

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
дипломної роботи

магістра

(назва освітнього рівня)

галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва галузі знань)

спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

освітній рівень магістр
(назва освітнього рівня)

кваліфікація магістр з телекомунікацій та радіотехніки
(код і назва кваліфікації)

На
тему: «Підвищення ефективності надширокозмугових бездротових систем зв'язку на основі спектральної модуляції»

Виконавець: студент 6 курсу, групи 172М-19-1

Гололобова Майя Олександрівна
(підпис) (прізвище ім'я по-батькові)

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка	Підпис
проекту	к.е.н., доц. Герасіна О.В.		
розділів:			
спеціальний	к.е.н., доц. Герасіна О.В.		
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.		
Рецензент			
Нормоконтроль	к.ф.-м.н., проф. Гусев О.Ю.		

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖЕНО:
завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
д.т.н., професор Корнієнко В.І.
« ____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ
на дипломну роботу магістра

спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)
сту 172М-19-1 Гололобова Майя
дента Олександрівна
(група) (прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломного проекту «Підвищення ефективності надширокосмугових бездротових систем зв'язку на основі спектральної модуляції»

Наказ ректора НТУ "ДП" від 22.10.2020 № 888-ц

Розділ	Зміст	Терм ін вико нання
<i>Стан титування. Постановка задачі</i>	Аналіз бездротових систем зв'язку.	10.09 .2020 – 02.10 .2020
<i>Спеціальна частина</i>	Порівняльний аналіз вразливостей різних систем радіозв'язку при впливі НКІ ЕМВ. Оформлення пояснювальної записки.	05.10 .2020 – 13.11 .2020
<i>Економічний розділ</i>	Розрахунок капітальних витрат.	16.11 .2020 – 04.12 .2020

Завдання видано _____
(підпис)

Завдання прийняв
до виконання _____
(підпис)

Герасіна О.В.
(прізвище, ініціали)

Гололобова М.О.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 07 вересня 2020 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК:

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 103 с., 28 рис., 5 табл., 4 додатки, 49 джерел.

Об'єкт дослідження – аналіз стійкості систем широкосмугового радіодоступу до надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань.

Мета роботи – є рішення задачі підвищення ефективності впливу на засоби бездротового широкосмугового радіодоступу на основі спектральної модуляції.

Наукова новизна результатів полягає у недостатньою теоретичною та експериментальною вивченістю механізму впливу надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань з малою напруженістю електричного поля на засоби широкосмугового радіодоступу;

відсутністю інших способів підвищення ефективності впливу надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань, крім збільшення амплітуди і зміни частоти проходження імпульсів;

відсутністю даних щодо впливу часових параметрів послідовності надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань на результати впливу, з виявленням взаємозв'язку цих характеристик з параметрами досліджуваних пристроїв;

відсутністю даних і методик по оцінці мінімальної напруженості електричного поля для потенційного впливу надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань на засоби широкосмугового радіодоступу;

відсутністю методів підвищення ефективності впливу надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань за рахунок зміни параметрів послідовності імпульсів.

Ключові слова: ІМПУЛЬС, МОДУЛЯЦІЯ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ, ЧАСТОТА, ФІЛЬТР, СИГНАЛ, СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 103 с. 28 рис., 5 табл., 4 приложения, 49 источников.

Объект исследования - анализ устойчивости систем широкополосного радиодоступа к сверхкоротким импульсным электромагнитным излучениям.

Цель работы - решение задачи повышения эффективности воздействия на средства беспроводного широкополосного радиодоступа на основе спектральной модуляции.

Научная новизна заключается в недостаточной теоретической и экспериментальной изученностью механизма воздействия сверхкоротких импульсных электромагнитных излучений с малой напряженностью электрического поля на средства широкополосного радиодоступа;

отсутствием других способов повышения эффективности воздействия сверхкоротких импульсных электромагнитных излучений, кроме увеличения амплитуды и изменения частоты следования импульсов;

отсутствием данных о влиянии временных параметров последовательности сверхкоротких импульсных электромагнитных излучений на результаты воздействия, с выявлением взаимосвязи этих характеристик с параметрами исследуемых устройств;

отсутствием данных и методик по оценке минимальной напряженности электрического поля для потенциального воздействия сверхкоротких импульсных электромагнитных излучений на средства широкополосного радиодоступа;

отсутствием методов повышения эффективности воздействия сверхкоротких импульсных электромагнитных излучений за счет изменения параметров последовательности импульсов.

Ключевые слова: ИМПУЛЬС, МОДУЛЯЦИЯ, ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ, ЧАСТОТА, ФИЛЬТР, СИГНАЛ, СИСТЕМЫ СВЯЗИ

ABSTRACT

Explanatory note: 103 p., 28 fig., 5 table, 4 appendices, 49 sources.

The object of research is the analysis of the resistance of broadband radio access systems to ultrashort pulsed electromagnetic radiation.

The purpose of the work is to solve the problem of increasing the efficiency of the impact on the means of wireless broadband radio access based on spectral modulation.

The scientific novelty of the results lies in the insufficient theoretical and experimental study of the mechanism of influence of ultrashort pulsed electromagnetic radiation with low electric field strength on means of broadband radio access;

the absence of other ways to increase the effectiveness of ultra-short pulsed electromagnetic radiation, in addition to increasing the amplitude and changing the frequency of the pulses;

the lack of data on the influence of time parameters of the sequence of ultrashort pulsed electromagnetic radiation on the results of exposure, with the identification of the relationship of these characteristics with the parameters of the studied devices;

lack of data and methods for estimating the minimum electric field strength for the potential effect of ultrashort pulsed electromagnetic radiation on broadband radio access facilities;

the lack of methods to increase the efficiency of ultrashort pulsed electromagnetic radiation by changing the parameters of the pulse sequence.

Keywords: PULSE, MODULATION, ELECTROMAGNETIC, FREQUENCY, FILTER, SIGNAL, COMMUNICATION SYSTEMS

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

НКІ ЕМВ - надкороткі імпульсні електромагнітні випромінювання

ШРД - широкосмуговий радіодоступ

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) - Мультиплексування з ортогональним поділом частот

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) - Квадратурна амплітудна модуляція

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) - квадратурна фазова маніпуляція

WPAN (Wireless Personal Area Network) - Бездротова персональна мережа

ЗМІСТ

ВСТУП	13
1 Аналіз ефективності надширокосмугових бездротових систем зв'язку	18
1.1 Поняття надширокосмугових бездротових систем зв'язку	18
1.2 Огляд технологій надширокосмугових бездротових систем зв'язку	29
1.3 Постановка задачі дослідження	48
2 Дослідження підвищення ефективності надширокосмугових бездротових систем зв'язку на основі спектральної модуляції	51
2.1 Поняття спектральної модуляції	51
2.2 Використання спектральної модуляції для підвищення ефективності надширокосмугових бездротових систем зв'язку	73
3 Економічний розділ	90
3.1 Розрахунок собівартості програмного продукту дипломного проекту	90
3.2 Розрахунок ціни програмного продукту дипломного проекту	93
3.3 Розрахунок реалізаційної ціни виробу	95
Висновки	96
Перелік посилань	99
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи	103
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії	104
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу	105
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи	106

ВСТУП

Сучасна тенденція збільшення обсягів інформації, що передається а так само підвищення її захищеності вимагає високого ущільнення в каналах передачі різних середовищ, будь то оптичні, провідні і ефірні. Зростання сегмента ринку бездротового доступу до глобальної мережі інтернет дав великий імпульс для розвитку технології бездротової широкосмужової передачі даних, сформував гілку стандартів зв'язку IEEE 802.11, з високою щільністю каналів і високими швидкостями передачі інформації. Застосування цих стандартів будується на великому спектрі засобів бездротової передачі даних від засобів бездротового радіодоступу до мережі, до засобів ретрансляції сигналу, які використовуються для формування мережі, бездротової передачі даних різного масштабу від персональної до міської. Складно переоцінити обсяг присутності засобів бездротового широкосмужового радіодоступу (ШРД) на сьогоднішній день, це і засоби організації «останніх миль» при побудові телекомунікаційних каналів зв'язку, засоби організації елементів систем «розумний дім», засоби побудови офісних бездротових систем зв'язку з доступом до корпоративної та глобальної мережі передачі даних, і звичайно ж засоби мобільного зв'язку.

Висока частка використання таких засобів, а також величезні обсяги переданої інформації вимагають стійкого функціонування бездротових мереж передачі даних, в умовах впливу різних деструктивних чинників одним з яких окремо виділяється фактор впливу надкороткоімпульсних електромагнітних випромінювань (НКІ ЕМВ), зважаючи на відносну новизну і можливості високої ефективності впливу. Технологія створення генераторів НКІ ЕМВ не стоїть на місці з кожним роком такі пристрої набувають нові якісні характеристики при зменшенні їх габаритів. Варто зазначити, що застосування

таких пристроїв не обмежене використанням в якості потужного електромагнітного впливу, а так само досить широко використовується в засобах радіолокації, засобах над широкосмугового радіозв'язку, та ін. Особлива увага до НКІ ЕМВ і його впливу на засоби ШРД обумовлено специфікою НКІ ЕМВ займати досить широкий спектр, який перекриває більшу частину діапазонів, виділених для засобів ШРД, потенційним порівнянням частот проходження імпульсів НКІ ЕМВ з частотами зміни станів модульованого сигналу, а також з дискретною природою впливаючого імпульсу, що обумовлює високу сприйнятливість цифрових систем. При високих енергетичних характеристиках НКІ ЕМВ його вплив можливий не тільки на антено-фідерну систему (АФС) пристроїв, але й і апаратну частину з огляду на формування наведень в ланцюгах обробки інформації. Сучасні розробки генераторів НКІ ЕМВ дозволяють досягати високої частоти повторення імпульсів з можливістю формування більш складних послідовностей. Слід зазначити що, розвиток сучасних засобів ШРД йде по шляху використання сучасних методів цифрових модуляцій з розширенням смуги частот при високій щільності переданої інформації. Це веде і до зростання швидкості зміни станів модульованого сигналу. Сигнали, модульовані з розширенням спектра, як правило, мають більш низькі амплітудні характеристики, ніж вузькосмугові сигнали. Все це призводить до того, що тривалість імпульсів НКІ ЕМВ, а також частота їх слідування можуть бути близькі до тривалості символів і їх швидкості в модульованому сигналі і, як наслідок, будуть збільшувати ймовірність спотворення інформації, що приймається засобами ШРД.

Це підтверджують і результати експериментальних досліджень, які показали, що джерела НКІ ЕМВ при порівняно невеликій напруженості електромагнітного поля здатні впливати на засоби ШРД, що призводять до порушення цілісності інформації яка передається аж до повної її втрати. Так на

сьогоднішній день декількома науковими школами, очолюваними зарубіжними (W. Radasky, M. Ianoz, C. Baum, F. Sabath,) вченими, проведено значну кількість досліджень, підтверджуючих, що за допомогою генераторів НКІ ЕМВ, інжектуються тим чи іншим способом імпульси напруги в фізичне середовище передачі інформації, можна впливати на обмін даними по мережі між кінцевими користувачами. При цьому існуючими засобами діагностики факт такого впливу може не визначатися, так як мережеве з'єднання при цьому не руйнується. При цьому важливою особливістю даного впливу є не фізичне руйнування елементної бази радіоприймальних пристроїв як при впливі вузькосмуговим сигналом високої потужності, а спотворення інформації, що приймається. У той же час існуючі системи захисту бездротових каналів зв'язку в умовах впливу в основному полягають в зміні типу модуляції, зниження швидкості інформації що передається.

Питання впливу НКІ ЕМВ на засоби ШРД мало досліджені і немає достовірної інформації за механізмом впливу НКІ ЕМВ на широкосмугові засоби радіозв'язку. Повсюдне використання широкосмугових систем бездротової передачі даних, як побутового, так і спеціального призначення ставить актуальним питання про оцінку впливу послідовності НКІ ЕМВ на такі системи зв'язку, а також питання про оцінку такого впливу. Під реакцією на вплив в даній роботі будуть розглянуті такі впливи, при яких не спостерігатимуться незворотні зміни в апаратній частині за рахунок ураження елементної бази, а критерієм відмови вважатимемо тимчасові збої і блокування роботи. В цьому випадку напруженості впливаючих полів будуть порівняно малі і управління ефективністю впливу НКІ ЕМВ можна здійснювати шляхом зміни часових параметрів проходження імпульсів.

Аналіз стійкості систем ШРД до НКІ ЕМВ показав що ці системи більш схильні до такого впливу, ніж системи вузькосмугового радіозв'язку і будуть

розглянуті в даній роботі, в якості об'єкта дослідження. Для оцінки ефективності впливу НКІ ЕМВ на ШРД необхідне проведення комплексу досліджень, в тому числі дослідження впливу тимчасових характеристик НКІ ЕМВ на стійкість функціонування досліджуваних пристроїв. Вибір НКІ ЕМВ як засобу впливу на засоби широкосмугового радіозв'язку має великий потенціал, так як НКІ ЕМВ формує в просторі перешкоду зі спектром, що перекриває спектр сигналу широкосмугових засобів радіозв'язку. При врахуванні особливостей часто використовуваного методу модуляції OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) з декількома поруч розташованими піднесеними частотами, НКІ ЕМВ може надавати одночасний вплив на декілька несучих частот про-модульованих одним сигналом за спеціальним алгоритмом. Аналіз алгоритму модуляції вихідної бітової послідовності з урахуванням несучих частот дозволяє сформулювати критерії формування послідовності імпульсів НКІ ЕМВ для більш ефективного впливу. В даний час відсутні дані по реакціях широкосмугових засобів бездротового радіозв'язку на вплив НКІ ЕМВ з амплітудами, що не призводять до наведення струмів в апаратній частині атакованих пристроїв, що вражають елементну базу. У зв'язку з цим особливо актуальним є проведення експериментальних досліджень впливу НКІ ЕМВ на широкосмугові засоби бездротового радіозв'язку для виявлення можливості підвищення ефективності такого впливу без збільшення амплітудних характеристик впливаючого поля шляхом виявлення залежності зниження стійкого функціонування досліджуваних пристроїв від зміни часових параметрів впливаючого НКІ ЕМВ. Таким чином, актуальність поставленої задачі визначається:

недостатньою теоретичною та експериментальною вивченістю механізму впливу НКІ ЕМВ з малою напруженістю електричного поля на засоби широкосмугового радіодоступу;

відсутністю інших способів підвищення ефективності впливу НКІ ЕМВ, крім збільшення амплітуди і зміни частоти проходження імпульсів;

відсутністю даних щодо впливу часових параметрів послідовності НКІ ЕМВ на результати впливу, з виявленням взаємозв'язку цих характеристик з параметрами досліджуваних пристроїв;

відсутністю даних і методик по оцінці мінімальної напруженості електричного поля для потенційного впливу НКІ ЕМВ на засоби широкосмугового радіодоступу;

відсутністю методів підвищення ефективності впливу НКІ ЕМВ за рахунок зміни параметрів послідовності імпульсів.

Це визначило важливість і практичну значимість розв'язуваної в магістерській роботі науково-технічної задачі спрямованої на аналіз впливу послідовності надкоротких електромагнітних імпульсів на широкосмугові засоби бездротової передачі даних і визначення критеріїв максимальної ефективності впливу НКІ ЕМВ.

1 АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ НАДШИРОКОСМУГОВИХ БЕЗДРОТОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Поняття надширокосмугових бездротових систем зв'язку

На даний час мають велике поширення засоби ШРД, що використовуються в багатьох сферах, спеціальних, побутових господарських та інше. Можуть бути організовані різні топології зв'язку елементів, кожен елемент системи може виконувати різні функції від кінцевого пристрою, генеруючого і/або обробляє дані, до пристроїв забезпечують певні алгоритми маршрутизації. Архітектура побудови телекомунікаційних систем з використанням бездротових технологій регламентується декількома гілками сімейства стандартів IEEE 802. Зазначені стандарти передбачає поділ на персональні, локальні, і мобільні бездротові мережі і будуть розглянуті в розрізі нижчого сьомого рівня моделі OSI.

В сучасних умовах розвитку телекомунікаційних систем з використанням бездротових технологій на засоби ШРД викликає особливу актуальність поставленого в роботі завдання широким застосуванням різних засобів впливу для порушення стійкої їх роботи, зокрема в умовах впливу НКІ ЕМВ.

Бездротові персональні мережі WPAN (Wireless Personal AreaNetwork) регламентуються стандартом IEEE 802.15 і включають в себе відомі підстандарту Bluetooth, ZigBee, і інші. У Bluetooth застосовується модуляція з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти (ППРЧ) (англ. - Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS). Модуляція FHSS проста в реалізації, забезпечує стійкість до широкосмугових перешкод, а обладнання недороге. Згідно алгоритму FHSS, в Bluetooth несуча частота сигналу стрибкоподібно змінюється 1600 разів в секунду. Робочих частот кілька. Послідовність

перемикання між цими частотами для кожного з'єднання псевдо випадкова і відома тільки приймачу і передавачу, які синхронно перебудовуються кожні 625 мкс. Bluetooth забезпечує зв'язок на відстанях до 100 метрів при потужності передавача 100 мВт і швидкостях кілька Мбіт/с. В мережі стандартів PAN так само входять низькошвидкісні підстандарті зв'язку, найбільш відомим з яких є ZigBee. Тут максимальна дальність зв'язку обмежується відстанню 10 м і швидкістю близько 250 кбіт/с при дуже низькому енергоспоживанні, що дає можливість використання таких засобів від автономних джерел живлення тривалий час (кілька років) без заміни елементів живлення. У таких системах використовуються стандарти широкопasmової модуляції з прямим розширенням спектра псевдовпадкової послідовності, (Direct sequence spread spectrum - DSSS), або двійкова або квадратурно фазова маніпуляція (binary phase-shift keying - BPSK, quadrature phase shift keying - QPSK). Слід зазначити, що в зазначеній бездротовій мережі низькошвидкісні передачі даних, кожен бездротовий елемент може виконувати різні функції в мережі яка може мати різну топологію і може застосовуватися в побудові гібридних сильномаштабованих географічно рознесених мереж з мінімальною інфраструктурою і мільйонами кінцевих вузлів. Персональні бездротові мережі відрізняються порівняно низькими швидкостями передачі даних (за винятком новітніх розробок надширокопasmового радіозв'язку на високих несучих частотах), низьким енергоспоживанням, і малою відстанню дії, можуть використовуватися як засіб збору параметричних даних з датчиків, в системах «Розумний будинок», в системах збору даних з датчиків в/на живому організмі, системах забезпечення бездротового міжблокового зв'язку різних пристроїв.

Бездротові локальні мережі передачі даних (Wireless Local Area Network - WLAN) з відомою назвою Wi-Fi регламентуються набором стандартів IEEE 802.11 і використовуються для побудови комп'ютерних мереж аналогічно

побудови локальних мереж передачі даних (LAN) з використанням дротових технологій (кабель UTP - кручена пара). Пристрої WLAN в порівнянні з WPAN мають інші межі масштабності, більш високі швидкості передачі інформації. Збільшення швидкості вимагає застосування модуляцій з високим ущільненням. Найбільш поширеною модуляцією сигналу в зазначеному стандарті є мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), основною особливістю якої є одночасна модуляція близько розташованих піднесених і як наслідок, зі швидкістю модуляції піднесених зворотно пропорційної їх кількості. Також можуть застосовуватися модуляції DSSS і FHSS. Стандартом передбачено 11-14 каналів. На кожному каналі смуга сигналу складає 22 МГц. Несуча частота порядку 2.4 ГГц. Радіус дії таких систем при цьому може досягати близько 250 метрів.

Бездротові міські мережі передачі даних (Wireless Metropolitan Area Network - WMAN) регламентуються стандартом IEEE 802.16 і широко відомі як WiMax мережі. Відстань між пристроями може бути порядку декількох кілометрів, адаптовані модуляції для обслуговування великої кількості користувачів, зі спеціальними алгоритмами обслуговування мобільних користувачів. Потужність передавача порядку декількох ват.

Розглядаючи перераховані гілки стандартів IEEE 802.11, IEEE 802.15, IEEE 802.16 можна виділити три основні типи використовуваних модуляцій FHSS, DSSS, OFDM, при цьому ці модуляції можна віднести до методу цифрової обробки сигналів перед модуляцією/демодуляцією на несучі частоти. Як відомо, при модуляції DSSS відбувається обробка псевдовипадкової послідовності, при якій один біт корисної інформації передається декількома бітами псевдовипадкової послідовності (чіпової послідовності). При модуляції OFDM відбувається мультиплексування потоку даних за кількома поруч

розташованими несучими частотами, створюючи умови для модулювання декількох несучих з більш низькими швидкостями зміни станів модульованої несучої частоти. При модуляції FHSS, по псевдо випадковому закону відбувається зміна несучих частот.

Перераховані методи модуляцій розширюють спектр сигналу, наприклад, при модуляції DSSS спектр розширюється в ту кількість разів, в яку збільшується кількість чіпових біт для передачі одного біта корисної інформації, при цьому приблизно в цю ж кількість разів буде знижена амплітуда модульованого сигналу. Перераховані методи дозволяють підвищити захищеність переданої інформації, тому що закони псевдовипадкового закону відомі тільки взаємодіючим пристроям, і не впливають на пристрої з іншими псевдовипадковими законами. При модуляції OFDM розрахована на багато користувачів сумісність забезпечується за рахунок поділу по каналах, а так само застосування методів адаптивної модуляції з гнучкою зміною параметрів модуляції, в тому числі символної швидкості. На рис. 1.1 зображено умовний поділ типів модуляцій на нижній і верхній рівні.

Під модуляціями нижнього рівня будемо розуміти методи накладення бітової цифрової послідовності на кожну несучу частоту, а модуляціями верхнього рівня методи обробки вихідного цифрового сигналу для формування задаючих бітових послідовностей для модуляції кожної з несучих частот. В якості модуляцій нижнього рівня в стандартах IEEE802.11, IEEE802.15, IEEE802.16 часто застосовуються модуляції BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, верхнього рівня DSSS, OFDM. Модуляція верхнього рівня полягає в оперуванні піднесеними частотами і/або тимчасовими характеристиками сигналів, які будуть промодульовані на нижньому рівні, а так само їх тимчасовими характеристиками.

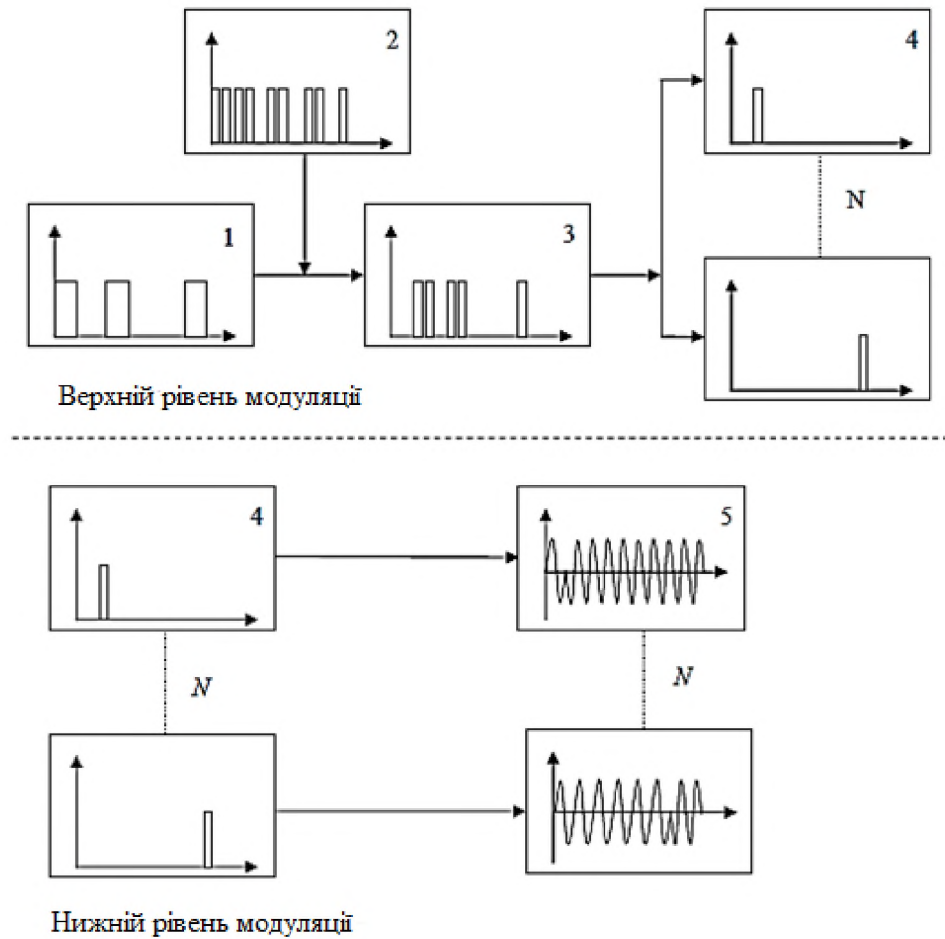


Рисунок 1.1 – Рівні модуляції

1- дослідна інформаційна послідовність, 2- кодуєча послідовність, 3 – результативна послідовність, 4 - N паралельних послідовностей з пониженою швидкістю, 5 - N - модульованих несучих частот

Умовно сигнали радіозв'язку можна розділити на три групи: вузькосмугові, широкосмугові, надширокосмугові - відповідно займаній сигналом смуги спектра.

У різний час існували різні критерії спектральних кордонів для віднесення сигналу до того чи іншого виду. поділу на широкосмуговий і надширокосмуговий сигнал не було. Наприклад, одне з перших критеріїв опубліковано в ГОСТ 24375-80. Введено визначення бази сигналу B - це похідна

активної ширини спектра F на тривалість T . Ця похідна називається базою сигналу B . Для вузькосмугового сигналу $B = FT \sim 1$, Для ШП сигналу $B = FT \gg 1$.

За іншими критеріями сигнал оцінювали як відношення ширини спектра сигналу до центральної частоти. Так до широкосмугових радіосигналів відносяться радіосигнали ширина спектра яких порівнянна з центральною частотою. Іноді використовується коефіцієнт $1/10$. тобто якщо ширина спектра становить близько $1/10$ від частоти, на якій передається сигнал, то сигнал вважається широкосмуговим.

У 1990 р Комісією Управління перспективних військових НДДКР Міністерства оборони США (DARPA) була визначена класифікація, згідно з наступного розрахунку:

$$\Delta F = \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H}$$

де f_B і f_H - верхня і нижня межі смуги частот. Системи або сигнали, які мають ΔF менш $0,01$ (менше 1%), відносяться до вузькосмугових; маючі від $0,01$ до $0,25$ (від 1% до 25%) відносяться до широкосмугових, а мають ΔF від $0,25$ до 1 (від 25% до 100%) відносяться до надширокосмугових. це визначення широко використовується на сьогоднішній день. Варто зазначити, що іноді в літературі застосовується визначення відносної смуги частоти сигналу $\Delta f_0 = f_B/f_H$ - ця величина пов'язана з ΔF виразом: $\Delta f_0 = (1 + \Delta F) / (1 - \Delta F)$.

Федеральна комісія зв'язку США (FCC) прийняла нормативний документ (з доповненням у 2004 році), згідно з яким до надширокосмугових сигналів віднесені системи і сигнали, якій притаманна хоча б одна з нижченаведених властивостей:

- ширина спектра випромінюваних сигналів $f_B - f_H$ (де f_B і f_H визначаються за рівнем 10 дБ щодо максимального значення спектра) не менше 500 МГц;

- відношення ширини спектра $f_B - f_H$ (за рівнем -10 дБ) до середньої частоти спектра $(f_B + f_H) \div 2$ (відносна смуга частот) не менше 0,2.

У стандарті міжнародної електротехнічної комісії (МЕК) МЕК 61000 2-13 для класифікації сигналів вводиться відсоткова ширина спектра (percent bandwidth):

$$pbw = 2 \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H}$$

До вузькосмугових систем радіозв'язку можна віднести самі поширені донедавна радіостанції з частотної, амплітудною модуляцією, як мовні, так і портативні засоби зв'язку. Пік енергії таких засобів, в основному, сконцентрований на несучій частоті з крутими спадами на спектрі. Підвищення бази в широкосмуговому сигналі досягається шляхом додаткової модуляції (або маніпуляції) по частоті або фазі на часі тривалості сигналу.

В результаті, спектр сигналу F (при збереженні його тривалості T) істотно розширюється. У системах широкосмугового зв'язку ширина спектра випромінюваного сигналу F завжди багато більше ширини спектра інформаційного повідомлення. ШС сигнали отримали застосування в широкосмугових системах зв'язку, так як:

- дозволяють в повній мірі реалізувати переваги оптимальних методів обробки сигналів;
- забезпечують високу стійкість перед перешкодами зв'язку;
- дозволяють успішно боротися з багатопроменевим поширенням радіохвиль шляхом поділу променів;

- допускають одночасну роботу багатьох абонентів в загальній смузі частот;
- дозволяють створювати системи зв'язку з підвищеною скритністю;
- забезпечують електромагнітну сумісність (ЕМС) ШС сигналів зв'язку з вузькосмуговими системами радіозв'язку та радіомовлення, системами телевізійного мовлення;
- забезпечують краще використання спектра частот на обмеженій території в порівнянні з вузькосмуговими системами зв'язку.

На сьогоднішній день великого поширення набули різні засоби широкосмугового зв'язку (Wi-Fi, WiMax, CDMA, ZigBee і ін.), що переважно працюють в діапазонах частот від 300 МГц до 3 ГГц. До основних переваг можна віднести високу пропускну здатність каналів зв'язку порядку 100 Мбіт/с, високу проникаючу здатність радіохвиль зазначеного діапазону. Дані стандарти зв'язку повсюдно використовуються в мобільних і портативних пристроях доступу до мереж передачі даних в різного виду ретрансляторах, обладнанні організації каналів зв'язку для порівняно невеликих відстаней порядку 20 км. Основною перевагою даного виду зв'язку є можливість організації каналів з більшою пропускну здатністю і високою завадостійкістю.

У звичайних вузькосмугових системах межі смуги визначаються частотами, на яких потужність сигналу стає вдвічі (на 3 дБ) нижче, ніж в центрі спектра, де зазвичай розташовується несуча частота. Дане визначення зручно для систем, оскільки їх спектр зазвичай симетричний щодо несучої частоти і область спектра між точками, де потужність сигналу на 3 дБ нижче, ніж на несучій частоті, містить не менше 90% всієї енергії сигналу. Надширокосмуговий сигнал являє собою короткий імпульс без високочастотного заповнення або короткий відрізок періодичного коливання, що складається з одного - півтора - двох, максимум чотирьох періодів. Тому у

надширокосмугових сигналів, як правило, відсутнє поняття несучої частоти. Крім того, спектр надширокосмугових сигналів зазвичай не є симетричним. Фактично, у багатьох випадках велика частина енергії знаходиться нижче частоти, яку можна було б назвати центральною.

Надширокосмуговий зв'язок - бездротова технологія зв'язку, яка фундаментально відрізняється від всіх інших радіочастотних комунікаційних систем. Унікальність полягає в тому, що вона забезпечує бездротові комунікації без використання радіочастотної несучої. Замість цього вона використовує модульовані імпульси енергії тривалістю менше однієї наносекунди. Крім специфічної природи, потужність сигналу практично на рівні шуму, що забезпечує захист інформації, що передається - сигнали практично неможливо приймати нецільовою системою, особливо, на деякій відстані від функціонуючого пристрою. Цей факт робить надширокосмуговий зв'язок, можливо, найбільш безпечним з усіх бездротових систем зв'язку з точки зору захисту від несанкціонованого доступу до інформації. У 2001 році NTIA продемонструвала потенційний вплив певних класів надширокосмугового (НШС) споживчого обладнання зв'язку, випромінюючих радіочастотний сигнал відповідно до FCC Part 15, зі значним зниженням характеристик більшості урядових і військових систем зв'язку і радіолокаційного обладнання (працюють на частотах нижче 3,1 ГГц). Саме це стало одним з головних факторів, вплинули на тривале «гальмування» в ліцензуванні та, як наслідок, поява в світі реально функціонуючих споживчих НШС пристроїв.

Особливості впливу надкоротких електромагнітних імпульсів на системи радіозв'язку

Основною особливістю впливу надкоротких електромагнітних імпульсів є те, що сформований імпульсом спектр перекриває спектр широкосмугового сигналу і порівняно зі спектром НШС сигналу. У ДСТУ ІЕС 61000-2-13

розглядаються потужні електромагнітні впливи (НРЕМ - High power electromagnetic). Більш конкретно: до НРЕМ відносяться електромагнітні випромінювання штучного походження з піковим електричним полем з напруженістю 100 В/м в частотному діапазоні від сотень мегагерц до декількох ГГц. Вибір такого частотного діапазону пов'язаний з тим, що досить інтенсивні сигнали в діапазоні від 200 МГц до 5 ГГц викликають пошкодження в багатьох системах. Даний стандарт розглядає НШС електромагнітний імпульс як частина НРЕМ, куди входять також і інші види впливів в тому ж частотному діапазоні, наприклад, вузькосмугові випромінювання (НРМ - High power microwave). Таким чином, відповідно до ДСТУ ІЕС 61000-2-13 під НШС електромагнітним імпульсом розуміються імпульсні електромагнітні поля штучного неядерного походження з параметрами: $rbw > 25\%$; амплітуда електричного поля - 100 В/м і більше; частотний діапазон від сотень МГц до декількох ГГц.

Виходячи зі специфіки надкороткого електромагнітного імпульсу, для оцінки потенційного впливу необхідний підхід, що аналізує перекриття областей спектра впливає імпульсу і спектра сигналу в точці прийому. Потенційний вплив може бути надано при перекритті більшої площі спектра корисного сигналу. На рис. 1.2 умовно зображені спектр надширокосмугового, широкосмугового, вузькосмугового сигналів зв'язку і надкороткого електромагнітного імпульсу. Надкороткий електромагнітний імпульс, зважаючи на свою широкосмугову і відносно постійну спектральної щільності потужності, може надавати різний вплив на різні системи зв'язку при одних і тих же енергетичних характеристиках. З урахуванням зіставлення спектрів можна зробити висновок про наступні ступені впливу надкоротких електромагнітного імпульсу на засоби зв'язку, в порядку убудування:

1. Надширокосмугові засоби зв'язку.
2. Широкосмугові засоби зв'язку.

3. Вузькосмугові засоби зв'язку.

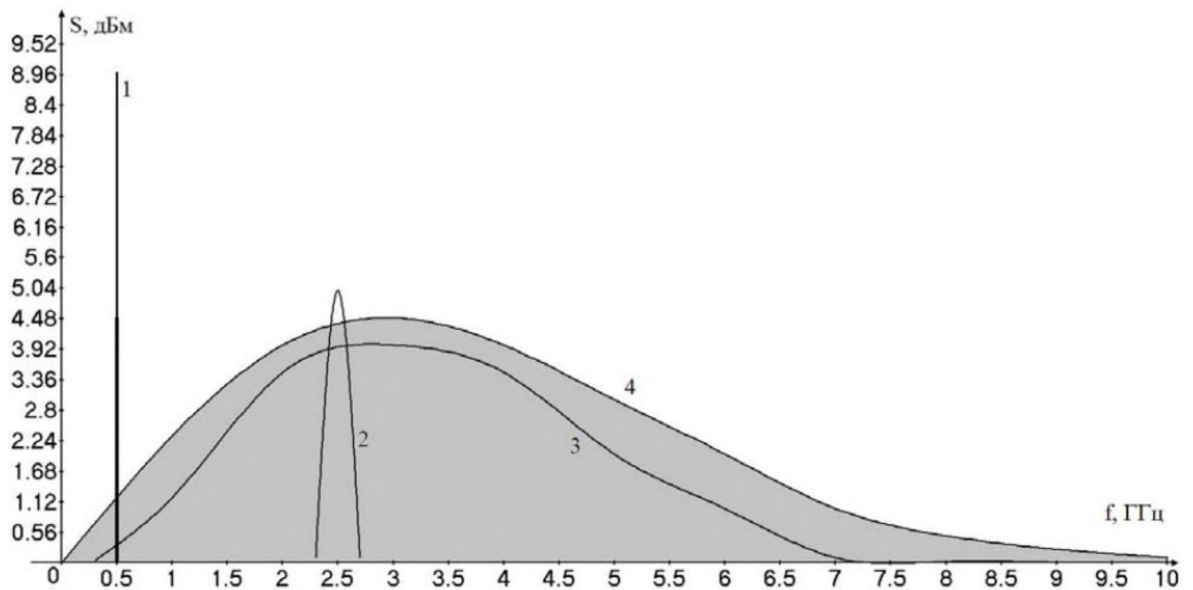


Рисунок 1.2. - Універсальні спектри сигналів: 1 – вузькосмуговий зв'язок, 2- широкосмуговий зв'язок , 3-надширокосмуговий зв'язок, 4 - надкороткий електромагнітний імпульс.

Беручи до уваги дискретний характер послідовності надкоротких електромагнітних імпульсів, потенційна ступінь впливу на цифрові засоби зв'язку вище ніж на аналогові, при цьому необхідно враховувати крім ступеня спектрального перекриття, перекриття в тимчасовому інтервалі. Справа в тому, що при частоті проходження імпульсів широкосмугової перешкоди нижче, ніж символна послідовність модульованого сигналу, який чинить вплив буде нижче, ніж при порівняно або більш високій частоті проходження імпульсів широкосмугової перешкоди. Це обумовлено інтегрованими можливостями більшості засобів зв'язку зберігати канал передачі інформації з можливістю повторної відправки пошкоджених пакетів інформації, при проходженні мінімального відсотка непошкоджених пакетів. Що стосується впливу на апаратну частину розглянутих засобів радіозв'язку, то тут необхідно керуватися

загальновідомими правилами оцінок якості екранування, заземлення. Розрахунок рівнів наведень не залежить від типу системи радіозв'язку. Різниця у впливі може залежати тільки від якості екранування і внутрішніх тактових частот систем обробки інформації.

Шляхом оцінки ступеня перекриття спектрів і тимчасових інтервалів проходження корисного і що заважає сигналу можна зробити приблизну оцінку впливу. Необхідно враховувати, що важливу роль може зіграти спосіб модуляції і обробки інформації при її передачі по каналу радіозв'язку, який може виключити повну втрату зв'язку при спотворенні і знищенні частини переданих пакетів. Слід так само відзначити високий потенціал стійкості надширокосмугових каналів зв'язку до впливу надкороткого електромагнітного імпульсу при правильно організованому способі модуляції та обробки переданої інформації.

1.2 Огляд технологій надширокосмугових бездротових систем зв'язку

Розглянемо види модуляцій що найбільш часто зустрічаються, застосовувані в системах бездротової передачі даних. Як було відзначено в розділі 1, існують кілька видів модуляцій вищого рівня, які оперують вихідною бітовою послідовністю для додаткового її кодування, шифрування, поділу на кілька паралельних потоків інформації для подальшого накладення на кілька несучих частот.

Наявність декількох потоків передачі інформації, модуляція псевдовипадкової послідовності і застосування фазової маніпуляції розширюють спектр, дозволяють упаковувати великі кількості незалежних потоків інформації, маючи розрахований на багато користувачів доступ.

Слід зазначити причини високої популярності використання в сучасних засобах бездротової передачі даних цифрову модуляцію (модуляцію вищого рівня) з ортогональним поділом каналів (OFDM). Відзначається висока ефективність використання радіочастотного спектру, яка пояснюється майже прямокутною формою обвідної спектра при великій кількості піднесених частот, простої апаратної реалізації, де базові операції реалізуються методами цифрової обробки, гарне протистояння міжсимвольним перешкодам і інтерференції між піднесеними і, як наслідок, нечутливість до багатопроменевих розповсюджень, можливість застосування різних схем модуляції для кожної піднесеної, що дозволяє адаптивно варіювати завадостійкість і швидкість передачі інформації. До мінусів такої модуляції слід віднести, необхідність високої синхронізації частоти і часу, чутливість до ефекту Доплера, що обмежує застосування OFDM в мобільних системах, захисний інтервал, який використовується в OFDM для боротьби з багатопроменевим поширенням, знижує спектральну ефективність сигналу. На рис.2.1 зображено спектр OFDM сигналу .

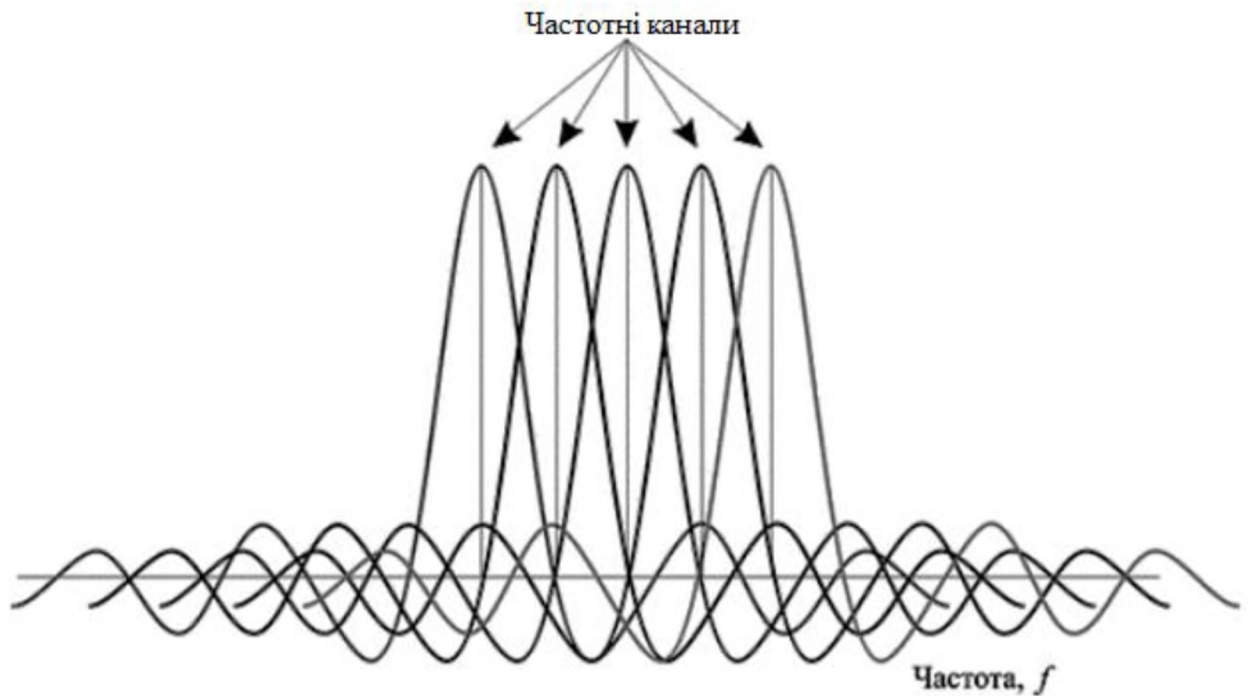


Рисунок 2.1 - Спектр OFDM сигнала.

Для безпосереднього накладення на несучі частоти часто використовуються модуляції по типу фазової маніпуляції, фазоамплітудної маніпуляції, частотної модуляції. Двійкова фазова маніпуляція (англ. Binary Phase Shift Keying - BPSK) являє собою метод стрибкоподібної зміни фази несучого сигналу, яка може приймати два значення віддалених один від одного на 180° . На рис. 2.2 зображені сигнальне сузір'я (а) і форма модульованого сигналу (б)

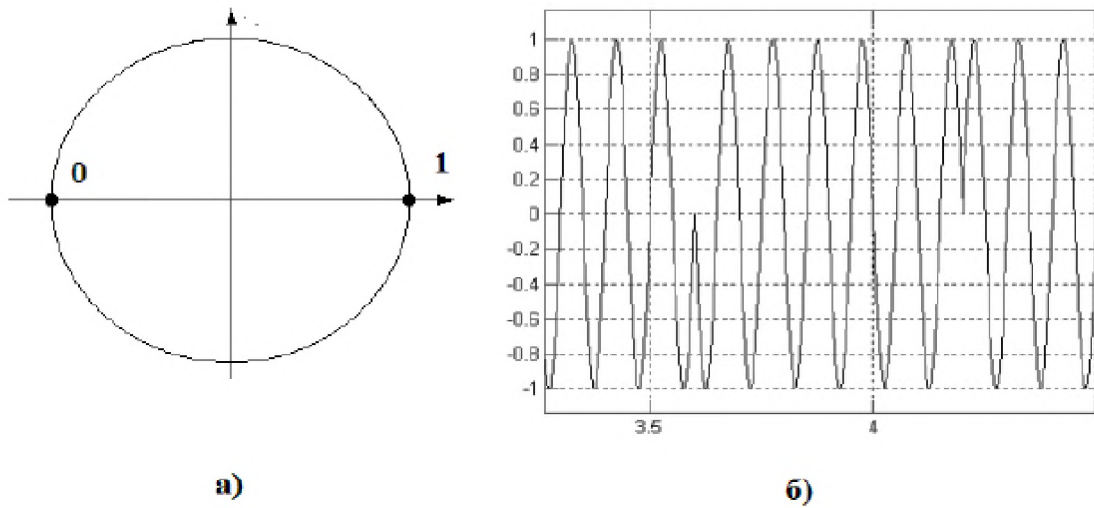


Рисунок 2.2 – Двійкова фазова маніпуляція, а – сигнальне сузір'я б – форма модульованого сигнала

Квадратурна фазова маніпуляція (англ. Quadrature Phase Shift Keying - QPSK) являє собою метод стрибкоподібної зміни фази несучого сигналу, яка може приймати 4 - значення віддалених один від одного на 90° . На рис. 2.3 зображені сигнальне сузір'я (а) і форма модульованого сигналу (б).

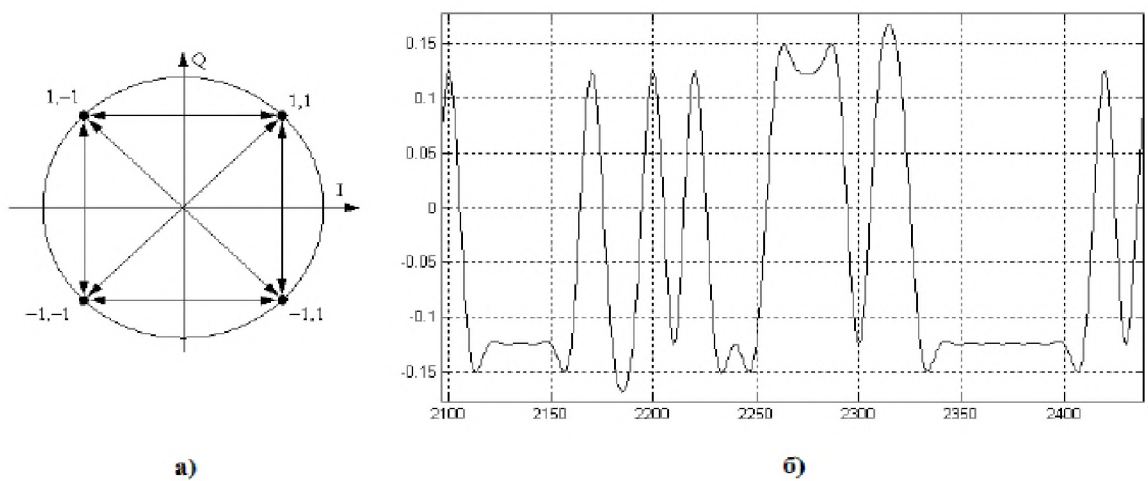


Рисунок 2.3 – Квадратурна фазова маніпуляція, а – сигнальне сузір'я , б – форма модульованного сигнала

Квадратурна амплітудна маніпуляція, часто її ж називають квадратурною модуляцією (англ. Quadrature Amplitude Modulation - QAM), буває 16, 64 і більш позиційна.

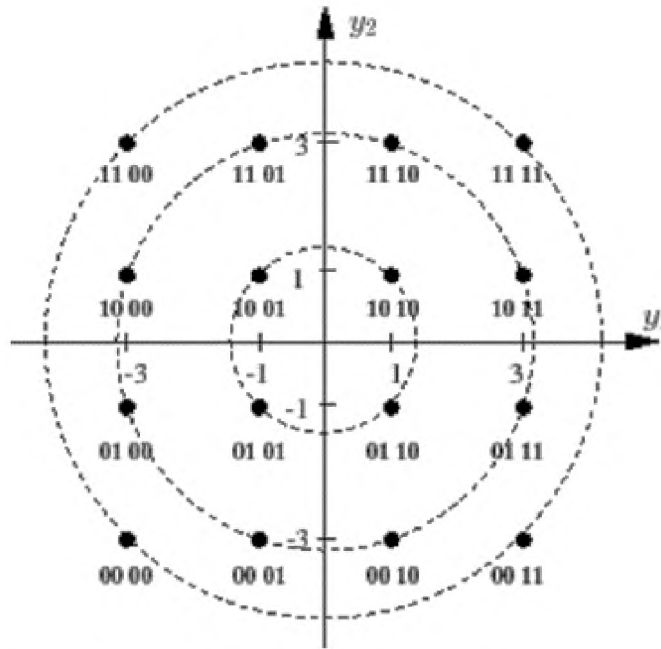


Рисунок 2.4 - Квадратурна амплітудна модуляція

При аналізі цифрових каналів зв'язку необхідно розрізнити два поняття: бітова і символна швидкість.

Сигнал може приймати не тільки кілька значень фази але й амплітуди. Іншими словами це той же сигнал QPSK але з великою кількістю фаз і амплітуд. На рис. 2.4. зображена сигнальна зірка 16-QAM. Слід зазначити що завадостійкість залежить від відстані між сусідніми точками на сигнальній зірці. Чим ця відстань менше, тим нижче стійкість. Виходячи з цього, розташування точок стану сигналу, як правило, вибирають на максимальному видаленні від сусідніх.

Бітова швидкість, іншими словами швидкість передачі інформації, виражається в бітах в секунду (біт/с) Іноді її називають валовою швидкістю. Це фактично передана інформація.

Символьна швидкість вимірюється в бодах в секунду. (Bd/c) Кожен символ може представляти або передавати один або кілька біт даних. В передавальному пристрої існує фіксована кількість символів на каналі при фіксованій та відомій символьній швидкості, а на приймальному пристрої відбувається виявлення цієї послідовності символів з метою відновлення переданих даних. Тут може бути пряма відповідність між символом і набором даних (наприклад, кожен символ може кодувати один або кілька двійкових розрядів або "Біт"), або символи можуть означати зміну біта на протилежний, або цілі багатобітові послідовності, як, наприклад, в 16-QAM модуляції, де один символ містить 4 біта інформації.

Тривалість символу, може бути виміряна як проміжок часу між переходами. Тривалості часу символу T_c може бути розрахована як:

$$T_c = \frac{1}{f_c} \quad (2.1)$$

де f_c є символьною швидкістю.

Тут ми можемо визначити зв'язок символьної швидкості з валовим бітрейтом. Символьна швидкість на прикладі 16-QAM в 4 рази менше ніж валова швидкість передачі інформації. Якщо передається N бітів на символ, а валовий бітрейт R , включаючи витрати каналного кодування, символьна швидкість може бути розрахована як:

$$f_c = \frac{R}{N} \quad (2.2)$$

При розподілі поточкових даних по деякому кількості K до несучих частот символьна швидкість на кожній несучій частоті буде визначатися виразом

$$f_c = \frac{R}{N * K} \quad (2.3)$$

Наприклад символна швидкість на кожній з несучих частот при модуляції OFDM при модуляції кожної з 11 піднесених 16-QAM при швидкості передачі даних 1 Мбіт/с, буде розраховуватися використовуючи (2.3):

$$f_c = \frac{1000000}{4 * 11} \approx 22 \text{кГц}$$

Саме з такою швидкістю сигнал на частоті буде змінювати свій стан (амплітуду, фазу).

Слід зазначити, що найбільш часто використовуваним діапазоном для організації бездротових мереж передачі даних є діапазон в районі 2,4 ГГц, через відсутність ліцензування. Зустрічаються і інші робочі частоти 3.6, 5, 60 ГГц і ін.

Як правило, при збільшенні пропускної здатності радіоканалу, збільшується кількість символів на біт, скорочуються амплітудно часові відстані між станами сигналу, що знижує перешкодозахищеність.

Модуляція з поділом вихідного потоку даних на кілька піднесених дозволяє розглядати сигнал як безліч повільно модульованих вузькосмугових сигналів (в підстандарті IEEE802.11a таких каналів 52), замість одного швидко модульованого широкосмугового сигналу. При цьому наголошується, що така модуляція добре справляється зі складними умовами в середовищі передачі, наприклад з вузькосмуговими перешкодами, частотно виборчим загасанням.

У розподіленій структурі, якою є сенсорна мережа основним джерелом інформації о координатах будуть дані про взаємне розташування окремих об'єктів. Фактично це дані о відстанях між об'єктами. Для прокладки оптимального маршруту передачі даних будується структура мережі, де кожен учасник мережі передає дані про всіх видимих їм учасників мережі. Разом зі

списком учасників мережі передається ще й відстань до кожного учасника мережі. Збір цих даних здійснюється об'єктами мережі, а обробка може відбуватися або на основі вбудованих обчислювальних можливостей об'єктів мережі, або на спеціальній базовій станції, яка має необхідні обчислювальні потужності [9]. На таких станціях (або серверах) розраховується розташування кожного учасника мережі, відносно інших учасників, методом триангуляції.

Існуючі системи визначення координат можна умовно розділити на дві групи – системи радіолокації і системи радіонавігації. Різниця між термінами полягає в призначенні цих систем: термін «радіолокація» використовується при визначенні координат об'єкту сторонньою системою, тоді як термін «радіонавігація» використовується в разі систем, призначених для допомоги об'єкту в питанні визначення своїх координат. Як приклад використання радіолокації можна навести численні радіолокаційні системи військового призначення, як приклад використання радіонавігації більше підходять системи цивільного призначення – системи навігації повітряних і морських суден, зокрема наземні системи VOR (VHS Omnidirectional Ranging), супутникові системи GPS (Global Positioning System), Galileo, ГЛОНАСС, Beidou (Compass).

Окрім наведених вище як приклад спеціалізованих систем, що вимагають дорогого обладнання та високого енергоспоживання, слід зазначити, що з'являється в даний момент можливість визначення координат в різних мережах зв'язку (GSM, CDMA, WiMAX, WiFi). Перебуваючи в зоні дії мережі можливе визначення місця розташування абонента на основі інформації від базових станцій, що знаходяться поруч (координати яких фіксовані і відомі). Для цього треба оцінити відстані до навколишніх стаціонарних передавачів; при наявності вимірювань до трьох (або більше) базових станцій розташування абонента визначається як точка перетину кіл з відомими радіусами навколо точок з відомими координатами. Цей спосіб застосовується при відстеженні місця

розташування абонента в мережах стільникового зв'язку, основним обмеженням є зона дії мережі. У деяких випадках успішне використання системи позиціонування може по вимагати попередньої інсталяції досить значного числа опорних вузлів мережі. У той же час, технологія ZigBee дозволяє здійснювати бездротове управління в домашніх, офісних і промислових приміщеннях. Відповідно, передбачається, що в найближчому майбутньому в багатьох будівлях і спорудах буде розгорнута мережа ZigBee як частина самої інфраструктури будівлі. Типове офісне приміщення може містити ZigBee-сумісне обладнання для управління температурою і вентиляцією в кожній окремій кімнаті. Крім того, в цьому приміщенні можуть бути встановлені освітлювальні й інші прилади, що використовують цей протокол зв'язку. Всі ці ZigBee-сумісні пристрої цілком можуть бути використані для побудови навігаційної системи. Додатковий обсяг програмного коду, необхідний для використання вузла мережі в якості опорного, не перевищує одного кілобайту. Навігаційний обчислювач може використовувати дані від різного числа опорних вузлів. У загальному випадку можуть бути використані від 3 до 16 опорних сигналів. Якщо їх число більше 16, то використовуються 16 найбільш потужних сигналів.

Триангуляція

Триангуляцією називається процес розбиття полігональної області зі складною конфігурацією на набір трикутників. При аналізі або синтезі складних поверхонь їх апроксимують сіткою трикутників, і надалі оперують з найпростішими полігональними областями, тобто з кожним з трикутників. Використання триангуляції пояснюється наступними причинами:

- трикутник є найпростішим полігоном, вершини якого однозначно задають грань;
- будь-яку область можна гарантовано розбити на трикутники;

- для трикутника легко визначити три його найближчих сусіда, що мають з ним спільні грані;

- обчислювальна складність алгоритмів розбиття на трикутники істотно менше, ніж при використанні інших полігонів.

Для наочного уявлення тріангуляції була змодельована математична модель за допомогою функції Делоне (рис. 2.2). Для моделювання використовується програмний продукт MathLAB версії R2010a.

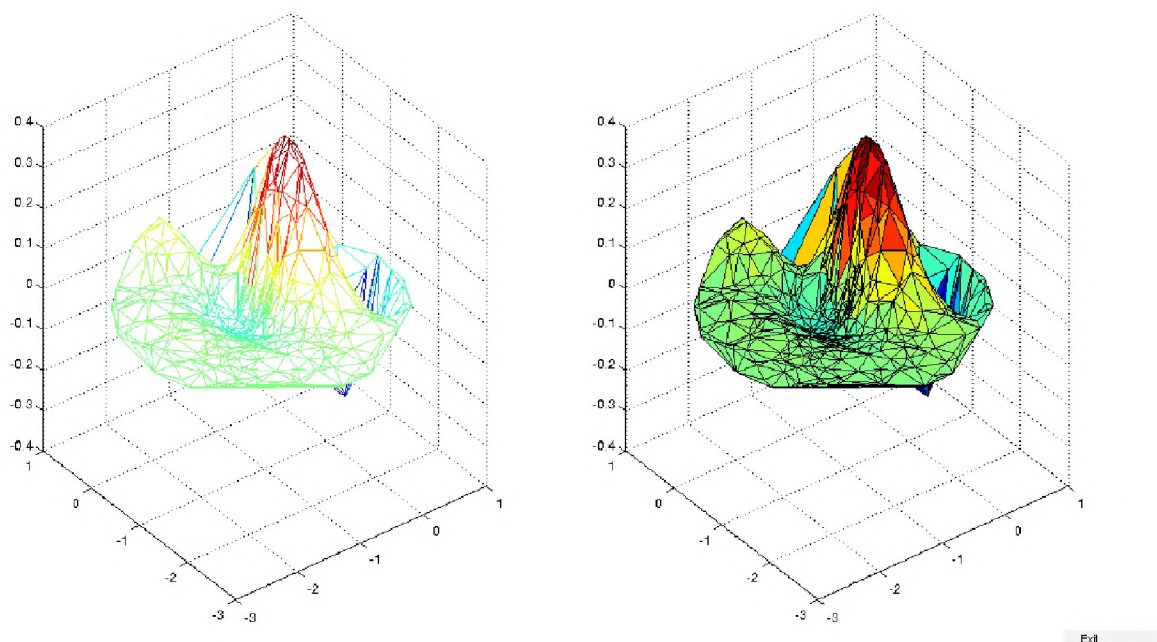


Рисунок 2.2 – Метод тріангуляції Делоне

Зображена на графіку складна полігональна область за допомогою тріангуляції Делоне була розбита в набір трикутників.

Існує безліч алгоритмів позиціонування, в основному їх підходи розрізняються методами тріангуляції, які в свою чергу залежать від обладнання, що використовується.

Метод RSSI (Received Strength Signal Indication)

Одним з найбільш поширених методів позиціонування об'єктів є індикація рівня прийнятого сигналу (RSSI). Будь-який бездротовий канал по стандарту IEEE 802.15.4 має протокольну функцію оцінки якості зв'язку (Link Quality Indicator, LQI), яка і визначає потужність прийнятого сигналу. Результат цього виміру можна вивести, відкалібрувати за відомим відстанями і оцінити дальність до джерела. Вимірювання відстані проводиться за наступним сценарієм. Приймач з логарифмічною амплітудною характеристикою приймає сигнали, за якими вбудований індикатор RSSI формує 8-розрядний код $RSSI_{VAL}$. Даний код виходить в результаті усереднення по восьми періодах (128 мкс) прийнятого сигналу і забезпечується бітом стану, що вказує, коли $RSSI_{VAL}$ є дійсним, тобто приймач мав можливість прийняти принаймні вісім періодів. Потужність прийнятого сигналу P (дБм) обчислюється за формулою $P = RSSI_{VAL} + RSSI_{OFFSET}$, де $RSSI_{OFFSET}$ – постійна, що підбирається емпірично (приблизно -45 дБм). Через те, що в ідеальних умовах потужність є обернено пропорційною значенню квадрату відстані, то логарифм потужності буде пропорційний відстані з деяким коефіцієнтом, який встановлюється також емпірично. Даний підхід реалізований в мікроконтролерах ZigBee фірми TI серії CC2431, про який мова піде в наступних розділах [12].

2.2.3 TOA (Time of Arrival)

Даний алгоритм базується на передачі часових міток між об'єктом і датчиком. Для позиціонування об'єкта необхідно мінімум 3 датчика (рис. 2.3). Відстань від датчика до об'єкта обчислюється пропорційно різниці надісланої часової мітки і часу прийому сигналу датчиком. Недоліком цього підходу є необхідність точної синхронізації годинників на об'єкті і датчиках.

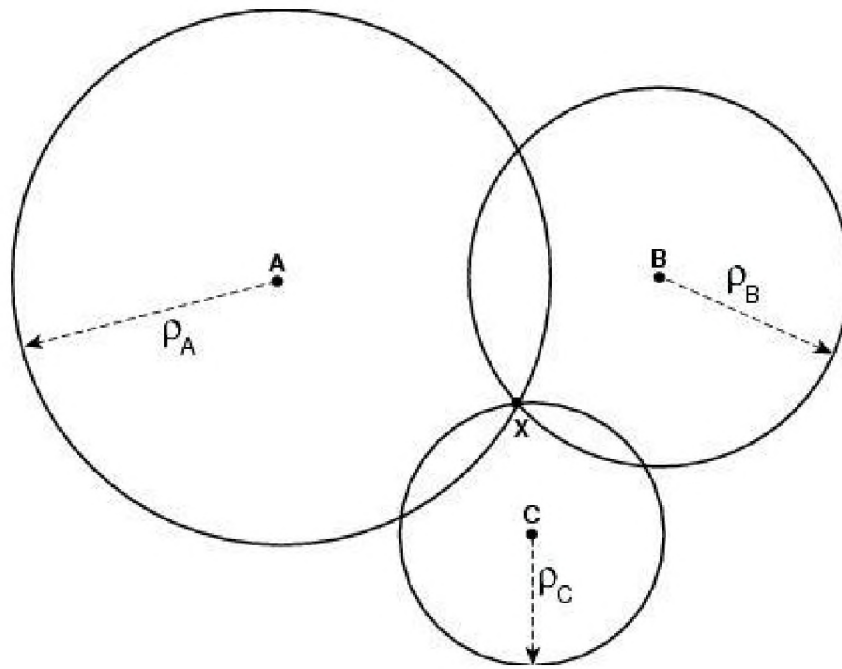


Рисунок 2.3 – Алгоритм позиціонування ТОВА

На основі цього алгоритму побудований також алгоритм обчислення положенні по найближчому сусіду. Даний метод вимагає більше датчиків, але менш потужних.

RTT (Round Trip Time або Return Time of Arrival)

Алгоритм RTT є модифікацією ТОВА, що підвищує точність результатів, але вимагає від датчиків також вміння посилати сигнал на об'єкт і навпаки, об'єкт приймати сигнал. Розраховує відстань до об'єкта на основі часу проходження сигналу до об'єкту і назад. Метод RTT не вимагає синхронізації годин на об'єкті і датчиках.

TDOA (Time Difference of Arrival)

Положення обчислюється на основі різниці декількох ТОВА. Кожен TDOA датчик видає гіперболоїд в просторі, на якому може знаходитися об'єкт (рис. 2.4). Двох TDOA датчиків досить для визначення положення об'єкта. Даний алгоритм дає більш точні результати при обчисленнях.

Мінусами даного методу є висока вартість датчиків TDOA і витрати на додаткові антени та обладнання.

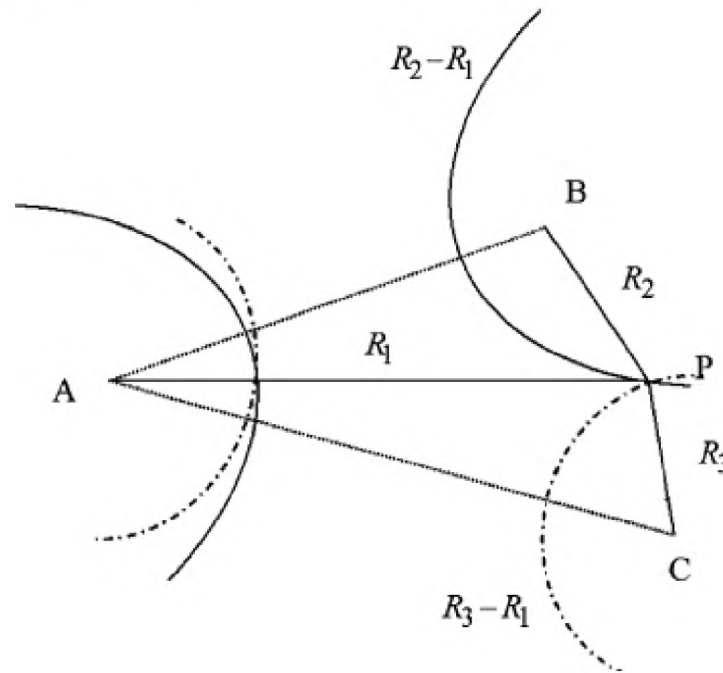


Рисунок 2.4 – Алгоритм позиціонування TDOA

AOA (Angle of Arrival)

Положення обчислюється як перетин двох променів (рис. 2.5). Метод, специфічний, наприклад, для масиву антен або спрямованих скануючих датчиків.

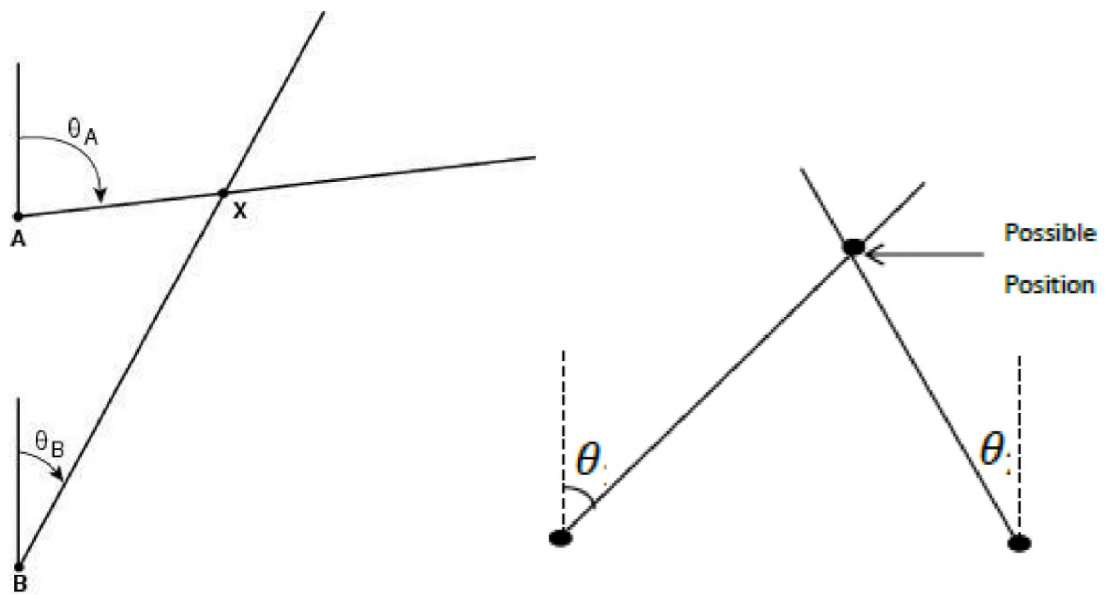


Рисунок 2.5 – Алгоритм позиціонування АОА

SDSTWR (Symmetric Double Sided Two Way Ranging)

Метод SDSTWR заснований на використанні теорії оптимальної обробки сигналів. Сенс роботи можна описати, представивши систему, що складається з двох об'єктів А і В (рис. 2.6). Відстань між об'єктами невідома, її потрібно виміряти. Об'єкт А посилає об'єкту В пакет даних із запитом на вимірювання відстані і фіксує момент часу відправлення цього пакета. Об'єкт В отримує пакет даних від об'єкта А і через певний заздалегідь відомий час, необхідний для обробки запиту, висилає об'єкту А підтвердження. Об'єкт А отримує повідомлення від об'єкта В і фіксує момент часу приходу даного повідомлення. Далі об'єкт А, знаючи час, що минув між відправленням пакета даних із запитом на вимірювання відстані і отриманням підтвердження, може відняти від нього час, витрачений об'єктом В на обробку запиту.



Рисунок 2.6 – Принцип работы метода SDSTWR

Розділивши отриманий результат на два, об'єкт А знатиме час проходження радіосигналу до об'єкта В. Швидкість поширення радіохвиль відома і дорівнює швидкості світла, таким чином, не важко вирахувати відстань між об'єктами А і В. Дану процедуру вимірювання відстані між об'єктами А і В для більшої надійності можна виконати кілька разів, після цього обчислити середнє значення цієї відстані. Вимірявши відстані від мобільного об'єкта до чотирьох контрольних точок з відомими координатами, можна визначити місце розташування об'єкта в тривимірному просторі.

Програмно-апаратний комплекс стандарту ZigBee

Особливості стандарту ZigBee зумовлюють його програмно-апаратний комплекс, який реалізує бездротову взаємодію пристроїв один з одним. Модель реалізації стандарту ZigBee представлена на рис. 2.7.

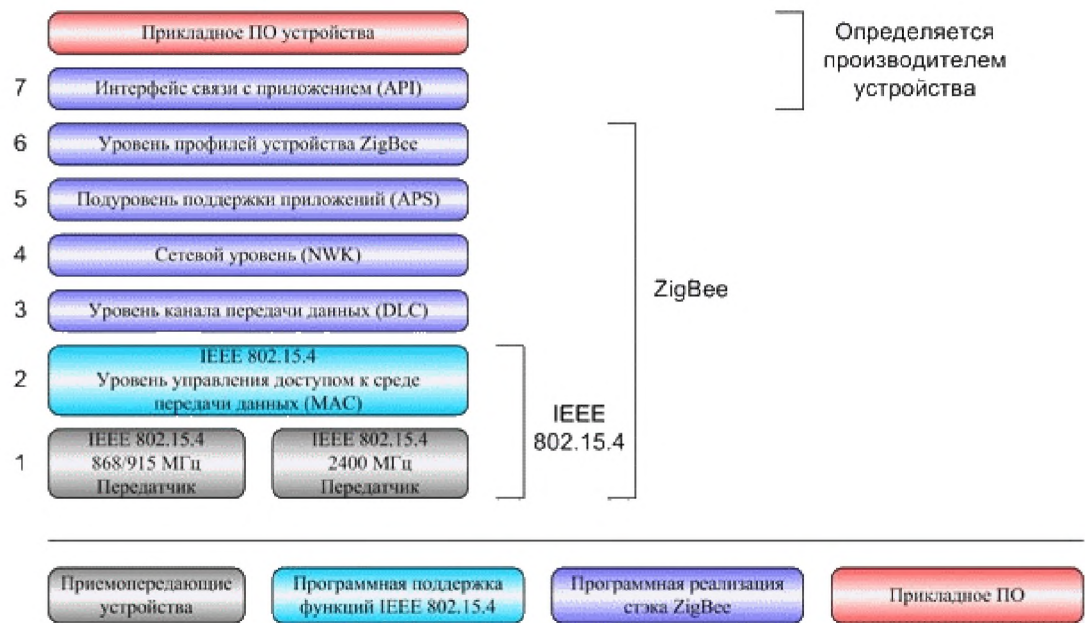


Рисунок 2.7 – Багаторівнева модель стеку протоколів ZigBee

Рівні 1, 2 і визначають фізичні параметри приймально-передавальних пристроїв, число адресованих пристроїв, принцип радіочастотної посилки, механізми перевірки і підтвердження цілісності прийнятих даних, механізми запобігання колізій тощо. Приймально-передавальні пристрої, призначені для роботи в стандарті IEEE 802.15.4, мають характеристики:

- трансфер працює на частоті 2,4 ГГц по 16-ти каналах з кроком 5 МГц між каналами;
- максимальна швидкість передачі по радіоканалу – 250 Кбіт/с;
- найбільша відстань зв'язку на території поза приміщенням повинна становити не менше 100 метрів.

Рівні 3-6 описуються самою специфікацією стека ZigBee [10]. На цих рівнях визначається, якими властивостями повинні володіти пристрої, що входять в мережу, яким чином пакет інформації передається від одного мережного вузла до іншого, як забезпечується безпека передачі даних, як новий

пристрій підключається до мережі, яка її топологія, який вузол в мережі головний, а який – підлеглий тощо.

У специфікації стека розглядаються три типи пристроїв: кінцевий пристрій, координатор, маршрутизатор. Координатор визначає мережу, виконує функцію управління вузлами, зберігає у своїй базі даних інформацію про параметри кожного вузла, задає ідентифікатор мережі PAN ID, номер частотного каналу, також слід зазначити, що в процесі роботи БСМ координатор може бути джерелом, приймачем і передавачем повідомлень. Маршрутизатор визначає шлях доставки повідомлення, переданого по мережі від одного вузла до іншого, і в процесі роботи також може бути джерелом, приймачем або ретранслятором повідомлень. Кінцевий пристрій не приймає участі в управлінні мережею та ретрансляції повідомлень, він є тільки джерелом/приймачем повідомлень.

Серед безлічі переваг стандарту ZigBee слід особливо виділити підтримку складних топологій мереж (рис. 2.8). Саме за рахунок цього, при відносно малій максимальній дальності зв'язку двох сусідніх пристроїв, можливо розширити зону покриття мережі в цілому. Також цьому сприяє 16-бітна адресація, що дозволяє побудувати мережу, що складається більш, ніж з 65 тисяч пристроїв.

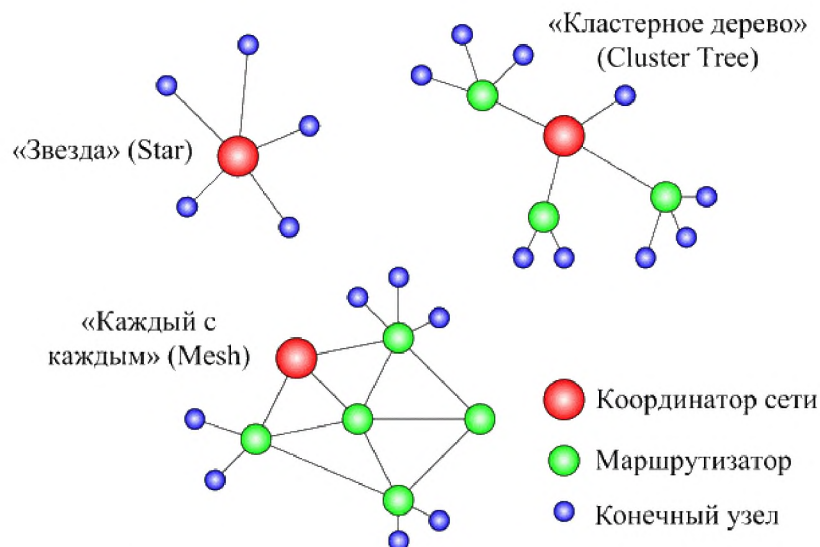


Рисунок 2.8 – Топології мереж ZigBee

Ще однією відмінною рисою стандарту ZigBee є можливість відновлення працездатності мережі в разі, якщо з ладу виходить один з вузлів мережі. Дана риса обґрунтована тим, що кожен вузол стежить за своїми сусідами і вносить відповідні зміни у маршрутні таблиці, беручи за основу значення потужності прийнятих від вузлів сигналів. У підсумку, при зміні фактичних координат розташування сусідів, а також при виході з ладу одного з пристроїв, автоматично визначається новий маршрут прямування повідомлення. Дана перевага є безумовно важливою в мережах, що працюють на промислових об'єктах в умовах високої експлуатації при наявності промислових перешкод, у випадках, якщо частина вузлів знаходиться на мобільних пристроях, наприклад, електрокарах.

Аналізуючи сучасний ринок мікросхем, що виконують функції прийому-передачі даних по радіоканалу в стандарті IEEE 802.15.4, було відзначено п'ять основних типів.

«Класичний» радіотрансвер стандарту ZigBee. Дана мікросхема виконує лише функції прийому і передачі інформації по радіоканалу, вона не містить в собі програмного забезпечення, що реалізує стек протоколу ZigBee. Функцію програмної реалізації стека ZigBee бере на себе зовнішній мікроконтролер, до якого мікросхема трансивера підключається по одному із стандартних інтерфейсів, наприклад, по синхронному периферійному інтерфейсу або паралельному інтерфейсу. Слід зазначити, що для роботи трансивера потрібна обов'язка, що включає в себе додатково антену, кварцовий резонатор і невелике число пасивних компонентів.

Інтегрально гібридні мікросхеми (SiP) об'єднують в своєму корпусі кристали «класичного» радіотрансивера і мікроконтролера загального призначення. Даний підхід дозволяє розмістити програмний стек ZigBee безпосередньо у вбудованій пам'яті мікроконтролера, таким чином можна

істотно знизити навантаження на зовнішній мікроконтролер, який забезпечує вирішення завдань конкретного додатка. Такі мікросхеми вимагають мінімальної обв'язки, включаючи антену.

Системи на кристалі (SoC). Даний вид мікросхем дуже схожий з можливостями SiP, але на відміну від SiP і трансивер, і вбудований мікроконтролер інсталюваний на одному кристалі. Дані мікросхеми також називають ZigBee-процесорами. Вони взаємодіють із зовнішнім контролером по одному із стандартних інтерфейсів (SPI, UART), вони допускають завантаження в пам'ять мережних протоколів різної складності в залежності від передбачуваної складності і архітектури реалізованої мережі.

ZigBee-акселератори. Мікросхеми аналогічні SoC, але з уже інсталюваним у внутрішній мікроконтролер стеком протоколу ZigBee. Такий вид мікросхем є відмінним вибором для тих розробників, що вважають за краще працювати зі звичним для них мікроконтролером і хочуть додати ZigBee-функціонал без вивчення складного набору протоколів ZigBee-стека. У ZigBee акселераторах необхідна зовнішня обв'язка.

Платформи в єдиному корпусі (PiP). Мікросхеми PiP є найбільш функціональним рішенням, під яким розуміється об'єднання високопродуктивного мікроконтролера з великим набором вбудованих периферійних модулів, наприклад, таймерів, аналого-цифрових перетворювачів і трансивера IEEE 802.15.4 на одному кристалі. В такому випадку обчислювальних можливостей вбудованого мікроконтролера і набору вбудованої периферії достатньо не тільки для реалізації стека ZigBee, а й також для підтримки конкретного додатка. Додатковий процесор до таких пристроїв не потрібен.

1.3 Постановка задачі дослідження

Оптимізація смуги частот, використовуваної для передачі сигналів методами модуляції, проведена для напруги, що модулюється по частоті.

Ввівши ряд позначень і перетворень, отримали $U_{\times i} = U [\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos \Theta t + \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin \Theta t]$, де $\cos \Theta(t)$ і $\sin \Theta(t)$ – періодичні функції. Для знаходження спектру сигналу вони розкладені в ряд Фур'є. Після відповідних підстановок отримали:

$$U_{\times i}(t) = U \left\{ 0,5a_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5c_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{k=1}^{\infty} [0,5(a_k + d_k) \sin[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0] - 0,5(b_k + c_k) \times \right. \\ \left. \times \cos[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0] + 0,5(a_k - d_k) \sin[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0] + 0,5(b_k + c_k) \cos[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0] \right\}.$$

Звідси встановили, що амплітуда несучого коливання U_{ω_0} і амплітуди нижніх бокових $U_{\omega_0 - k\Omega}$ і верхніх бокових коливань $U_{\omega_0 + k\Omega}$ рівні:

$$U_{\omega_0} = 0,5U\sqrt{a_0^2 + b_0^2}; \quad U_{\omega_0 + k\Omega} = 0,5U\sqrt{(a_k + b_k)^2 - (b_k - c_k)^2}; \quad U_{\omega_0 - k\Omega} = 0,5U\sqrt{(a_k - b_k)^2 + (b_k + c_k)^2},$$

де:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos \Theta(t) dt; & a_k &= \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos \Theta(t) \cos k\Omega t dt; \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos \Theta(t) \sin k\Omega t dt; & c_0 &= \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sin \Theta(t) dt; \\ c_k &= \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sin \Theta(t) \cos k\Omega t dt; & d_k &= \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sin \Theta(t) \sin k\Omega t dt; \end{aligned} \right\},$$

T – тривалість елементарної послідовності; $\Theta(t)$ – закон зміни фази.

Використання як модулюючого сигналу періодичної послідовності прямолінійних імпульсів дало можливість отримати такий закон зміни перехідної фази сигналу:

$$\Theta(t) = \begin{cases} 2\pi m \left(0,5 - \frac{t}{T}\right), & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 2\pi m \left(\frac{t}{T} - 0,5\right) + \psi, & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases},$$

де $m = \frac{\Delta\phi T}{\pi}$ – індекс модуляції.

Підстановка виразів і виконання необхідних перетворень дали можливість отримати формули для обчислення спектральних складових при довільних значеннях фазового стрибка:

$$U_{\omega_0} = U \frac{\sin \frac{m\pi}{2} \cos \frac{\psi}{2}}{\frac{m\pi}{2}}, \quad U_{\omega_0 \pm k\Omega} = \frac{U \cos \left(\frac{m\pi}{2}\right) \sqrt{[(m+k) \sin \psi]^2 + [m+k+(m-k) \cos \psi]^2}}{\pi(m^2 - k^2)};$$

$$U_{\omega_0 \pm k\Omega} = \frac{U \sin \left(\frac{m\pi}{2}\right) \sqrt{[(m-k) \sin \psi]^2 + [m-k+(m+k) \cos \psi]^2}}{\pi(m^2 - k^2)}$$

Аналіз наведених виразів показав, що шкідливий вплив розриву фаз при формуванні ЧМ сигналу менше позначається при великих індексах модуляції, ніж при малих. Аналіз спектрів сигналів дозволив визначити граничну швидкість модуляції. Так, в результаті розгляду спектру ЧМ сигналу при передачі “точок” встановлено, що при $m = 0,4 - 0,8$, основна частина енергії міститься в перших двох компонентах спектру: несучій і перших бокових спектральних складових. З наукових джерел відомо, що достатньо передавати лише ці два компоненти спектру для забезпечення достовірного прийому. Виходячи з цього, було отримане значення мінімально необхідної смуги частот. Враховуючи відомий факт, що обмеження смуги частот при передачі дискретних сигналів призводить до виникнення перехідних процесів,

встановлено, що нове значення частоти на виході радіоканалу встановлюється через деякий час t , у зв'язку з цим, по заданій ширині радіоканалу і за формою його частотних характеристик були розраховані конкретні криві перехідного процесу на виході радіоканалу. При аналізі отриманих результатів у роботі враховано, що наявність перехідних процесів призводить до того, що практичні швидкості модуляції виявляються нижчими гранично можливих.

Для того, щоб тривалість елементарної послідовності була рівна мінімально можливій, тобто була рівна часу перехідного процесу, використовується час перехідного процесу для передачі інформації. Для цього використовується відомий метод передачі дискретних сигналів шляхом плавної зміни маніпулюючого параметра. У запропонованому методі один з елементів коду, наприклад, логічна 1 передається плавною зміною частоти, а логічний 0 – постійними значеннями частоти. Таким чином, один елемент коду відрізняється від іншого наявністю або відсутністю зміни частоти в межах тривалості послідовності. Використання часу перехідного процесу для передачі інформації дозволяє скоротити час, необхідний для передачі 1 біта інформації. Так, наприклад, якщо тривалість послідовності T буде рівна часу перехідного процесу t_n , то при класичному методі передача інформації стає неможливою, в той час, як даний метод дозволяє вести передачу.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ НАДШИРОКОСМУГОВИХ БЕЗДРОТОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ НА ОСНОВІ СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

2.1 Поняття спектральної модуляції

При гармонічному аналізі періодичних сигналів останні зображають у вигляді суми скінченної або зліченої множини гармонічних коливань з кратними частотами. Подібне зображення в частотній області може бути отримано і для неперіодичних сигналів. Але оскільки можна вважати, що період неперіодичного сигналу $T \rightarrow \infty$, то це призводить до того що, амплітуди гармонічних складових є нескінченно малими величинами, і вони утворюють незліченну (континуальну) множину. Тому, по-перше, спектр неперіодичних сигналів характеризують спектральною щільністю амплітуд гармонік. І, по-друге, спектр неперіодичних сигналів, на відміну від спектрів періодичних сигналів, є неперервною функцією частоти.

Спектральна щільність $\dot{S}(\omega)$ неперіодичного сигналу обчислюється на основі інтегрального перетворення Фур'є:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt, \quad -\infty < \omega < \infty, \quad i^2 = -1. \quad (3.1)$$

Перехід від зображення неперіодичного сигналу $s(t)$ у часі до зображення його у частотній області $\dot{S}(\omega)$ називають прямим ортогональним перетворенням, а тому перетворення (3.1) отримало назву прямого перетворення Фур'є.

Перехід від зображення сигналу в частотній області $\dot{S}(\omega)$ до зображення його у часі $s(t)$ здійснюють за допомогою оберненого перетворення Фур'є:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega, \quad -\infty < t < \infty, \quad (3.2)$$

Перетворення (3.1) і (3.2) називають ще двійкою інтегральних перетворень Фур'є.

Для того, щоб існувало перетворення Фур'є (3.1), або, іншими словами, щоб існувала для сигналу $s(t)$ його спектральна щільність $\dot{S}(\omega)$ в класі звичайних функцій, необхідно і достатньо, щоб існував інтеграл

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < \infty. \quad (3.3)$$

У загальному випадку спектральна щільність $\dot{S}(\omega)$ є комплексною функцією. Дійсно, згадаємо, що $e^{-i\omega t} = \cos \omega t - i \sin \omega t$. Тоді для співвідношення (3.1) отримаємо:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt - i \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt = A(\omega) - iB(\omega), \quad (3.4)$$

де через $A(\omega)$ і $B(\omega)$ позначені дійсна і уявна складові спектральної щільності відповідно.

Модуль спектральної щільності

$$|\dot{S}(\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} = \sqrt{\dot{S}(\omega) \dot{S}^*(\omega)} \quad (3.5)$$

називають амплітудно-частотним спектром (АЧС) неперіодичного сигналу, де * означає комплексне спряження. Аргумент спектральної щільності

$$\arg \dot{S}(\omega) = \Theta(\omega) = \begin{cases} \text{artg} \frac{B(\omega)}{A(\omega)}, & A(\omega) > 0, \\ \pi + \text{arctg} \frac{B(\omega)}{A(\omega)}, & B(\omega) > 0, A(\omega) < 0, \\ -\pi + \text{arctg} \frac{B(\omega)}{A(\omega)}, & B(\omega) < 0, A(\omega) < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

називають фазочастотним спектром (ФЧС) неперіодичного сигналу.

Праву частину співвідношення (3.4), з урахуванням (3.5) і (3.6) можна записати так: $\dot{S}(\omega) = |\dot{S}(\omega)| e^{i\Theta(\omega)}$.

Фізична розмірність спектральної щільності $S(\omega)$ дорівнює фізичній розмірності сигналу $s(t)$, поділеній на розмірність частоти. Наприклад, якщо значення $s(t)$ мають розмірність напруги $[B]$, то розмірність спектральної щільності буде $[B/\Gamma\text{ц}]$ або $[B \cdot c]$.

Процедура, пов'язана з перенесенням спектра “первинного” інформаційного сигналу $s(t)$ із низькочастотної області у діапазон достатньо високих частот, отримала назву модуляції. Для створення модульованого коливання перш за все треба вибрати деяке високочастотне коливання $u_n(t) = u(t; a_1, a_2, \dots, a_n)$, яке залежить від n параметрів $\{a_1, a_2, \dots, a_n\}$. Таке коливання носить назву несучого. Якщо тепер подіяти низькочастотним сигналом $s(t)$ на коливання $u_n(t)$ таким чином, щоб один або декілька його параметрів змінювалися у часі в такт зі змінами сигналу $s(t)$, то несуче коливання отримує нову властивість, а саме, воно буде тепер містити в собі ту інформацію, яка попередньо була розміщена в сигналі $s(t)$. Таке коливання носить назву модульованого. Умовно його математичну модель можна записати у такому вигляді:

$$u_n(t) = u(t; a_1, a_2(s(t)), a_3(s(t)), a_4, \dots, a_n),$$

де для визначеності покладено, що від сигналу $s(t)$ залежать другий і третій параметри.

Фізичний процес управління параметрами несучого коливання і є модуляцією.

Досить широкий клас модульованих сигналів утворюють з використанням в якості несучого високочастотного гармонічного коливання

$$u_n(t) = U_0 \cos(\omega_n t + \phi_0). \quad (4.1)$$

Гармонічне коливання (4.1) залежить від трьох параметрів: амплітуди U_0 , частоти ω_n і початкової фази ϕ_0 . Якщо амплітуду U_0 змінювати у часі в такт зі

змінами модулюючого коливання $s(t)$, то отримаємо амплітудно-модульоване коливання $u_{AM}(t)$ [1, с.119-125]. Формально цього можна досягти, якщо додати модулююче коливання $s(t)$ з деяким ваговим коефіцієнтом k до амплітуди U_0 несучого коливання і тоді остання стане залежною від часу:

$$U(t) = U_0 + k s(t). \quad (4.2)$$

Функцію $U(t)$ називають обвідною амплітудно-модульованого коливання.

Амплітудно-модульоване коливання, з урахуванням (4.1) і (4.2), у загальному випадку може бути записано так:

$$u_{AM}(t) = U(t) \cos(\omega_n t + \varphi_0). \quad (4.3)$$

На рис (4.1.) показана одна із можливих осцилограм такого коливання.

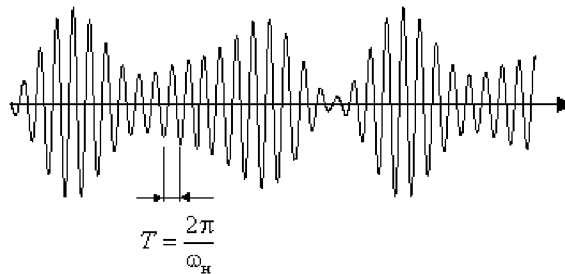


Рис.4.1. Осцилограма амплітудно-модульованого коливання

Найпростішим видом амплітудної модуляції є однотональна амплітудна модуляція, яка виникає у тому випадку, коли модулююче коливання $s(t)$ є гармонічним коливанням з частотою $\Omega \ll \omega_n$, тобто

$$s(t) = E \cos(\Omega t + \Phi), \quad (4.4)$$

де E - амплітуда, а Φ - початкова фаза.

Підставивши (4.2) в (4.3) з урахуванням (4.4), дістанемо

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= [U_0 + k E \cos(\Omega t + \Phi)] \cos(\omega_n t + \varphi_0) = \\ &= U_0 [1 + M \cos(\Omega t + \Phi)] \cos(\omega_n t + \varphi_0), \end{aligned} \quad (4.5)$$

де $M = \frac{kE}{U_0}$ – коефіцієнт пропорційності, який називають коефіцієнтом модуляції. Величина M характеризує глибину модуляції амплітудно-модульованого колювання. Коефіцієнт модуляції M може набувати значення від 0 до 1, тобто $0 \leq M \leq 1$.

Якщо розкриємо в правій частині співвідношення (4.5) квадратні дужки, то отримаємо представлення колювання при однотональній амплітудній модуляції у вигляді суми трьох гармонічних колювань:

$$u_{AM}(t) = U_0 \cos(\omega_n t + \varphi_0) + \frac{U_0 M}{2} \cos[(\omega_n + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi] + \frac{U_0 M}{2} \cos[(\omega_n - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi]. \quad (4.6)$$

У правій частині (4.6) перше гармонічне колювання з частотою ω_n повністю збігається з колюванням (4.1) і тому називається несучим. Друга гармонічна складова має частоту $(\omega_n + \Omega)$, яка за своїм значенням більша значення частоти несучого колювання ω_n , і тому має назву верхнього бокового колювання. Третя гармонічна складова має частоту $(\omega_n - \Omega)$, яка за значенням менша частоти несучого колювання ω_n , і тому має назву нижнього бокового колювання

Більш складним видом сигналів з амплітудною модуляцією є сигнали, для яких модулююче колювання $s(t)$ складається з декількох гармонічних складових, а саме:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \Phi_n), \quad (4.7)$$

де частоти колювань $\Omega_i, i = 1, 2, \dots, N$ утворюють упорядковану послідовність: $\Omega_1 < \Omega_2 < \dots < \Omega_N$.

Підставивши (4.2) в (4.3) з урахуванням (4.7), отримаємо для сигналу з полігармонічною амплітудною модуляцією таке представлення:

$$\begin{aligned}
u_{\text{AM}}(t) &= \left[U_0 + k \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \Phi_n) \right] \cos(\omega_n t + \varphi_0) = \\
&= U_0 \left[1 + \sum_{n=1}^N M_n \cos(\Omega_n t + \Phi_n) \right] \cos(\omega_n t + \varphi_0), \quad (4.8)
\end{aligned}$$

де парціальні коефіцієнти амплітудної модуляції

$$M_n = \frac{k E_n}{U_0}, \quad n = \overline{1, N}$$

Розкривши квадратні дужки в правій частині рівності (4.8), отримаємо розкладення сигналу з полігармонічною амплітудною модуляцією на гармонічні складові:

$$\begin{aligned}
u_{\text{AM}}(t) &= U_0 \cos(\omega_n t + \varphi_0) + \frac{U_0}{2} \sum_{n=1}^N M_n \cos[(\omega_n + \Omega_n)t + \varphi_0 + \Phi_n] + \\
&+ \frac{U_0}{2} \sum_{n=1}^N M_n \cos[(\omega_n - \Omega_n)t + \varphi_0 - \Phi_n].
\end{aligned}$$

Порівнюючи співвідношення (4.6) і (4.9), зазначимо, що, на відміну від сигналу з однотональною амплітудною модуляцією, коливання з полігармонічною амплітудною модуляцією мають у своєму спектральному складі цілі групи верхніх і нижніх бокових гармонічних коливань. При цьому кількість коливань у кожній із груп співпадає з кількістю гармонічних складових у модулюючому коливанні $s(t)$ (4.7).

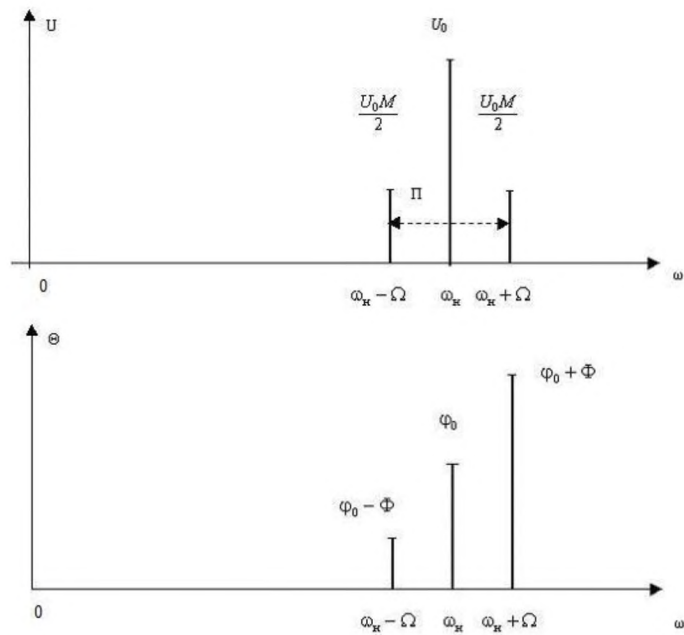


Рис. 4.3. Амплітудно-частотний та фазочастотний спектри сигналу з однотоною амплітудною модуляцією

Розглянемо несуче коливання, математична модель якого має вигляд (4.1).

Це гармонічне коливання перепишемо так:

$$u_n(t) = U_0 \cos \Theta(t), \quad (5.1)$$

де через $\Theta(t)$ позначена повна або поточна фаза:

$$\Theta(t) = \omega_n t + \varphi_0, \quad (5.2)$$

тобто це функція, яка має розмірність кута і яка у даному випадку змінюється у часі за лінійним законом. Такий характер зміни у часі повної фази є характерною особливістю будь-якого гармонічного коливання.

З поточною фазою $\Theta(t)$ пов'язана функція часу $\omega(t)$ – миттєва частота, яка є швидкістю зміни у часі повної фази, тобто

$$\omega(t) = \frac{d\Theta(t)}{dt}. \quad (5.3)$$

Для гармонічного коливання (5.1) вона є постійною величиною, а саме

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} (\omega_n t + \varphi_0) = \omega_n = \text{const.} \quad (5.4)$$

Якщо в несучому коливанні (5.1) зробити повну фазу $\Theta(t)$ залежною від модулюючого коливання $s(t)$, то отримаємо сигнал з кутовою модуляцією:

$$u_{\text{м}}(t) = U_0 \cos \Theta [t; s(t)]. \quad (5.5)$$

Для сигналів з кутовою модуляцією відомі два різновиди залежності повної фази $\Theta(t)$ від модулюючого сигналу $s(t)$.

Перший вид залежності (більш простої) реалізується простим додаванням з деяким ваговим коефіцієнтом k_ϕ модулюючого коливання $s(t)$ до повної фази $\Theta(t)$ (5.2) несучого коливання, тобто

$$\Theta_\phi(t) = \Theta_\phi [t; s(t)] = \Theta(t) + k_\phi s(t) = \omega_n t + k_\phi s(t) + \varphi_0. \quad (5.6)$$

Тоді, якщо в (5.5) замінити $\Theta [t; s(t)]$ на $\Theta_\phi [t; s(t)]$, то отримаємо сигнал з кутовою модуляцією виду:

$$u_\phi(t) = U_0 \cos [\omega_n t + k_\phi s(t) + \varphi_0], \quad (5.7)$$

який в літературі зазвичай називають сигналом з фазовою модуляцією [1, с. 125-1272] на що в (5.7) вказує індекс “ ϕ ”. Згідно з формулою (5.7), зміни у часі значень модулюючого коливання $s(t)$ трансформуються у швидкість зміни у часі кута $\Theta_\phi(t)$, а згідно з формулою (5.4), і у зміни у часі миттєвої частоти, тобто

$$\omega_\phi(t) = \frac{d \Theta_\phi(t)}{dt} = \omega_n + k_\phi \frac{ds(t)}{dt}. \quad (5.8)$$

Другий вид залежності повної фази або кута $\Theta(t)$ від модулюючого коливання $s(t)$ реалізується шляхом додавання останнього з деяким коефіцієнтом пропорційності k_ω до несучої частоти. Тоді, на відміну від формули (5.4), миттєва частота буде мати вигляд

$$\omega(t) = \omega_n + k_\omega s(t). \quad (5.9)$$

Повернувшись до формули (5.3), можемо записати $\omega(t) dt = d\Theta(t)$, або

$$\Theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (5.10)$$

Тоді, підставивши (5.9) в (5.10), будемо мати таку залежність поточної фази від модулюючого коливання

$$\tilde{\Theta}_q(t) = \int_0^t (\omega_n + k_q s(\tau)) d\tau = \omega_n t + k_q \int_0^t s(\tau) d\tau \quad (5.11)$$

Додавши до правої частини (5.11) значення початкової фази φ_0 із (5.2), будемо мати остаточно таку залежність повної фази від модулюючого коливання

$$\Theta_q(t) = \tilde{\Theta}_q(t) + \varphi_0 = \omega_n t + k_q \int_0^t s(\tau) d\tau + \varphi_0 \quad (5.12)$$

Підставимо (5.12) в (5.1) і отримаємо ще один різновид сигналу з кутовою модуляцією

$$u_q(t) = U_0 \cos \left[\omega_n t + k_q \int_0^t s(\tau) d\tau + \varphi_0 \right] \quad (5.13)$$

У зв'язку з тим, що такий вигляд кутової модуляції отримуємо шляхом безпосередньої дії (додавання) модулюючого коливання $s(t)$ до миттєвої частоти несучого коливання (див. формулу (5.9)), то такий сигнал отримав назву частотно-модульованого коливання [1, с. 127-129].

Коли модулюючий сигнал є звичайним гармонічним коливанням

$$s(t) = E \cos(\Omega t + \Phi), \quad (5.14)$$

де частота $\Omega \ll \omega_n$, а амплітуда E і початкова фаза Φ довільні, то, згідно з (5.7), для фазової модуляції будемо мати

$$\begin{aligned} u_\phi(t) &= U_0 \cos [\omega_n t + k_\phi E \cos(\Omega t + \Phi) + \varphi_0] = \\ &= U_0 \cos [\omega_n t + m_\phi \cos(\Omega t + \Phi) + \varphi_0], \end{aligned} \quad (5.15)$$

де $m_\phi = k_\phi E$ - девіація фази, тобто максимальне відхилення кута від значень, які обумовлені лінійною залежністю $(\omega_n t + \varphi_0)$ (5.2). Девіацію фази m_ϕ

називають ще індексом фазової модуляції. На відміну від амплітудної модуляції індекс фазової модуляції m_ϕ може набувати будь-яких невід'ємних значень, тобто $m_\phi \geq 0$.

Часто сигнал (5.15) називають коливанням з однотональною фазовою модуляцією, підкреслюючи той факт, що модулююче коливання (5.14), якщо розглядати його як звукове коливання, має один звуковий тон.

Для сигналу (5.15) повна фаза $\Theta_\phi(t) = \omega_n t + m_\phi \cos(\Omega t + \Phi) + \varphi_0$.

Тоді миттєва частота $\omega(t) = \frac{d\Theta_\phi(t)}{dt} = \omega_n - m_\phi \Omega \sin(\Omega t + \Phi) =$

$$= \omega_n - \Delta\omega \sin(\Omega t + \Phi) = \omega_n + \Delta\omega \cos\left(\Omega t + \Phi + \frac{\pi}{2}\right),$$

де $\Delta\omega = m_\phi \Omega$ – девіація частоти фазомодульованого коливання, тобто це максимальне відхилення частоти $\omega(t)$ від значення несучої частоти ω_n .

Якщо підставити (5.14) в праву частину співвідношення (5.13), то отримаємо вираз для коливання з однотональною частотною модуляцією

$$\begin{aligned} U_\psi(t) &= U_0 \cos\left[\omega_n t + k_\psi \int_0^t E \cos(\Omega \tau + \Phi) d\tau + \varphi_0\right] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_n t + \frac{k_\psi E}{\Omega} \sin(\Omega t + \Phi) + \tilde{\varphi}_0\right] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_n t + m_\psi \sin(\Omega t + \Phi) + \tilde{\varphi}_0\right], \end{aligned}$$

де $m_\psi = \frac{k_\psi E}{\Omega} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ – індекс частотної модуляції, який прямо пропорційний девіації частоти $\Delta\omega = k_\psi E$ і обернено пропорційний частоті Ω модулюючого коливання (5.14); $\tilde{\varphi}_0$ – початкова фаза, значення якої залежить від значення початкової фази Φ модулюючого коливання, тобто $\tilde{\varphi}_0 = \varphi_0 + \frac{k_\psi E}{\Omega} \sin \Phi = \varphi_0 + m_\psi \sin \Phi$.

Миттєва частота сигналу з однотональною частотною модуляцією

$$\begin{aligned}\omega_{\text{ч}}(t) &= \frac{d\Theta_{\text{ч}}(t)}{dt} = \omega_{\text{н}} + \Omega \cdot m_{\text{ч}} \cos(\Omega t + \Phi) = \\ &= \omega_{\text{н}} + \Delta\omega \cos(\Omega t + \Phi).\end{aligned}$$

Сигнал з однотоноюльною кутовою модуляцією можна представити у вигляді суми нескінченної послідовності гармонічних коливань (гармонік), а саме

$$u_{\text{ч}}(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m_{\text{ч}}) \cos[(\omega_{\text{н}} + k\Omega)t + \tilde{\varphi}_0 + k\Phi], \quad (5.16)$$

де $J_k(m_{\text{ч}})$ - функція Бесселя першого роду k -го порядку.

Модулі значень функцій Бесселя $J_k(m_{\text{ч}})$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, при збільшенні їх порядку k при фіксованому індексі модуляції $m_{\text{ч}}$ досить швидко спадають. Для практичних розрахунків вважають, що для $|k| > m_{\text{ч}} + 1$ значення модулів функцій Бесселя, а, отже, і амплітуд гармонік стають настільки малими, що ними в сумі (5.16) можна знехтувати і записати:

$$u_{\text{ч}}(t) \approx U_0 \sum_{k=-m_{\text{ч}}-1}^{m_{\text{ч}}+1} J_k(m_{\text{ч}}) \cos[(\omega_{\text{н}} + k\Omega)t + \tilde{\varphi}_0 + k\Phi]. \quad (5.17)$$

Примітка: Якщо $m_{\text{ч}}$ не є цілим числом, то в сумі (5.17) враховується найближче ціле.

Згідно з формулою (5.17) практична ширина спектра $\Pi_{\text{пр}}$ сигналу з однотоноюльною кутовою модуляцією

$$\Pi_{\text{пр}} = 2(m_{\text{ч}} + 1)\Omega.$$

Спектр дискретного сигналу $\{s(n\Delta), n=0, 1, 2, \dots\}$ обчислюється за формулою дискретного перетворення Фур'є [1]:

$$S(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} s(n\Delta) e^{-i\omega n\Delta}. \quad (6.1)$$

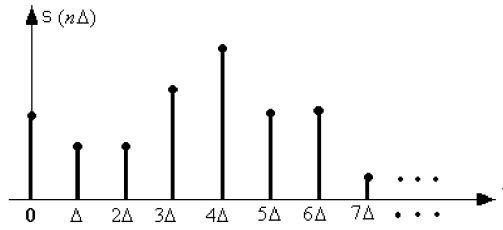


Рис. 6.1 Дискретний сигнал

Особливістю спектрів дискретних сигналів є те, що вони є періодичними функціями частоти ω .

Зауважимо, що дискретне перетворення Фур'є виду (6.1) дає неперервний спектр $\dot{S}(\omega)$ дискретного сигналу $\{s(n\Delta), n = 0, 1, 2, \dots\}$. Але на практиці спектри дискретних сигналів обчислюються за допомогою ЕОМ і тому отримують спектр теж у вигляді дискретної послідовності. Окрім того, обсяг вибірки реального сигналу є скінченим. Тобто на практиці маємо справу з дискретним сигналом вигляду:

$$\{s(n\Delta), n = 0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (6.2)$$

де $N < \infty$ – обсяг вибірки (кількість відліків сигналу).

Тому алгоритм дискретного перетворення Фур'є означають таким чином, щоб отримати послідовність дискретних відліків спектру $\{S(k\Omega), k = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$ того ж обсягу N , що і кількість відліків сигналу (6.2) у часі, де Ω – інтервал дискретизації в частотній області, який визначається за формулою $\Omega = \frac{2\pi}{N\Delta}$.

Підставивши (6.2) в праву частину (6.1) і врахувавши, що неперервна частота ω замінюється на дискретні значення $k\Omega = \frac{2\pi k}{N\Delta}$, дістанемо

$$\dot{S}(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n\Delta) e^{-i\frac{2\pi}{N}nk}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (6.3)$$

Формула (6.3) і є дискретним перетворенням Фур'є, дискретним як у часі, так і в частотній області, і може використовуватись при обчисленні спектрів дискретних сигналів за допомогою ЕОМ.

Введемо позначення

$$W = e^{-i\frac{2\pi}{N}} \quad (6.4)$$

Значення цього комплексного числа залежить від обсягу N вибірки дискретного сигналу і носить назву фазового або фазообертаючого множника.

Опускаючи в співвідношенні (6.3) позначення інтервалів дискретизації у часі Δ і у частотній області Ω і враховуючи позначення (6.4), запишемо дискретне перетворення Фур'є у загальноприйнятій формі:

$$\dot{S}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) W^{kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (6.5)$$

Перетворення Фур'є (6.5) можна записати в матричній формі

$$\mathbf{S}(\mathbf{N}) = \mathbf{W}_N \mathbf{s}(\mathbf{N}),$$

де $\mathbf{s}(\mathbf{N}) = \{\dot{s}(0), \dot{s}(1), \dot{s}(2), \dots, \dot{s}(N-1)\}^T$ – вектор-стовпчик дискретних відліків сигналу (T – операція транспонування); $\mathbf{S}(\mathbf{N}) = \{\dot{S}(0), \dot{S}(1), \dot{S}(2), \dots, \dot{S}(N-1)\}$ – вектор-рядок відліків спектру дискретного сигналу; \mathbf{W}_N – квадратна матриця розміром $N \times N$ фазових множників, а саме:

$$\mathbf{W}_N = \begin{pmatrix} W^{00} & W^{01} & W^{02} & \dots & W^{0(N-1)} \\ W^{10} & W^{11} & W^{12} & \dots & W^{1(N-1)} \\ W^{20} & W^{21} & W^{22} & \dots & W^{2(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W^{(N-1)0} & W^{(N-1)1} & W^{(N-1)2} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix}.$$

Алгоритм дискретного перетворення Фур'є (6.5) реалізується апаратними або програмними засобами. Пристрій, що реалізує алгоритм дискретного перетворення Фур'є, отримав назву процесора дискретного перетворення Фур'є (ПДПФ). Фільтруючі властивості k -го каналу процесора можна описати частотним коефіцієнтом передачі $\dot{X}_k(f)$, який представляє собою залежність рівня відгуку k -го каналу при дії на вході дискретного комплексного

експоненційного сигналу $x(n) = e^{i2\pi n}$, $n=0, 1, \dots, N-1$, при зміні частоти f останнього. Якщо N – фіксований обсяг вибірки дискретного сигналу, а $f_1 = \frac{F}{N}$ – відстань по частоті між сусідніми каналами процесора, де $F = \frac{1}{\Delta}$ – частота дискретизації, то частотний коефіцієнт передачі k -го каналу запишеться так:

$$\dot{X}_k(f) = \sum_{n=1}^{N-1} e^{-i\frac{2\pi}{N}\left(\frac{f-k}{f_1}\right)n}, \quad f \in [0, F], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Модуль частотного коефіцієнта передачі k -го каналу процесора $|\dot{X}_k(f)|$ є його амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), а аргумент $\arg[\dot{X}_k(f)]$ – фазочастотною характеристикою (ФЧХ).

Як випливає із формули дискретного перетворення Фур'є (6.5), процедура його обчислення зводиться до множення комплексних чисел та їх підсумовування. При обробці реальних сигналів з великим обсягом відліків N час, потрібний для реалізації обчислень за формулою (6.5), навіть для сучасних ЕОМ, досить значний. Тому виникає задача розробки алгоритмів дискретного перетворення Фур'є з підвищеною швидкістю, так званих алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Один із принципів прискорення розрахунків, пов'язаних з обчисленням перетворення Фур'є, заснований на тому факті, що дискретна функція W^k , $k = 0, 1, 2, \dots$, де $W = e^{-i\frac{2\pi}{N}}$, є періодичною функцією. Наприклад, якщо $k = mN + k_0$, де $m \geq 0$, а $0 \leq k_0 \leq N-1$, то

$$W^{k} = e^{-i\frac{2\pi}{N}(mN+k_0)} = e^{-i2\pi m} e^{-i\frac{2\pi}{N}k_0} = 1 \cdot e^{-i\frac{2\pi}{N}k_0} = W^{k_0}. \quad (6.6)$$

Отже, якщо під час обчислень за формулою (6.5) зустрічається, наприклад, доданок з фазовим множником $W^k = W^{mN+k_0}$, то немає сенсу підносити комплексне число до степеня $k = mN + k_0$, досить, згідно з (6.6), обчислити W^{k_0} .

Але тому, що $k > k_0$, то і час, потрібний для обчислення W^{k_0} , буде меншим, ніж для W^k .

Одна із реалізацій алгоритму ШПФ, заснована на періодичності фазового множника, отримала назву алгоритму ШПФ з проріджуванням у часі. Графічно алгоритм ШПФ зображають у вигляді дерева ШПФ (рис. 6.2.). Зазначимо, що такі алгоритми реалізуються для дискретних сигналів з обсягом вибірки $N = 2^m$. Де m – ціле додатне число.

На рис. 6.2 зображено дерево ШПФ для випадку, коли обсяг вибірки сигналу $N=8$. На цьому прикладі зазначимо деякі основні аспекти цього алгоритму ШПФ. По-перше, вхідні відліки сигналу $\{s(0), s(1), \dots, s(7)\}$ поділяються на дві групи, парні і непарні, і розміщуються в певному порядку, який виникає після їх двійково-інверсної переставки (ДІП) [1].

По-друге, алгоритм ШПФ поділяється на m етапів, де m визначається із співвідношення $N = 2^m$. Для нашого прикладу $N = 8 = 2^3$. Отже, маємо три етапи, які вказані внизу дерева ШПФ на рис. 6.2 римськими числами I, II, III. Процедура ШПФ починається з молод-

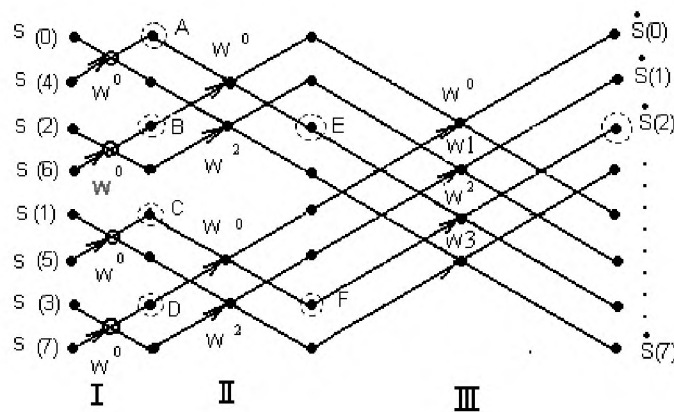
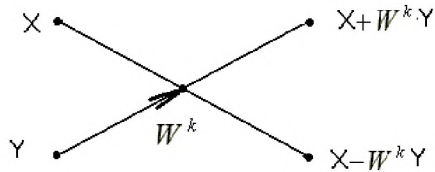


Рис.6.2. Дерево ШПФ при $N=8$

ших етапів, тобто згідно з рис. 6.6., рухається зліва направо. Основним базовим елементом ШПФ є алгоритм типу “метелик” :



Ми розглянули алгоритм ШПФ у базисі ДЕФ. Але інколи і такий алгоритм не забезпечує достатньої швидкості обробки сигналів у реальному часі. Тоді для реалізації алгоритмів ШПФ застосовують інші, більш прості в обчислюваному плані, системи базисних функцій. Однією з таких систем є система базисних функцій Уолша. Простота цих функцій полягає в тому, що вони можуть набувати значення лише ± 1 .

Існує декілька різновидів систем базисних функцій Уолша, які, проте, відрізняються один від одного лише порядком розміщення (впорядкування) базисних функцій. Розглянемо функції Уолша-Адамара, які досить просто зображаються у вигляді матриць Адамара H_N , де N – порядок матриці (N рядків і N стовпчиків). Існує таке рекурентне правило побудови матриць Адамара:

$$H_1 = \begin{vmatrix} + \end{vmatrix}, \quad H_2 = \begin{vmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} + & + \\ + & - \end{vmatrix}, \quad H_4 = \begin{vmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} + & + & + & + \\ + & - & + & - \\ + & + & - & - \\ + & - & - & + \end{vmatrix},$$

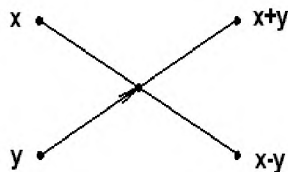
$$H_8 = \begin{vmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} + & + & + & + & + & + & + & + \\ + & - & + & - & + & - & + & - \\ + & + & - & - & + & + & - & - \\ + & - & - & + & - & - & + & + \\ + & + & - & - & - & - & + & + \\ + & - & - & + & - & + & - & - \end{vmatrix}, \quad (6.7)$$

і т. д. В цих матрицях номери рядків відповідають номерам функцій Уолша-Адамара, а номери стовпчиків – номерам дискретних відліків функцій Уолша-Адамара. Окрім того, “+” означає, що функція набула значення “+1”, а “-” — відповідно “-1”.

Аналогічно співвідношенню (6.9), дискретне перетворення у базисі функцій Уолша-Адамара теж можна записати у матричній формі:

$$\hat{S}(N) = H_N \cdot s(N)$$

Перехід до інших систем, а значить, і матриць Уолша здійснюється шляхом відповідної перестановки рядків матриці Адамара (6.7). Так, якщо номери рядків матриці Адамара (починаючи з нульового) записати в двійковій системі числення, потім здійснити їх ДПІ і переставити згідно з цією процедурою рядки матриці Адамара, то отримаємо відповідну матрицю Пелі P_N , або систему функцій Уолша-Пелі.



Дискретне перетворення Фур'є у базисі функцій Уолша теж можна зобразити у вигляді дерева перетворення Фур'є. На рис.6.3 показано таке дерево ДПФ для $N=8$. Біля ребер дерева не проставлені вагові множники, тому що для функцій Уолша всі вони дорівнюють 1. Отже, тепер алгоритм типу “метелик” буде мати вигляд зображений на рисунку, який наведено зліва.

Зліва від дерева ДПФ на рис 6.3 показані дві послідовності дискретних відліків сигналу. Звичайна упорядкованість відповідає базису Уолша-Адамара, а упорядкованість після ДПІ – базису Уолша-Пелі.

Зазвичай, швидкість обчислень у базисах Уолша, порівняно з базисом ДЕФ, значно зростає. Але при цьому втрачаються фільтру-

ючі властивості ДПФ, властиві базису ДЕФ. Тобто, точність обчислень спектрів дискретних сигналів у базисах Уолша значно зменшується. Тому на практиці застосовують різні модифікації функцій Уолша, які збільшують точність обчислень спектрів при незначній втраті швидкості обробки сигналів [1].

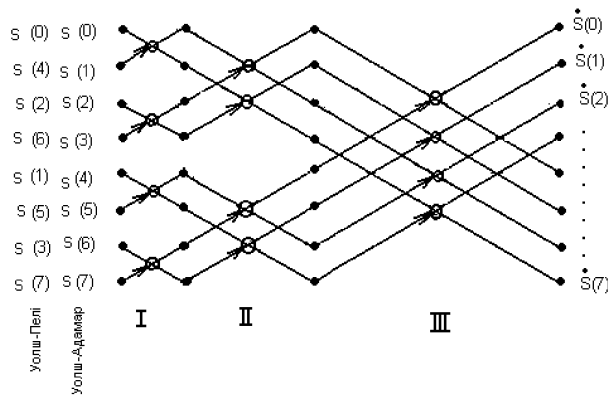


Рис.6.3. Дерево дискретного перетворення Фур'є в базисах функцій Уолша

Сигналом з обмеженим спектром називають такий сигнал, у якого спектральна щільність $\dot{S}(\omega)$ зосереджена в межах скінченного частотного інтервалу D , тобто $\dot{S}(\omega) \neq 0$ при $\omega \in D$, і $\dot{S}(\omega) = 0$ при $\omega \notin D$.

Отже, за означенням, спектри таких сигналів описуються фінітними функціями частоти ω . Прикладом сигналу з обмеженим спектром, який широко застосовують у теорії сигналів, є ідеальний низькочастотний сигнал. Його АЧС має вигляд (рис.7.1.):

$$S(\omega) = |\dot{S}(\omega)| = \begin{cases} S_0 & , -\omega_B \leq \omega \leq \omega_B , \\ 0 & , (-\infty < \omega < -\omega_B) \cup (\omega_B < \omega < \infty). \end{cases} \quad (7.1)$$

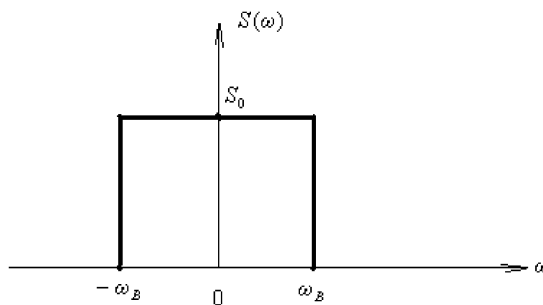


Рис.7.1. АЧС ідеального низькочастотного сигналу

У назві цього сигналу слово “ідеальний” обумовлене тим, що

для реальних низькочастотних сигналів амплітудний спектр, по-перше, не є рівномірним на скінченному відрізку частот, як це має місце на рис. 7.1 на інтервалі $[-\omega_B, \omega_B]$, по-друге, при $|\omega| \rightarrow \infty$ спектр асимптотично прямує до нуля, а не змінюється стрибком від значення S_0 до значення 0 (див рис. 7.1).

Нехай для ідеального низькочастотного сигналу фазочастотна характеристика $\Theta(\omega) \equiv 0$. Тоді, застосувавши обернене перетворення Фур'є до амплітудно-частотного спектру (7.1) ідеального низькочастотного сигналу, знаходимо:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_B} S_0 \cos \omega t d\omega = \frac{S_0 \omega_B}{\pi} \cdot \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t}, \quad -\infty < t < \infty, \quad (7.2)$$

Зображення ідеального низькочастотного сигналу (7.2) у часі наведено на рис.7.2.

Більш загального виду ідеальний низькочастотний сигнал можна отримати, якщо вважати, що його фазочастотний спектр $\Theta(\omega) = -\omega t_0$, $-\omega_B \leq \omega \leq \omega_B$. Тоді згідно з властивостями перетворення Фур'є і з урахуванням (7.2), дістанемо:

$$s_{t_0}(t) = \frac{S_0 \omega_B}{\pi} \sin \frac{\sin \omega_B (t - t_0)}{\omega_B (t - t_0)}, \quad -\infty < t < \infty, \quad (7.3)$$

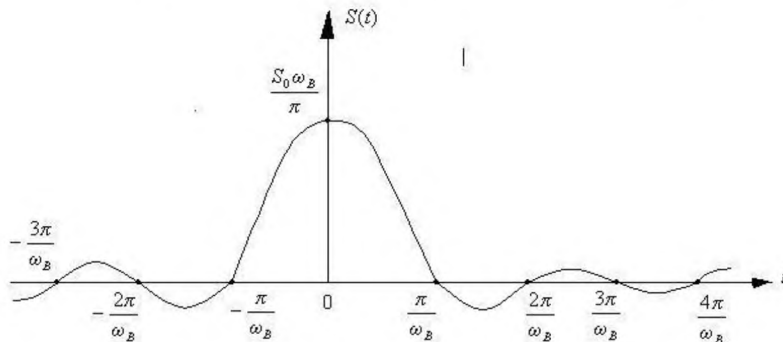


Рис.7.2. Зображення ідеального низькочастотного сигналу у часі

Знайдемо скалярний добуток ідеальних низькочастотних сигналів $s(t)$ і $s_{t_0}(t)$, який, згідно з рівністю Парсеваля, з точністю до постійного множника $\left(\frac{1}{2\pi}\right)$ дорівнює скалярному добутку їх спектральних щільностей, тобто

$$\begin{aligned} (s, s_{t_0}) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} S_0 \cdot S_0 e^{+i\omega t_0} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} (\cos\omega t_0 + i\sin\omega t_0) d\omega = \\ &= \frac{S_0^2}{\pi} \int_0^{\omega_B} \cos\omega t_0 d\omega = \frac{S_0^2}{\pi t_0} \sin\omega_B t_0 = \frac{S_0^2 \omega_B}{\pi} \cdot \frac{\sin\omega_B t_0}{\omega_B t_0}. \end{aligned} \quad (7.4)$$

Із отриманого результату можна зробити такий висновок. Якщо зсуву t_0 надати, наприклад, значення $t_0 = \frac{\pi}{\omega_B}$, то скалярний добуток (s, s_{t_0}) буде дорівнювати нулеві і значить сигнали будуть ортогональними. Зазначимо, що

теж саме буде відбуватися і при зсувах $t_0 = \frac{k\pi}{\omega_B}$, де $k = \pm 1, \pm 2, \dots$. Таким чином, отримуємо нескінченну послідовність взаємно ортогональних функцій :

$$s_k(t; \omega) = \frac{S_0 \omega_B}{\pi} \cdot \frac{\sin\omega \left(t - \frac{k\pi}{\omega_B} \right)}{\omega_B \left(t - \frac{k\pi}{\omega_B} \right)}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad -\infty < t < \infty, \quad (7.5)$$

Примітка: Функції (7.5) при різних значеннях індексу k мають один і той самий вигляд. Вони лише зсунуті у часі одна відносно одної, і тому їх енергії, а значить, і норми, однакові.

Ця послідовність утворює в просторі сигналів, спектри яких обмежені частотою ω_B , ортогональний базис. Цей базис називається базисом функцій Котельникова. Знайдемо норму функції $s_0(t; \omega_B)$ із послідовності (7.5). Для цього використаємо той факт, що в теорії сигналів квадрат норми сигналу дорівнює скалярному добутку сигналу з самим собою, тобто для сигналу $s_0(t; \omega_B)$ з урахуванням рівності Парсеваля маємо:

$$\|s_0\|^2 = (s_0, s_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} S_0 \cdot S_0 d\omega = \frac{S_0^2}{2\pi} 2\omega_B = \frac{S_0^2}{\pi} \omega_B.$$

Звідси норма будь-якого сигналу із (7.8) буде дорівнювати

$$\|s_k\| = \frac{S_0 \sqrt{\omega_B}}{\sqrt{\pi}}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7.6)$$

Таким чином, якщо розділити кожен з елементів послідовності (7.5) на норму (7.6), то отримуємо ортонормовану послідовність функцій:

$$\phi_k(t; \omega_B) = \sqrt{\frac{\omega_B}{\pi}} \cdot \frac{\sin \omega_B \left(t - \frac{k\pi}{\omega_B} \right)}{\omega_B \left(t - \frac{k\pi}{\omega_B} \right)}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (7.7)$$

яка дозволяє згідно з загальною теорією ортогональних розкладів елементів лінійного простору представити будь-яку функцію $s(t)$, спектр якої відмінний від нуля лише в смузі частот $-\omega_B \leq \omega \leq \omega_B$, де верхня частота $\omega_B < \infty$, **в узагальнений ряд Фур'є:**

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \phi_k(t; \omega_B) \quad (7.8)$$

Узагальнені коефіцієнти Фур'є C_k обчислюються як скалярний добуток сигналу $s(t)$ і відповідно k -ї ортонормованої функції Котельникова $\phi_k(t; \omega_B)$. Знову, застосовуючи рівність Парсеваля, для такого скалярного добутку можемо записати:

$$C_k = (s, \phi_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} \dot{S}(\omega) \sqrt{\frac{\pi}{\omega_B}} e^{i\omega \frac{k\pi}{\omega_B}} d\omega, \quad (7.9)$$

де $\dot{S}(\omega)$, $-\omega_B \leq \omega \leq \omega_B$ – спектральна щільність сигналу $s(t)$, а

$$\sqrt{\frac{\pi}{\omega_B}} \cdot e^{-i\omega \frac{k\pi}{\omega_B}}, \quad -\omega_B \leq \omega \leq \omega_B$$

– спектральна щільність k -ї ортонормованої функції Котельникова $\phi_k(t; \omega_B)$ (7.7).

Враховуючи те, що функції частоти $\dot{S}(\omega)$ і $\sqrt{\frac{\pi}{\omega_B}} \cdot e^{-i\omega \frac{k\pi}{\omega_B}}$ відмінні від нуля лише в межах частотного інтервалу $[-\omega_B, \omega_B]$, то межі інтегрування в правій частині (7.9) можна розширити до всієї числової вісі $(-\infty, \infty)$, тобто:

$$C_k = \sqrt{\frac{\pi}{\omega_B}} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{-i\omega \frac{k\pi}{\omega_B}} d\omega .$$

Інтеграл $\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{-i\omega \frac{k\pi}{\omega_B}} d\omega$ є оберненим перетворення Фур'є для сигналу $s(t)$, обчислений для моменту часу

$$t_k = \frac{k\pi}{\omega_B} = \frac{k\pi}{2\pi f_B} = \frac{k}{2f_B} , \quad (7.10)$$

тобто можемо записати

$$s\left(\frac{k\pi}{\omega_B}\right) = s(t_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{-i\omega \frac{k\pi}{\omega_B}} d\omega .$$

Отже,

$$C_k = \sqrt{\frac{\pi}{\omega_B}} \cdot s(t_k) , \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7.11)$$

Підставляючи (7.7) і (7.11) в праву частину (7.8), остаточно отримуємо:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(t_k) \frac{\sin \omega_B (t - \frac{k\pi}{\omega_B})}{\omega_B (t - \frac{k\pi}{\omega_B})} . \quad (7.12)$$

Співвідношення (7.12) носить назву ряду Котельникова для сигналів з обмеженим спектром. Із (7.12) видно, що сигнал $s(t)$ з обмеженим спектром може бути представлений у вигляді суми добутку відліків $s(t_k)$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ сигналу та відповідних ортонормованих функцій базису Котельникова $\phi_k(t; \omega_B)$ (7.7). При цьому, як видно із (7.10), відстань у часі між сусідніми

відліками (або інтервал дискретизації) $\Delta = \frac{1}{2f_B}$, де $f_B = \frac{\omega_B}{2\pi}$ – найвища частота в спектрі сигналу $s(t)$.

Викладене вище в літературі формулюють у вигляді теореми Котельникова (або теореми відліків): сигнал $s(t)$, $-\infty < t < \infty$ з обмеженим спектром, тобто сигнал, у якому відсутні гармонічні складові з частотами $f > f_B$, може бути повністю відновлений на основі співвідношення (7.15) за своїми дискретними відліками $s(t_k)$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, які беруться через рівні проміжки часу $\Delta \leq \frac{1}{2f_B}$.

2.2 Використання спектральної модуляції для підвищення ефективності надширококутних бездротових систем зв'язку

Механізм впливу на засоби ШРД можна охарактеризувати двома основними шляхами:

- вплив на апаратну частину пристроїв;
- вплив на прийомні тракти пристроїв.

Вплив на апаратну частину засобів ШРД, як правило, відбувається при впливі НКІ ЕМВ поля з напруженістю вище 70 В/м, при наявності вразливостей в екранування конструкції цих засобів. При таких рівнях можуть спостерігатися погіршення показників функціонування пристроїв аж до блокування роботи. Це пояснюється тим, що НКІ ЕМВ викликає кондуктивні завади в колах пристроїв, які можуть бути прийняті за неправдиві біти, команди. При високих рівнях напруженості впливаючого поля можливі незворотні зміни в пристроях за

рахунок ураження елементної бази (в основному напівпровідникові елементи). Було проведено багато експериментальних досліджень впливу НКІ ЕМВ на різні електронно-обчислювальні машини, засоби побудови локальних обчислювальних систем та інше.

Більш детально ми розглянемо вплив НКІ ЕМВ на прийомні тракти засобів ШРД. Очевидно, що для погіршення показників функціонування цих пристроїв може знадобитися низькі напруженості впливаючого поля, але при певних обставинах. Для визначення таких обставин нам необхідно проаналізувати механізм такого впливу. Як було відзначено в розділі 2.1 модульований сигнал змінює свій стан з певною символною швидкістю, при чому, це може відбуватися на декількох несучих частотах. При впливі НКІ ЕМВ за рахунок ширини спектра відбувається вплив на приймальний тракт на робочих частотах, вони можуть безперешкодно пройти минаючи загороджувальні фільтри, при цьому може статися так що деякі символи корисного сигналу можуть бути не прийняті через такі загороджувальні перешкоди, а деякі можуть спотворитися і придбати помилкове значення. Як правило сучасні телекомунікаційні засоби ШРД при втраті прийнятих пакетів інформації через відсутність частини символів, зважаючи на наявність ОС здатні повторно відправляти і обробляти пошкоджені пакети. В деяких системах передбачено зміну модуляції сигналу на більш перешкодостійкий, тобто з більш низькою символною швидкістю і застосуванням малопозиційної модуляції нижчого рівня.

Механізм впливу НКІ ЕМВ на BPSK сигнал виглядає наступним чином: імпульс НКІ ЕМВ породжує в приймальному модулі сигнал, який може заблокувати прийом корисного сигналу через порівняно високу амплітуду, або при більш низькому рівні, на несучій частоті може з імітувати для демодулятора зміну фази корисного сигналу. графічно це зображено на рис. 2.5.

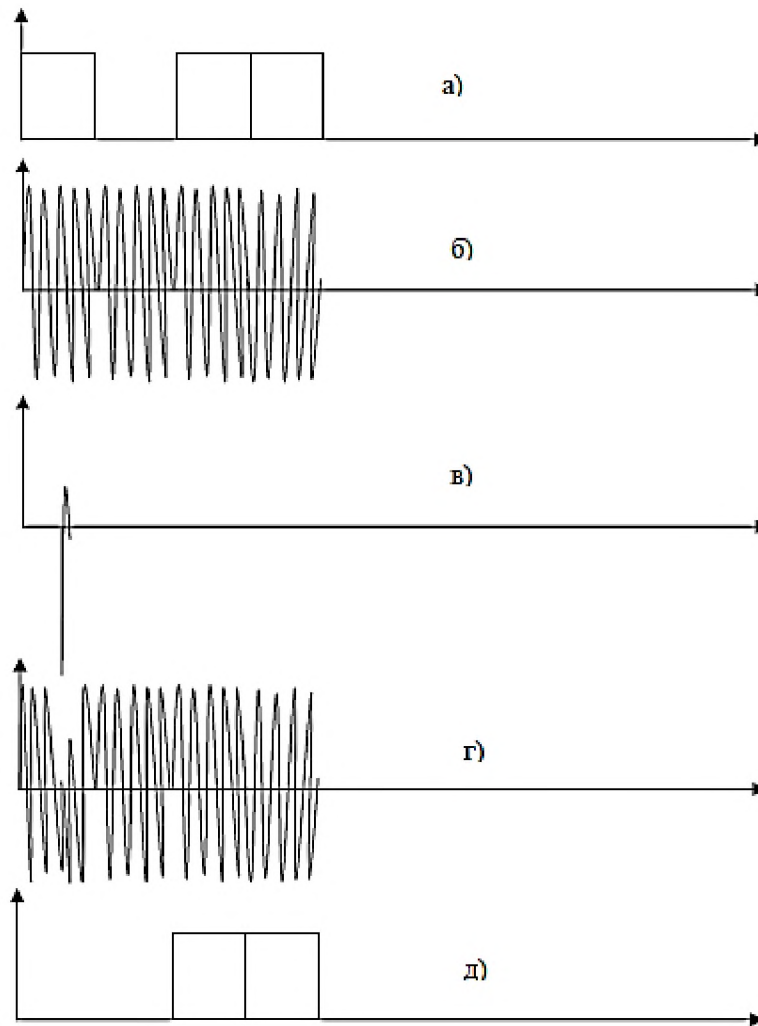


Рисунок 2.5 - Механізм впливу НКІ ЕМВ на засіб ШРД використовує BPSK модуляцію. а - імпульс НКІ ЕМВ, б корисний сигнал, в- модульований корисний сигнал, г – результуючий сигнал, д - сигнал на виході демодулятора.

Нескладно зробити висновок, що при сумірній частоті проходження імпульсів НКІ ЕМВ з символною швидкістю на несучій частоті таких помилково прийнятих фаз може бути більше. Інші модуляції типу PSK будуть менш стійкі до НКІ ЕМВ за рахунок більшої кількості станів модульованого сигналу і додаткового застосування амплітудної модуляції, як наприклад, в QAM-16

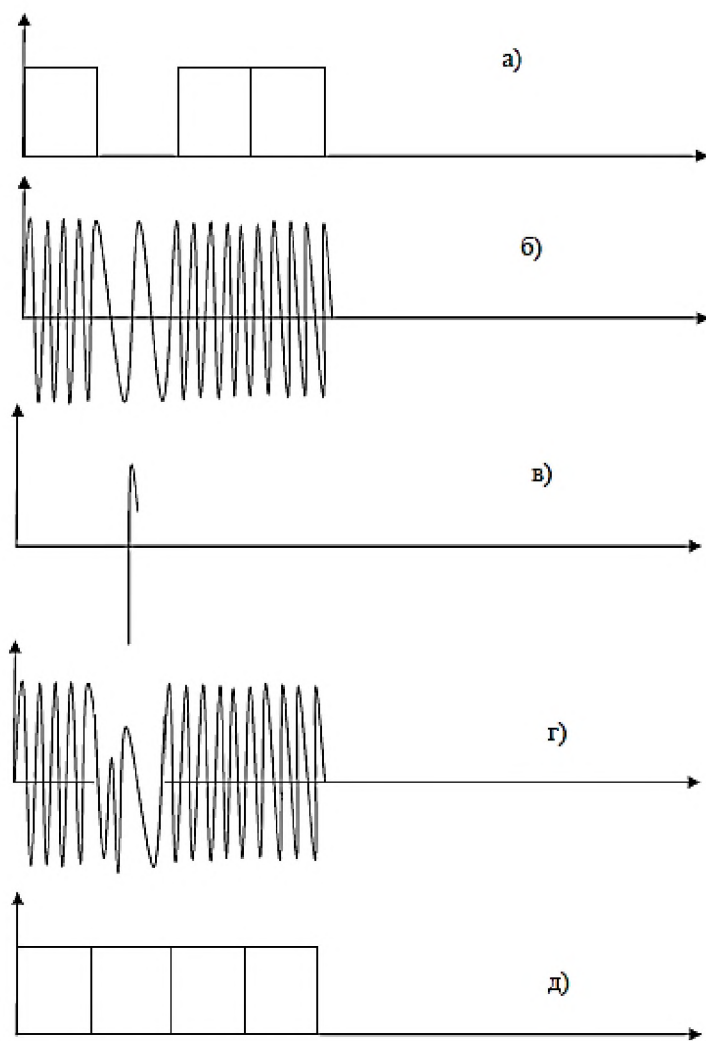


Рисунок 2.6 - Механізм впливу НКІ ЕМВ на засіб ШРД використовує GMSK модуляцію. а - імпульси НКІ ЕМВ, б - корисний сигнал, в - модульований корисний сигнал, г - результуючий сигнал, д - сигнал на виході демодулятора

Вплив НКІ ЕМВ на пристрої приймаючі сигнали модульовані FHSS, що використовує технологію FSK (frequency shift keying) частотне маніпулювання так само може заблокувати прийом деяких біт інформації під час проходження НКІ ЕМВ за рахунок блокування в приймальному тракті високою амплітудою, а при впливі декількох імпульсів порівняно низькою амплітудою протягом проходження одного біта (одного частотного імпульсу) може викликати

помилкову ідентифікацію, тим самим викликавши визначення помилкового сигналу в демодуляторі. На рис. 2.6 зображений механізм впливу кількох, імпульсів на засіб ШРД приймаючий сигнал з FSK модуляцією.

Визначено, що вплив НКІ ЕМВ за рахунок генеруємої в просторі широкої смуги частот може заблокувати прийомні тракти пристроїв при енергетичних характеристиках на робочих частотах перевищуючі порогові рівні прийому корисного сигналу, або при порівняно низьких рівнях викликати імітацію помилкових станів сигналу при демодуляції.

Широко застосовуються в сучасних радіорелейних лініях (РРЛ) зв'язку цифрові методи модуляції QAM-16, 32,64,128 мають слабку захищеність від інтерференційної перешкоди. QAM-16 при відношенні сигнал/інтерференційна перешкода 10dB повністю втрачає дію. Більш захищена QPSK, але вона вимагає значного додаткового збільшення необхідного відношення сигнал/шум (5-6 dB) для забезпечення тієї ж ймовірності, що і без впливу інтерференційної перешкоди. Зовсім інша справа при використанні шумоподібного широкосмугового сигналу (ШШС). Антиінтерференційний поріг систем зв'язку з ШШС приблизно дорівнює базі сигналів (виграшу при обробці), що значно перевищує анти інтерференційний поріг наведених вище сигналів (на 20 dB і більше). При широкосмуговій заваді потрібно значне перевищення її потужності над потужністю сигналу, щоб вона могла пригнічувати сигнал. ШШС забезпечують здатність при перевищенні потужності перешкоди в базу раз потужності сигналу. ШШС на базі розгортання спектра за допомогою прямої послідовності (DSSS) як правило використовуються з немодульованим пілот-сигналом. Це дозволяє системам з ШШС працювати в умовах великої нестабільності частоти, наприклад, із за ефекту Доплера. З наведених причин зв'язок з використанням ШШС є добре відомою технологією, застосовується у військових системах десятиліттями. В період конверсії вона почала

застосовуватися в комерційних системах. Цьому сприяло також виявлене знову відома властивість ШШС ефективно використовувати спектр частот в умовах його сильної завантаженості, при анархії і некерованості роботою абонентів, а також в умовах завмирань сигналу через багатопроменевості.

При широкопasmовій заваді потрібне значне перевищення її потужності над потужністю ШШС сигналу, щоб вона могла пригнічувати сигнал. Широкопasmові системи зв'язку забезпечують працездатність при перевищенні потужності перешкоди в B раз потужності сигналу, де B - база корисного сигналу рівна добутку ширини спектру на тривалість утворюючого його сигналу.

Беручи до уваги особливості видів модуляції, залежність завадостійкості від розміру бази корисного сигналу, можна констатувати, що для підвищення ефективності впливу НКІ ЕМВ, необхідно щоб база НКІ ЕМВ була порівнянна або більше бази корисного сигналу. Збільшення бази в даному випадку можливо за рахунок формування послідовності декількох НКІ ЕМВ із загальною тривалістю сумірною з тривалістю корисного сигналу. З іншого боку виходить що ми виконуємо умови, описані в п.п. 2.3 про перекриття тимчасових моментів проходження імпульсів НКІ ЕМВ і тимчасових моментів проходження символів на несучою (піднесеною) частотою, при цьому імпульси в пакеті будуть перекривати період проходження одного символу на модульованій частоті.

Форма надкоротких імпульсів описується моноциклом Гауса, тобто першої похідної від відомої кривої розподілу Гауса:

$$A(t)=A_0 = \frac{\sqrt{2}e}{\tau} \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad (2.5)$$

де τ - тривалість імпульсу, A_0 - його амплітуда. Ширина ΔF спектра потужності імпульсу обернено пропорційна тривалості імпульсу τ . Форма спектра потужності Рис. 2.6. такого імпульсу описується співвідношенням:

$$S(f) = A_0 \sqrt{2\pi e f \tau^2} \exp\left(-\frac{f^2 \tau^2}{2}\right) \quad (2,6)$$

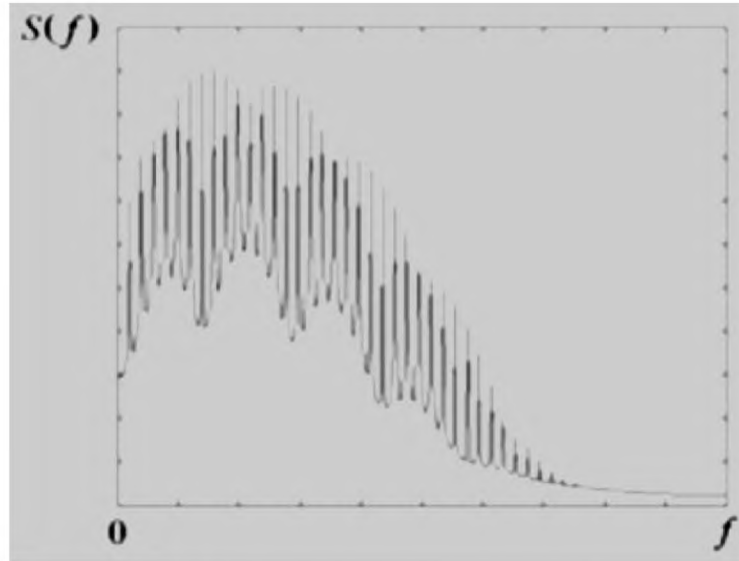


Рисунок 2.6 - Спектр надкороткого імпульса

База надкороткого імпульсу $B = \tau \Delta F \approx 1$. При використанні імпульсів тривалістю τ від 2,0 нс до 0,1 нс ширина смуги спектра потужності становить відповідно від 500 МГц до 10 ГГц. Спектр сигналу займає смугу частот від 0 до $\Delta F \approx 1 / \tau$.

Властивістю як одиночних надкоротких імпульсів, так і пачок таких імпульсів є те, що спектр цих сигналів починається практично від нульової частоти. Це ускладнює виконання умов спектральної маски для неліцензованого використання НШС сигналів. В літературі так само можна зустріти наступні характеристики імпульсу, що впливають на ступінь впливу - співвідношенням між характеристиками першого і другого напівперіодів $E1 / E2, T1 / T2$, де $E1, E2, T1, T2$ амплітуди і тривалості першого і другого півперіоду імпульсу

відповідно. З огляду на, що це вже амплітудні характеристики імпульсу, а в даній роботі ми оперуємо тільки тимчасовими характеристиками, вони розглядатися не будуть. Виходячи з вище викладеного можемо виділити наступні критеріальні параметри що впливають на ефективність впливу НКІ ЕМВ на засоби ШРД]:

- 1) період проходження імпульсів (пакетів імпульсів), T ;
- 2) кількість імпульсів в пакеті, N ;
- 3) інтервал між імпульсами в пакеті, Δt ;
- 4) тривалість надкороткого імпульсу τ .

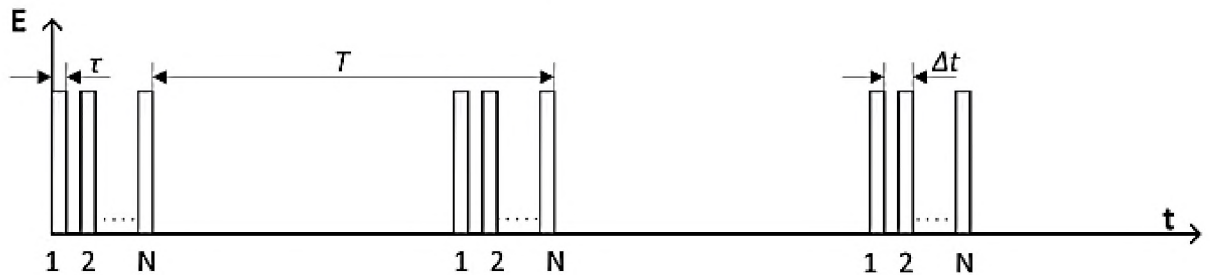


Рисунок 2.7 - Послідовність пакетів

На рис. 2.7 зображена послідовність пакетів, що складаються з N надкоротких електромагнітних імпульсів з періодом проходження пакетів T тривалістю надкороткого електромагнітного імпульсу τ , з затримкою між імпульсами в пакеті Δt .

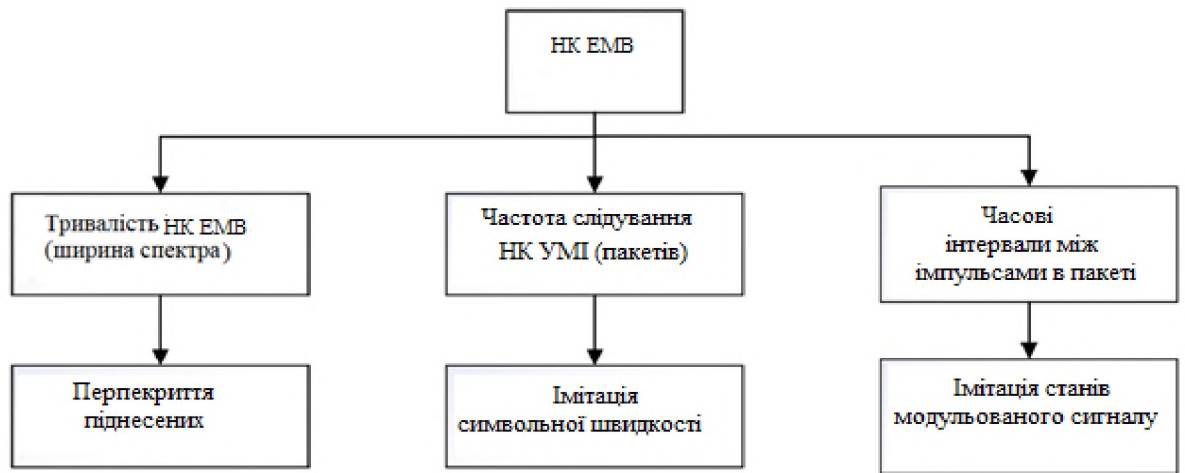


Рисунок 2.8 - Схема впливу послідовності впливу надкоротких електромагнітних імпульсів на прийом і демодуляцію піднесеної частоти

Схема впливу (рис. 2.8) послідовності надкоротких електромагнітних імпульсів на сигнали ширококутового радіозв'язку пояснює, що тривалість надкороткого електромагнітного імпульсу τ впливає на ширину спектра перешкоди, що призводить до перекриття несучих (піднесених) частот корисного сигналу, частота проходження пакетів надкоротких електромагнітних імпульсів $1/T$ імітує символну швидкість передачі інформації корисного сигналу $f_{\text{симв}}$ а тимчасові інтервали Δt між імпульсами в пакеті впливають на стан модульованого сигналу, точніше на стан несучої частоти в момент проходження символу (фаза, амплітуда ...), важливим параметром для подальшого аналізу тут буде число періодів несучої частоти на символ n_T .

Розрахунок ступеня впливу НКІ ЕМВ поля з FOM = 1500 В, частотою проходження імпульсів $f_{\text{нкі}}$ 1 МГц, відстань до об'єкта $r_{\text{нкі}} = 15$ м. Відстань між засобами зв'язку $r_{\text{нкі}} = 30$ м:

Таблиця 3.4

Дослідний засіб	Ступінь впливу		
	К		
	Вплив	Вплив	Вплив с

	$c f_{\text{HKI}}$	$c 2f_{\text{HKI}}$	$N_{\text{HKI}}=2, \Delta t \approx f_{\text{nes}}$
ШРД	0.032	0.065	0.17
DECT	0.98	1.836	$2.7 \cdot 10^3$
FM(F3E)	$1.35 \cdot 10^{-4}$	$2.7 \cdot 10^{-4}$	288

Розрахунок ступеня впливу НКІ ЕМВ поля з FOM = 1500В, частотою проходження імпульсів f_{HKI} 1 МГц, відстань до об'єкта $r_{\text{HKI}} = 30$ м. Відстань між засобами зв'язку $r_{\text{HKII}} = 30$ м:

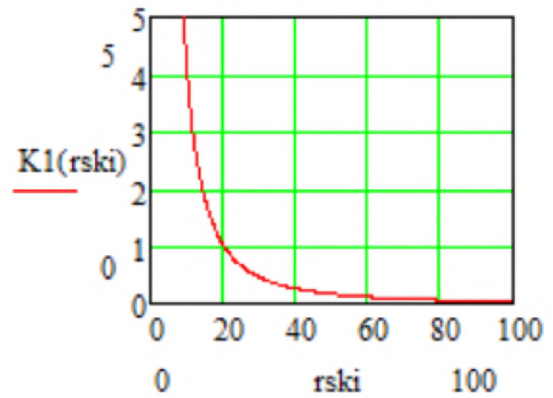
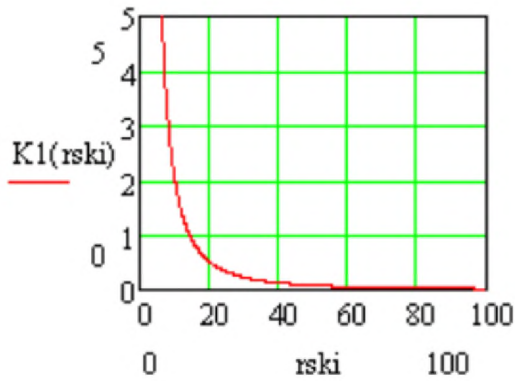
Таблиця 3.5

Дослідний засіб	Ступінь впливу		
	К		
	Вплив $c f_{\text{CKI}}$	Вплив $c 2f_{\text{CKI}}$	Вплив с $N_{\text{CKI}}=2, \Delta t \approx f_{\text{nes}}$
ШРД	0.008	0.016	0.42
DECT	0.23	0.46	$1.8 \cdot 10^3$
FM(F3E)	$3.375 \cdot 10^{-4}$	$6.75 \cdot 10^{-5}$	36

Проводячи порівняння з експериментальними дослідженнями робимо висновок про схожість характеру зміни розрахункової ступеня впливу і експериментальних результатів для всіх випадків. Для дослідження засобів ШРД, при впливі послідовністю імпульсів з $N_{\text{HKI}} = 2, \Delta t \approx 1/f_{\text{nes}}$ слід зазначити облік коефіцієнта В, як коефіцієнта що характеризує пропорційне перевищення потужності перешкоди над потужністю корисного сигналу при обмеженою потужності перешкоди в діапазоні спектра.

Приймаємо, як і вище FOM = 1500 В, частота слідування імпульсів 1 МГц і 2 МГц, відстань між засобами зв'язку $r_{\text{ICT}} = 30$ м. Розрахункова оцінка при впливі простий послідовністю з урахуванням перекриття спектральних частин:

- цифровий бездротовий телефон стандарту DECT Panasonic KXTG2512RU



а) б)

Рисунок 3.3 - Залежність ступеня впливу $K1$ з урахуванням перекриття спектральних частин від відстані r_{HKI} (м) джерела випромінювання НКІ ЕМВ на цифровий бездротовий телефон, а - 1 МГц, б - 2МГц.

- дводіпазонна (UNF + VHF) портативна радіостанція Kenwood ТК-UVF10 -на частоті 433МГц.

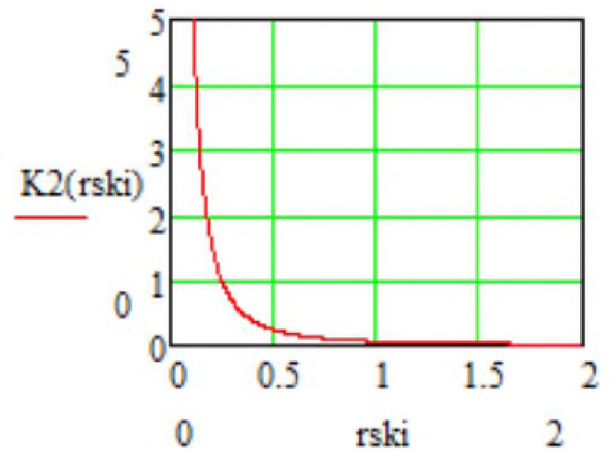
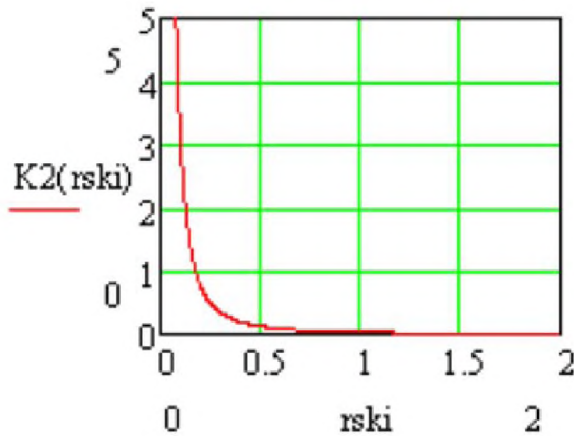


Рисунок 3.4 - Залежність ступеня впливу $K1$ з урахуванням перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на дводіпазонну портативну радіостанцію, а - 1 МГц, б - 2МГц.

- засіб ШРД Режим 36 Мбіт / с, 2,4 ГГц, спрямована антена.

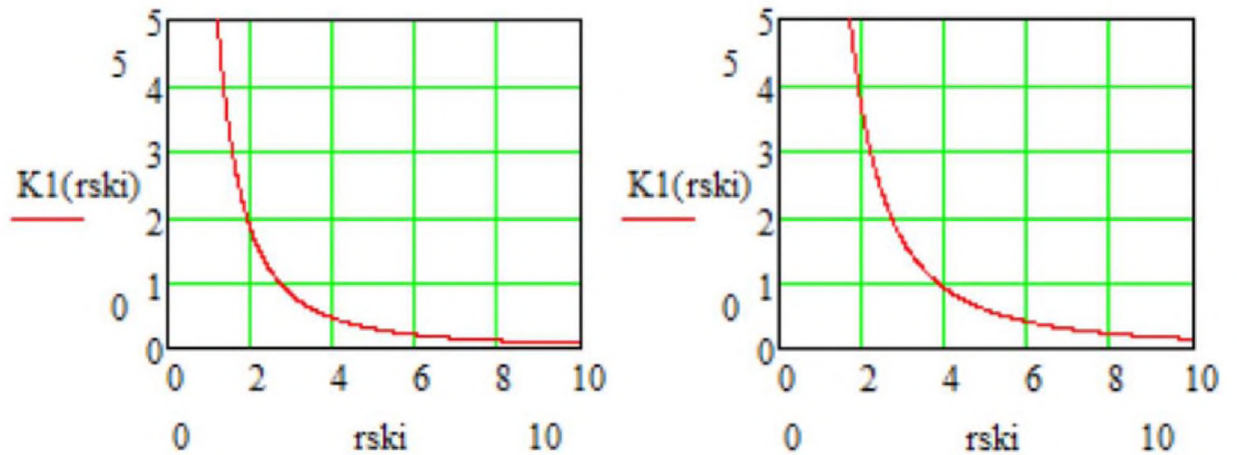


Рисунок 3.5 - Залежність ступеня впливу K_1 з урахуванням перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ СКІ ЕМІ на засіб ШРД, а - 1 МГц, б - 2 МГц

Розрахункова оцінка при впливі послідовністю пакетів $N_{ski} = 2$, $\Delta t \approx 1/f_{nes}$ без урахування перекриття спектральних частин:

- цифровий бездротовий телефон стандарту DECT Panasonic KX-TG2512RU

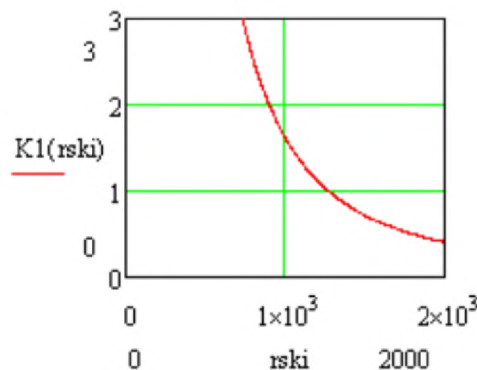


Рисунок 3.6 - Залежність ступеня впливу K_1 без урахування перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на цифровий бездротовий телефон

- дводіапазонна (UNF + VHF) портативна радіостанція Kenwood ТК-UVF10 -на частоті 433 МГц.

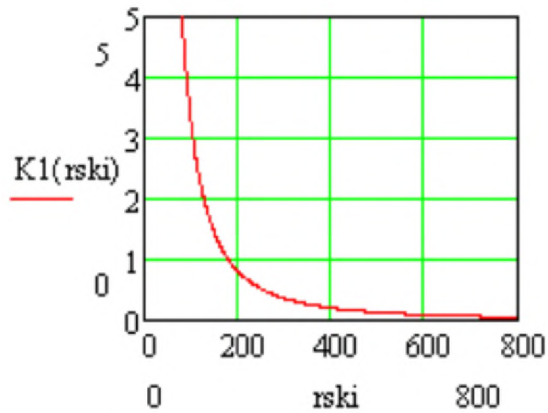


Рисунок 3.7 Залежність ступеня впливу K_1 без урахування перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на дводіапазонну портативна радіостанція

- засіб ШРД. Режим 54 Мбіт / с, QAM 64 2,4 ГГц, спрямована антена.

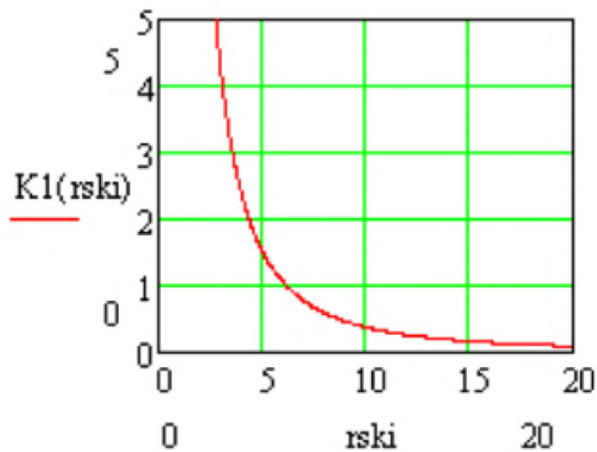


Рисунок 3.8 - Залежність ступеня впливу K_1 без урахування перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на засіб ШРД

Розрахункова оцінка дальності впливу КВ НКІ ЕМВ при максимальних рівнях потужності КВ НКІ ЕМВ r_{ski} - відстань від КВ СКІ ЕМІ до ШРД в метрах $r_{ict} = 30\text{м}$, $f_{ict} = 12.5\text{ МГц}$

Максимальна дальність при $FOM = 50\ 000$, $N = 2$, при впливі на ШРД, $\Delta t > 1 / f_{нес}$.

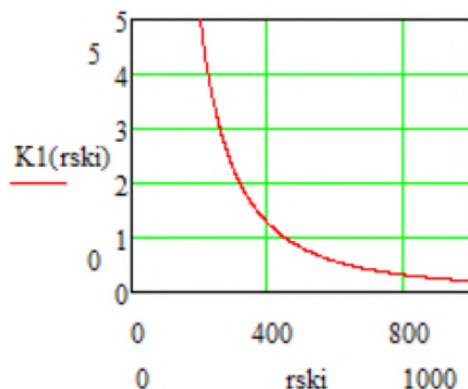


Рисунок 3.9 Залежність ступеня впливу $K1$ з урахуванням перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на засіб ШРД

Максимальна дальність при $FOM = 50\ 000$, $N = 2$, $\Delta t \approx 1 / f_{нес}$ при впливі на ШРД.

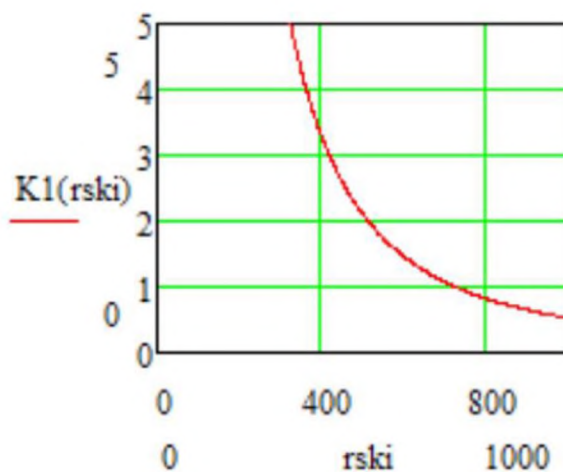


Рисунок 3.10 - Залежність ступеня впливу $K1$ без урахування перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на засіб ШРД

Оцінка при збільшенні відстані $r_{ict} = 1000$ м.

Максимальна дальність при $FOM = 50\ 000$, $N = 2$, при $\Delta t > 1 / f_{нес}$ при впливі на ШРД.

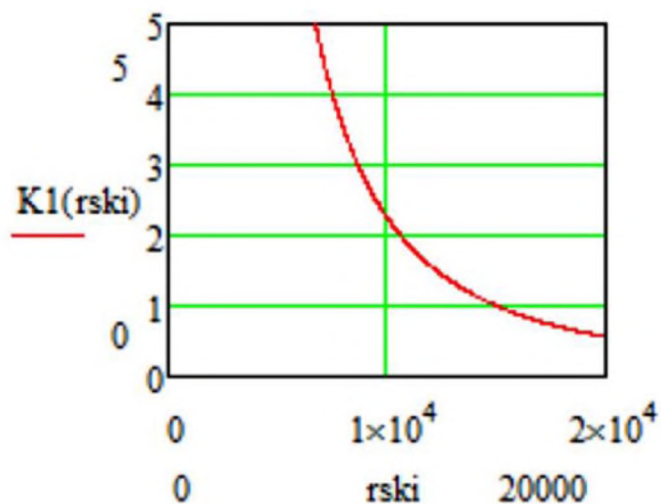


Рисунок 3.11 Залежність ступеня впливу $K1$ з урахуванням перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на засіб ШРД

Максимальна дальність при $FOM = 50\ 000$, $N = 2$, при $\Delta t \approx 1 / f_{нес}$ при впливі на ШРД.

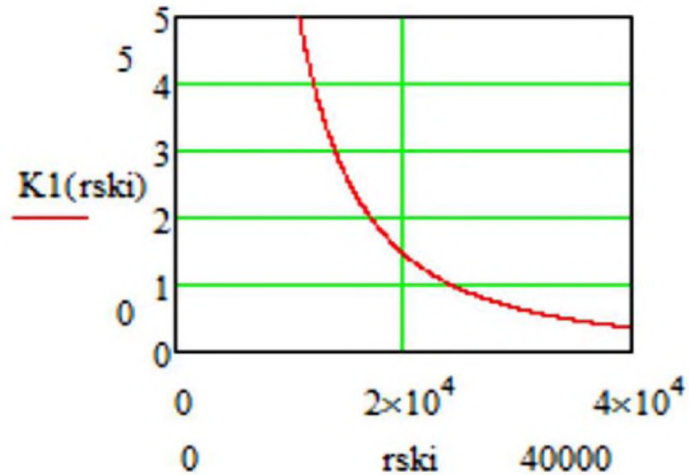


Рисунок 3.12 Залежність ступеня впливу $K1$ без урахування перекриття спектральних частин від відстані r_{ski} (м) джерела випромінювання КВ НКІ ЕМВ на засіб ШРД

Аналіз отриманих експериментальних і розрахункових результатів показує, що формування послідовності НКІ ЕМВ доцільно при ширині спектра корисного сигналу Δf_{ict} багато меншому спектра НКІ ЕМВ Δf_{nki} при цьому для найбільшого ефекту, інтервал Δt між імпульсами в пакеті повинен бути порівняємо з періодом $1/f_{нес}$ центральної несучої частоти. Дальність дії при формуванні таких пакетів збільшується пропорційно $\sqrt{(N_{nki} \Delta f_{nki} / \Delta f_{nki})}$ при збереженні частоти слідування f_{nki} і FOM, без урахування виграшу при обробці сигналу.

Слід зазначити умовний характер вищенаведених залежностей, який відображає лише зміни, діапазонів потенційного впливу від менш ефективного впливу, ділянкою спектра, до більш ефективного впливу, що наводяться струмами, при цьому не враховуються різного роду втрати в антенних пристроях, і не синусоїдальність форми імпульсів НКІ ЕМВ при генерації пакетів.

3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Розрахунок собівартості програмного продукту дипломного проекту

Для того, щоб розрахувати собівартість програмного продукту дипломного проекту, слід внести в розрахунки всі чинники, які можуть вплинути на собівартість проекту. Для розрахунку витрат на виконання програмного забезпечення проекту дипломного проекту, потрібно всі явні витрати внести в кошторис.

Таблиця 7.1 - Кошторис витрат на сировину та матеріали

Назва матеріалу	Кількість	Ціна, грн. за один	Сума грн
CD-диск	1	10	10
Всього сировини			10

Таблиця 7.2 - Кошторис використаного обладнання

Найменування обладнання	Ціна	Потужність	Час роботи	Строк експлуатації
Комп'ютер	6100 грн.	0,05 кВт	3 год	4 р

Таблиця 7.3 - Норми та розцінки для розрахунку накладних витрат та заробітної плати

№	Назва показника	Позначення	Значення
1	Час виконання виробу	$t_{\text{вир}}$	336 год
2	Розцінка на заробітну плату навиконання виробу	$T_{\text{вир}}$	20 грн./1 год
3	Норма площі на виконання робіт	$H_{\text{пл}}$	12 м ²
4	Норма витрат на чистоту	$H_{\text{чист}}$	0,05 грн/м ²
5	Норма витрат на опалення	$H_{\text{опал}}$	16,14 грн./м ²
6	Висота виробничого приміщення	h	3 м
7	Вартість 1 кВт електр.	$C_{\text{ел}}$	0,57 грн
8	Норма витрат енергії на освітлення 1м ² площі	$H_{\text{осв}}$	1 грн

Згідно даних кошторисів розрахуємо собівартість виробу:

$$Cб = A + V_{\text{мат}} + ЗП + НВ \quad (7.1)$$

де – А – амортизація основних фондів

$V_{\text{мат}}$ – витрати на сировину

ЗП – заробітна плата на виконання виробу

НВ – накладні витрати

1) Розраховуємо амортизацію на виконання виробу:

$$A = \frac{ПВ \times 100}{ПВ \times t} = \frac{600 \times 100}{600 \times 4} = \frac{600 \times 100}{600 \times 2} = 25 \text{ грн.} \quad (7.2)$$

де – ПВ – первісна вартість основного фонду

t – строк експлуатації

2) Розраховуємо заробітну плату на виконання виробу:

Заробітна плата на виконання виробу ґрунтується на погодинній системі оплати праці

$$ЗП = t \times T = 336 \times 20 = 6720 \text{ грн.} \quad (7.3)$$

де – t – кількість годин виконання виробу

T – розцінка на заробітну плату на виконання виробу

$$ЗП = 6720 \text{ грн.}$$

3) Витрати на сировину для виконання виробу є підсумком таблиці 7.1

$$V_{\text{мат}} = 10 \text{ грн.}$$

4) Розраховуємо накладні витрати:

$$НВ = V_{\text{чис}} + V_{\text{ел}} + V_{\text{оп}} \quad (7.4)$$

$$НВ = 201,60 + 2,38 + 31,22 = 235,20 \text{ грн.}$$

де – $V_{\text{чис}}$ – вартість на утримання виробничого місця в чистоті

$V_{\text{ел}}$ – вартість використаної електроенергії

$V_{\text{оп}}$ – вартість опалення

- розраховуємо витрати на утримання робочого місця в чистоті:

$$V_{\text{чис}} = H_{\text{чис}} * H_{\text{пр}} * t \quad (7.5)$$

$$V_{\text{чист}} = 0,05 \times 12 \times 336 = 201,60 \text{ грн.}$$

де – $V_{\text{чис}}$ – вартість утримання робочого місця в чистоті

$N_{\text{вчист}}$ – норма витрат на чистоту

$N_{\text{пр}}$ – норма площі приміщення для виконання роботи

$$V_{\text{чист}} = 201,60 \text{ грн.}$$

- розраховуємо витрати на опалення

$$V_{\text{опал}} = N_{\text{опал}} * V_{\text{пр}} * t \quad (7.6)$$

$$V_{\text{опал}} = 16,14 \times 36 \times 14 = 31,22 \text{ грн.}$$

де – $V_{\text{опал}}$ – витрати на опалення становить

$V_{\text{пр}}$ – об'єм приміщення

Об'єм приміщення знаходимо за формулою:

$$V_{\text{пр}} = N_{\text{пр}} * h \quad (7.7)$$

де – h – вистота виробничого приміщення

$$V_{\text{пр}} = 12 \times 3 = 36 \text{ м}^3$$

$$V_{\text{опал}} = 31,22 \text{ грн.}$$

- розраховуємо витрати на електроенергію

$$V_{\text{ел}} = C_{\text{ел}} * W_{\text{ел}} \quad (7.8)$$

$$V_{\text{ел}} = 0,57 \times 4,18 = 2,38 \text{ грн.}$$

де – $C_{\text{ел}}$ – вартість 1 кВт – електроенергії

$W_{\text{вл}}$ – витрати електроенергії

$$W_{\text{ел}} = W_{\text{осв}} + W_{\text{сил.е}} \quad (7.9)$$

$$W_{\text{ел}} = 4,03 + 0,15 = 4,18 \text{ кВт.}$$

де – $W_{\text{осв}}$ – витрати електроенергії на освітлення

$W_{\text{сил.е}}$ – витрати силової електроенергії

$$W_{\text{осв}} = N_{\text{осв}} * N_{\text{пл}} * t \quad (7.10)$$

$$W_{\text{осв}} = 1 \times 12 \times 336 = 4,03 \text{ кВт}$$

Так, як для виконання виробу використовувалися електроприлади, то розраховуємо кількість витраченої висолової електроенергії

$$W_{\text{сил.е}} = P_{\text{обл}} * t_{\text{маш}} \quad (7.11)$$

$$W_{\text{сил.е}} = 0,05 \times 3 = 0,15 \text{ кВт.}$$

де $P_{\text{обл}}$ – потужність машини

$t_{\text{маш}}$ – час роботи машини

$$W_{\text{сил.е}} = 0,3 \text{ кВт}$$

$$W_{\text{ел}} = 4,18 \text{ кВт}$$

$$B_{\text{ел}} = 2,38 \text{ грн.}$$

$$НВ = 235,20 \text{ грн.}$$

Отже знаходимо собівартість виробу:

$$Сб = 6990,20 \text{ грн.}$$

3.2 Розрахунок ціни програмного продукту дипломного проекту

При розрахунку ціни програми дипломного проекту обов'язково слід враховувати собівартість проекту та інші зовнішні чинники, які можуть вплинути на його ціну. При включенні всіх потрібних чинників у розрахунки, можна в точності вирахувати ціну дипломного проекту.

Складання ціни виробу

$$P = СБ + АВ + ВЗ + П \quad (7.12)$$

де: P – ціна послуги

$ВЗ$ – витрати на збут

$П$ – прибуток

$АВ$ – адміністративні витрати

Розрахунок витрат на збут

Витрати на збут - це додаткові витрати на заходи щоб реалізувати продукцію, а саме рекламно-інформаційні заходи, додаткові витрати на транспортування виробу до місця реалізації і знаходиться за формулою:

$$BЗ = \frac{B_{\text{мат}} \times H_{\text{зв}}}{100} = \frac{904 \times 2\%}{100} = 0,20 \text{ грн.}$$

де $H_{\text{зв}}$ – коефіцієнт витрат на збут становить 2%

$B_{\text{мат}}$ – витрати на сировину.

$$BЗ = 0,20 \text{ грн.}$$

Розрахунок адміністративних витрат

Адміністративні витрати - це витрати на забезпечення управління процесом виробництва, що йде за заробітну плату менеджера і різні управлінські заходи:

$$AB = \frac{З_{\text{осн}} \times H_{\text{ав}}}{100} \quad (7.13)$$

$$AB = \frac{6720 \times 10\%}{100} = 67,2$$

де $H_{\text{ав}}$ – коефіцієнт адміністративних витрат, складає 10 %

ЗП – витрати на заробітну плату

$$AB = 67,2 \text{ грн.}$$

Розрахунок прибутку

Прибуток - це сума коштів, що отримує фірма понад понесені витрати підприємства і визначається за формулою:

$$\Pi = \frac{6990,20 + 67,20 + 0,20}{100} \times 25\% = 1764,40 \quad (7.14)$$

де Π – розмір прибутку

% - середня відсоткова ставка прибутку в Україні становить 25%

$$\Pi = 1764,40 \text{ грн.}$$

$$P = 6990,20 + 67,2 + 0,20 + 1764,40 = 8822 \text{ грн.}$$

3.3 Розрахунок реалізаційної ціни виробу

Щоб розрахувати реалізаційну ціну виробу, обов'язково потрібно враховувати розмір податку, та всі зовнішні чинники, які можуть вплинути на ціну виробу. Також потрібно розраховувати реалізаційну ціну, що має включати податок на додану вартість, який наповнює бюджет країни:

$$P_{\text{реал}} = P + \text{ПДВ} \quad (7.15)$$

де $P_{\text{реал}}$ – реалізаційна ціна

ПДВ – розмір податку на додану вартість (в Україні становить 20%)

$$\text{ПДВ} = P \times 20\% = 8822 \times 20\% = 1764,40 \text{ грн.}$$

$$P_{\text{реал}} = 8822 + 1764,4 = 10586,4 \text{ грн.}$$

Отже, ціна проекту становить 10586,4 грн.

ВИСНОВКИ

Основним результатом роботи, є рішення задачі підвищення ефективності впливу НКІ ЕМВ на засоби ШРД шляхом розробки методу оцінки завадостійкості засобів широкосмугового радіодоступу до впливу НКІ ЕМВ на основі аналізу механізму впливу часових параметрів послідовності НКІ ЕМВ на стійке функціонування ШРД. В результаті вирішення поставлених задач отримані наступні результати, що визначають наукову і практичну значимість роботи:

1. В роботі проведено огляд сучасних телекомунікаційних систем з використанням широкосмугових бездротових технологій передачі даних показав їх поширеність в різних сферах. Відзначено схожість видів модуляції при побудові широкосмугових мереж радіодоступу різних масштабів, що говорить про те, що в разі електромагнітної атаки, механізми, що відбуваються в різних засобах ШРД, будуть схожими.

2. Порівняльний аналіз вразливостей різних систем радіозв'язку при впливі НКІ ЕМВ виявив високий рівень вразливості систем широкосмугового та надширокосмугових радіозв'язку такого впливу, ніж вузькосмугових систем зв'язку.

3. Порівняльний аналіз ТЗ впливу виявив відмінні риси впливу НКІ ЕМВ на засоби ШРД, як в якості силового (уразливого) впливу, так і в якості впливу, що перешкоджає.

4. Проведено огляд методів впливу РЕБ, який дозволив класифікувати НКІ ЕМВ як засіб постановки перешкод, які можна віднести, при впливі на широкосмугові засоби зв'язку до загороджувальних, маскуючих та імпульсних.

5. З проведеного аналізу випливає необхідність дослідження механізмів впливу НКІ ЕМВ на стійкість функціонування засобів ШРД, з виявленням

залежності зміни характеристик досліджуваних пристроїв від тимчасових параметрів проходження впливаючих імпульсів НКІ ЕМВ і розробки способу управління ступенем впливу їх впливу за рахунок зміни часових параметрів послідовності НКІ ЕМВ.

6. В другому розділі проведено аналіз різних типів модуляцій. Який виявив взаємозв'язок часових параметрів що впливають на послідовність, імпульсів НКІ ЕМВ на засоби ШРД і ступеня її впливу, так, високий ступінь впливу буде спостерігатися при максимальному перекритті кількості періодів на несучої частоті, що припадають на один передається символ корисного сигналу.

7. В ході роботи прийшли до висновків, що тривалість імпульсу НКІ ЕМВ впливає на ширину, а, отже, на спектральну щільність потужності імпульсу, частота проходження НКІ ЕМВ і тривалість між імпульсами НКІ ЕМВ в пакеті повинні враховуватися, як параметри для оцінки тимчасової адресності спрямованої НКІ ЕМВ енергії.

8. Отримали оцінку ступеня впливу по потужності з урахуванням, спектральних і тимчасових характеристик. Критерієм оцінки ступеня впливу взята динаміка зміни кількості втрачених пакетів засобів ШРД.

9. Розглянутий в роботі метод оцінки ступеня впливу НКІ ЕМВ на засоби ШРД, за оцінкою енергетичних і тимчасових характеристик НКІ ЕМВ і корисного сигналу в точці розташування засобів ШРД і оцінці поправочних коефіцієнтів враховують адресність спрямованої енергії з урахуванням швидкості проходження символів і несучої частоти корисного сигналу дозволяє зробити більш повну оцінку.

10. Визначено інший механізм впливу послідовності пакетів імпульсів НКІ ЕМВ при сумірній затримки між НКІ ЕМВ імпульсами в пакеті і періодом несучої частоти корисного сигналу. Аналіз оцінки ступеня впливу при таких параметрах, показав більш високі показники.

11. Проведені експерименти підтвердили характер залежності ступеня впливу НКІ ЕМВ на засоби радіозв'язку від відстані впливу, проілюстрований в розрахунках.

12. Експериментальні дослідження проводилися на порівняно малих відстанях при пропорційно малій напруженості поля НКІ ЕМВ, що дозволяє апроксимувати результати на великі відстані і рівні напруженості.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Абакумов В. Г. Электронные промышленные устройства: Учеб. пособие для вузов. – К.: Вища шк., 1998. – 376 с.
2. Банкет В. Л., Дорофеев В. М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 448 с.
3. Барковський В. В., Барковська Н. В., Лопатін О. К. Математика для економістів: Теорія ймовірностей та математична статистика. – К.: Нац. акад. управління, 1997. – 225 с.
4. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1998. – 448 с.
5. Большаков И. А., Репин В. Г. Вопросы нелинейной фильтрации // Автоматика и телемеханика. – 1961. – № 4. – С. 53–57.
6. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
7. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.
8. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.
9. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1969. – 576 с.
10. Витерби А. Д., Омура Д. К. Принципы цифровой связи и кодирования. – М.: Радио и связь, 1982. – 526 с.
11. Волочій Б.Ю. Передавання сигналів у інформаційних системах. Ч.1.: Нав. Посібник. – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2005. -196 с.
12. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования / Пер. с англ.; Под ред. Я. З. Цыпкина. – М.: Мир, 1963. – 453 с.

13. Диксон Р. К. Широкополосные системы / Пер. с англ.; Под ред. В. И. Жуковского. – М.: Связь, 1979. – 303 с.
14. Зайцев Г. Ф., Стеклов В. К., Брицкий О. И. Теория автоматического управления. – К.: Техніка, 2002. – 688 с.
16. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Связь, 1973. – 359 с.
17. Зюко А. Г., Коробов Ю. Ф. Теория передачи сигналов: Учеб. для вузов. – М.: Связь, 1972. – 282 с.
18. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов: Учеб. для вузов. – М.: Сов. радио, 1979. – 280 с.
19. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование и исправление ошибок в системах цифровой связи / Пер. с англ.; Под ред. Б. С. Цибакова. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.
20. Кловский Д. Д. Теория передачи сигналов. – М.: Связь, 1972. – 282 с.
21. Кловский Д. Д. Теория передачи сигналов в задачах. – М.: Связь, 1978. – 252 с.
22. Кловский Д. Д., Шилкин В. А. Теория электрической связи: Сб. задач и упражнений. – М.: Радио и связь, 1990. – 280 с.
23. Коновалов Г. Ф. Радиоавтоматика: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1990. – 335 с.
24. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – Л.: Госэнергоиздат, 1956. – 152 с.
25. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование. – М.: Энергия, 1969. – 286 с.

26. Назаров М. В., Кувшинов Б. И., Попов О. В. Теория передачи сигналов. – М.: Связь, 1970. – 368 с.
27. Панфілов І. П., Дирда В. Ю., Капацін А. В. Теорія електричного зв'язку. – К.: Техніка, 1998. – 322 с.
28. Первачев С. В. Радиоавтоматика. – М.: Радио и связь, 1982. – 403 с.
29. Передача дискретных сообщений: Учеб. для вузов / В. П. Шувалов, Н. В. Захарченко, В. О. Шварцман и др.; Под ред. В. П. Шувалова. – М.: Радио и связь, 1990. – 464 с.
30. Поляков П. Ф. Широкополосные аналоговые системы связи со сложными сигналами. – М.: Радио и связь, 1981. – 153 с.
31. Пугачев В. С. Статистические методы в технической кибернетике. – М.: Сов. радио, 1971. – 192 с.
32. Радиоавтоматика: Учеб. для вузов / Г. Ф. Зайцев, Г. Н. Арсеньев и др. – М.: ООО “ДВК”, 2004. – Т. 1. – 523 с.
33. Системы фазовой синхронизации / С. Н. Склярченко, В. К. Стеклов, Р. В. Уваров, В. М. Чмиль. – К.: Техніка, 1994. – 160 с.
34. Склярченко С. М., Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Поштовий зв'язок. – К.: Техніка, 2004. – 904 с.
35. Стратонович Р. Л. К теории оптимальной нелинейной фильтрации случайных функций // Теория вероятностей и ее применение. – 1959. – № 2. – С. 44–49.
36. Солодов А. В. Теория информации и ее применение к задачам автоматического управления и контроля. – М.: Наука, 1967. – 436 с.
37. Стилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / Пер. с англ. В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592 с.

38. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем / С. В. Первачев, А. А. Валуев, В. М. Чиликин. – М.: Сов. радио, 1973. – 488 с.
39. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Проекування телекомунікаційних мереж. – К.: Техніка, 2002. – 792 с.
40. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Теорія електричного зв'язку. . – К.: Техніка, 2006. – 552 с.
41. Теория передачи сигналов: Учеб. для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк. – М.: Связь, 1986. – 304 с.
42. Теория электрической связи: Учеб. для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров. – М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.
43. Тихонов В. И. Нелинейная фильтрация и квазиэлектронный характер фазовой автоподстройки частоты // Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. – 1965. – № 2. – С. 44–49.
44. Туркин А. И. Рекуррентный прием сложных сигналов (на основе метода вхождения и решения безостановочных экстремальных задач). – М.: Радио и связь, 1988. – 248 с.
45. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1970. – 727 с.
46. Філіпський Ю. К. Випадкові сигнали в радіотехніці. – К.: Вища шк., 1986. – 126 с.
47. Хлытчиев С. М., Тарасова Н. П., Лившиц В. М. Теоретические основы почтовой связи: Учеб. для вузов. – М.: Радио и связь, 1990. – 380 с.
48. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1967. – 448 с.

49. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / Пер. с англ.; Под ред. Н. А. Железнова. – М.: Мир, 1963. – 829 с.

ДОДАТОК А. ВІДОМІСТЬ МАТЕРІАЛІВ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	4	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	1	
4	A4	Вступ	5	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	3	
6	A4	Спеціальна частина	24	
7	A4	Економічний розділ	4	
8	A4	Висновки	3	
9	A4	Перелік посилань	5	
10	A4	Додаток А	1	

11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. ПЕРЕЛІК ДОКУМЕНТІВ НА ОПТИЧНОМУ НОСІЇ

1 Презентація Гололобова.ppt

2 Диплом Гололобова.doc

ДОДАТОК Г. ВІДГУК КЕРІВНИКА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

В І Д Г У К

**на дипломну роботу магістра студента групи 172м-19-1 Гололобової М.О.
на тему: «Підвищення ефективності надширокосмугових бездротових
систем зв'язку на основі спектральної модуляції»**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 98 сторінках.

Мета кваліфікаційної роботи є актуальною, оскільки вона спрямована на рішення задачі підвищення ефективності впливу на засоби бездротового широкосмугового радіодоступу на основі спектральної модуляції.

При виконанні роботи автор продемонстрував добрий рівень теоретичних знань і практичних навичок. На основі аналізу надширокосмугових бездротових систем зв'язку в ній сформульовано задачі, вирішенню яких присвячений спеціальний розділ. У ньому було розглянуто вплив надкоротких імпульсних електромагнітних випромінювань з малою напруженістю електричного поля на засоби широкосмугового радіодоступу;

До недоліків роботи слід віднести в недостатній мірі розглянутий зарубіжний досвід з досліджуваної теми.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам «Положення про систему виявлення та запобігання плагіату».

