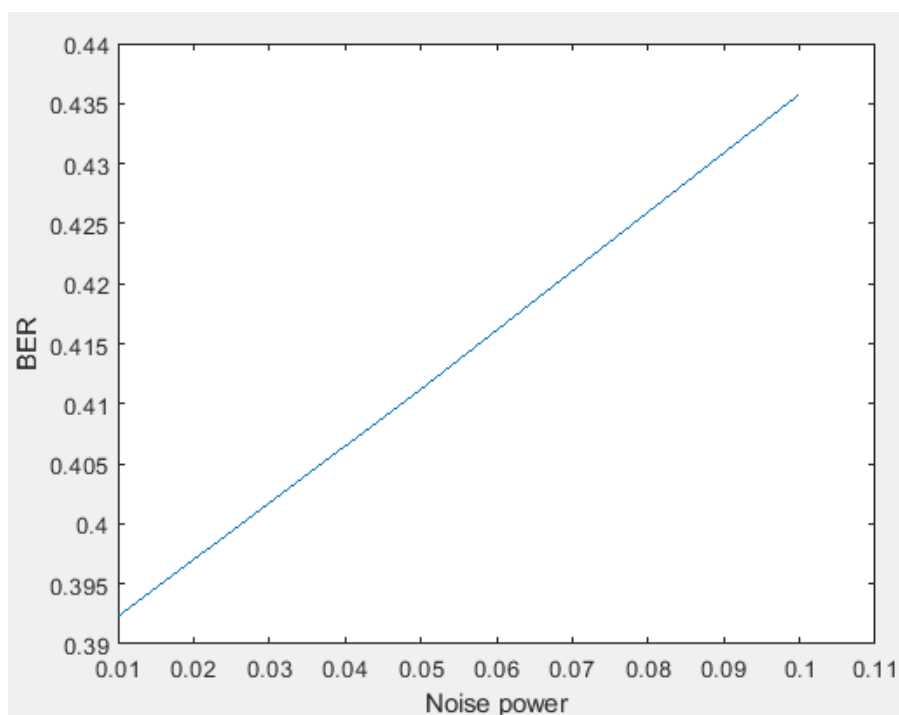
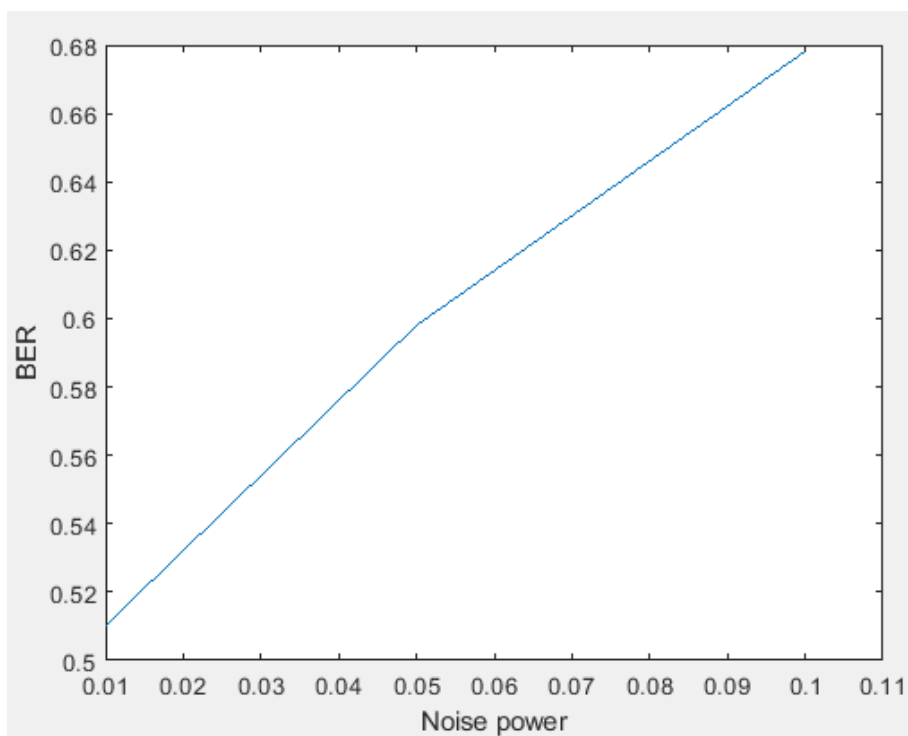


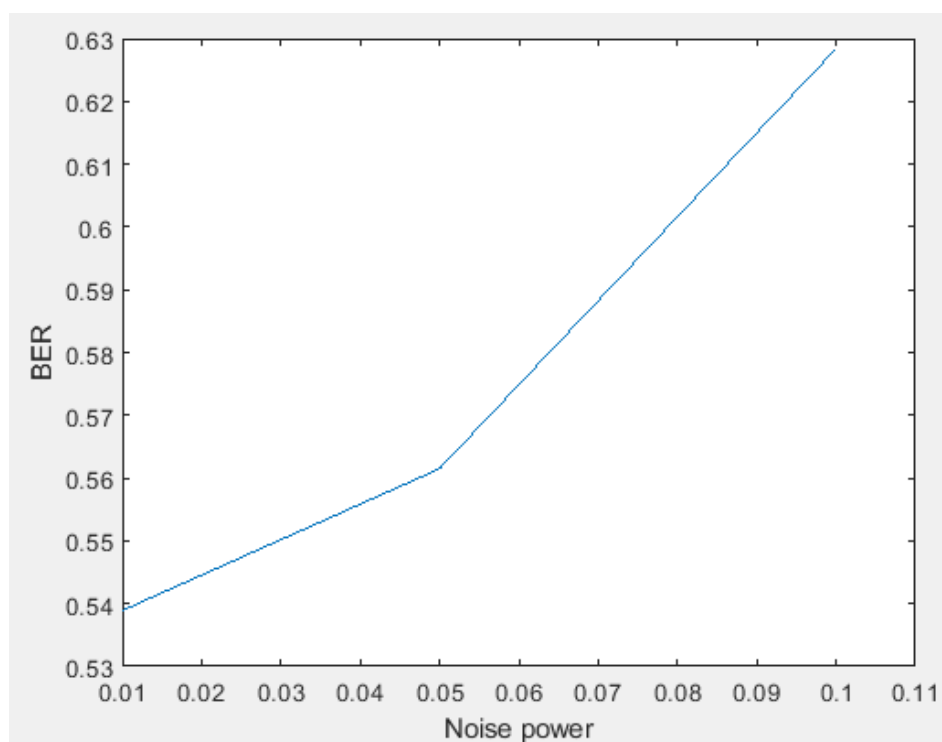
Схема імітаційної моделі впливу завади на зону радіозв'язку з передавачем та приймачем радіочастот.



Графік взаємозв'язку для M-FSK



Графік взаємозв'язку для QAM



Графік взаємозв'язку для QPSK.

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Підвищення завадостійкості систем радіозв'язку з
псевдопослідовним перелаштуванням робочої частоти

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС

Керівник Макогон В.І. к.т.н., ст. викл. каф. ІКСТ

Показники звіту подібності

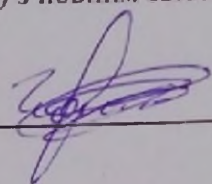
Turnitin	
Оригінальність	75
Загальна схожість	25

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

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

Заявляю, що ознайомлений (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

Автор
(підпис)

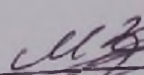


Чорний О.Р.
(прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку

(підпис)



Васильківський М.В.

(прізвище, ініціали)

Експерт

(за потреби) (підпис)

(прізвище, ініціали, посада)