ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
Кафедра Мобільних та відеоінформаційних технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: «Методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку»

на здобуття освітнього ступеня магістра
зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
освітньо-професійної програми Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення

Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

(підпис) Микола ГОРЯНІН
(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи АРДМ-61
Микола ГОРЯНІН

Керівник: Андрій ЛЕМЕШКО

Рецензент: О Варфоломеева

Київ – 2023

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Навчально-науковий інститут телекомунікацій

Кафедра	Мобільних та відеоінформаційних технологій
Ступінь вищої освіти	Магістр
Спеціальність	172 Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма	Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувачка кафедрою МВТ
_____ Наталія РУДЕНКО
« » _____ 2023 року

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Горяніну Миколі Артемовичу

1. Тема кваліфікаційної роботи: «Методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку»,
керівник кваліфікаційної роботи Андрій ЛЕМЕШКО, PhD,
затверджені наказом Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій від 19.10.2023 р. №145.

2. Строк подання кваліфікаційної роботи 25.12.2023 р.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи:
   1. Системи безпроводового зв'язку;
   2. Види модуляцій і кодування.
   3. Енергетична і частотна ефективність різних видів модуляцій.
   4. Науково-технічна література.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
   1. Системи безпроводового зв'язку.
   2. Дослідження впливу модуляцій та кодування сигналу на ефективність безпроводових систем.
   3. Вплив застосування канального кодування на підвищення ефективності безпроводових систем.

5. Перелік ілюстративного матеріалу: презентація.

6. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Підбір науково-технічної літератури	19.10.23	Викон.
2.	Системи безпроводового зв'язку	31.10.23	Викон.
3.	Дослідження впливу модуляцій та кодування сигналу на ефективність безпроводових систем	15.11.23	Викон.
4.	Вплив застосування канального кодування на підвищення ефективності безпроводових систем	29.11.23	Викон.
5.	Висновки, вступ, реферат	11.12.23	Викон.
6.	Розробка презентації	18.12.23	Викон.

Здобувач вищої освіти _____ Микола ГОРЯНІН
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

Керівник кваліфікаційної роботи _____ Андрій ЛЕМЕШКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

РЕФЕРАТ

Текстова частина кваліфікаційної роботи на здобуття освітнього ступеня магістра: 75 стор., 41 рис., 10 табл., 23 дж.

Мета роботи – проаналізувати методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку.

Об'єкт дослідження – процес функціонування безпроводових систем та мереж зв'язку.

Предмет дослідження – види модуляції та кодування в безпроводових систем та мереж зв'язку.

Короткий зміст роботи: В роботі приведено основні відомості про системи та мережі безпровідного зв'язку та виявлено тенденції їх сучасного розвитку. Сформульовано нові задачі підвищення їх ефективності як на етапі аналізу окремих функціональних вузлів так і синтезу системи та мережі в цілому за технічними вимогами. Проаналізовано різні види модуляцій та розроблено рекомендації з їх вибору в залежності від заданих технічних вимог до системи та з врахуванням необхідності підвищення ефективності систем. Розглянуто різні види канального кодування та показано ефективність його застосування особливо для систем з обмеженим відношенням сигнал/шум. На основі досліджень проведених в роботі представлено алгоритм підвищення ефективності безпроводових систем. В розробленому алгоритмі синтезу ефективних систем безпроводового зв'язку використовуються результати, отримані при дослідженні різних видів модуляції та кодування.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: МОДУЛЮВАННЯ, КОДУВАННЯ, ЕФЕКТИВНІСТЬ, БЕЗПРОВОДОВА МЕРЕЖА, СИСТЕМА, ЕНЕРГЕТИЧНА ЕФЕКТИВНОСТЬ, ЧАСТОТНА ЕФЕКТИВНІСТЬ, ШИРИНА СМУГИ ПРОПУСКАННЯ, MASK-МОДУЛЯЦІЯ, БЛОКОВЕ КОДУВАННЯ

ABSTRACT

Text part of the master's qualification work: 75 pages, 41 pictures, 10 table, 23 sources.

The purpose of the work - analyze the methods of building effective wireless communication systems.

Object of research – the process of functioning of wireless systems and communication networks.

Subject of research – types of modulation and coding in wireless systems and communication networks.

Summary of the work: The work provides basic information about wireless communication systems and networks and reveals trends in their modern development. New tasks for increasing their efficiency have been formulated both at the stage of analysis of individual functional units and synthesis of the system and network as a whole according to technical requirements. Different types of modulations were analyzed and recommendations were developed for their selection depending on the given technical requirements for the system and taking into account the need to increase the efficiency of the systems. Different types of channel coding are considered and the effectiveness of its application is shown, especially for systems with a limited Signal-to-Noise ratio. Based on the research carried out in the paper, an algorithm for increasing the efficiency of wireless systems is presented. The developed algorithm for the synthesis of effective wireless communication systems uses the results obtained during the study of various types of modulation and coding.

KEYWORDS: MODULATION, CODING, EFFICIENCY, WIRELESS NETWORK, SYSTEM, ENERGY EFFICIENCY, FREQUENCY EFFICIENCY, PASS BANDWIDTH, MASK MODULATION, BLOCK CODING

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Навчально-науковий інститут телекомунікацій

ПОДАННЯ
ГОЛОВІ ЕКЗАМЕНАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ
ЩОДО ЗАХИСТУ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
на здобуття освітнього ступеня магістра

Направляється здобувач Горянін М.А. до захисту кваліфікаційної роботи
(прізвище та ініціали)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
освітньо-професійної програми Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення

на тему: Методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку

Кваліфікаційна робота і рецензія додаються.

Директор ННІТ _____ Владислав КРАВЧЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

Висновок керівника кваліфікаційної роботи

Здобувач Горянін Микола Артемович показав гарну теоретичну та інженерну підготовку, уміння володіти технологіями нового покоління, вміло працювати з програмно-апаратними засобами мобільного зв'язку, довідковою і науково-технічною літературою. Працюючи над завданнями, які доручались керівником, проявив ініціативність, сумлінність та хист до інженерної роботи.

Все це дозволяє оцінити виконану кваліфікаційну роботу Горяніна Миколи Артемовича на оцінку «відмінно» та присвоїти йому кваліфікацію «Магістр з телекомунікацій та радіотехніки».

Керівник кваліфікаційної роботи _____ Андрій ЛЕМЕШКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

" " _____ 2023 року

Висновок кафедри про кваліфікаційну роботу

Кваліфікаційна робота розглянута. Здобувач Горянін М.А.
(прізвище та ініціали)

допускається до захисту даної роботи в Екзаменаційній комісії.

Завідувачка кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій _____ Наталія РУДЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

" " _____ 2023 року

ВІДГУК РЕЦЕНЗЕНТА

на кваліфікаційну магістерську роботу

здобувача вищої освіти Горяніна Миколи Артемовича

на тему: «Методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку»

Актуальність:

В сучасному суспільстві безпроводові системи зв'язку займають визначальну роль, причому постійно змінюються як вимоги споживачів, так і технології, які можуть забезпечити дані вимоги. Постійно відбувається переоцінка цінностей, ті потреби та технології, які ще вчора здавались вершиною можливого, сьогодні вже багатьох не задовольняють.

Тому магістерська робота студента, що присвячена дослідженню впливу модуляції та кодування на ефективність безпроводових систем та дослідженню методів удосконалення даних систем є актуальною і своєчасною.

Позитивні сторони:

Робота дозволяє досить повно оцінити загальну характеристику, сутність та структуру поставленої проблеми. Досліджено важливе питання впливу модуляцій та кодування сигналу на ефективність безпроводових систем. На основі досліджень розроблено алгоритм ефективності безпроводових систем.

Недоліки:

1. З роботи не зрозуміло, чи можливе застосування досліджених узагальнених характеристик системи для удосконалення існуючих безпроводових систем, чи лише при розробці нових.
2. В роботі не приведено програмний код розробленого алгоритму.

Висновок: кваліфікаційна робота заслуговує оцінку «відмінно», а здобувач Горянін Микола Артемович заслуговує присвоєння кваліфікації: «Магістр з телекомунікацій та радіотехніки».

Рецензент: К.Т.Н., доцент — *(науковий ступінь, вчене звання)*; _____ — *(підпис)*; О. Вафіадіміева — *(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ 9
ВСТУП 10
1 СИСТЕМИ БЕЗПРОВОДОВОГО ЗВ'ЯЗКУ 12
1.1 Історія створення та розвитку безпроводових телекомунікаційних систем 12
1.2 Основні вимоги до безпроводових систем та їх будова 15
1.3 Ефективність систем безпроводового зв'язку 19
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ МОДУЛЯЦІЙ ТА КОДУВАННЯ СИГНАЛУ НА ЕФЕКТИВНІСТЬ БЕЗПРОВОДОВИХ СИСТЕМ 28
2.1 Основні види модуляцій та їх характеристики 28
2.2 Енергетична ефективність модульованих сигналів 33
2.3 Частотна ефективність модульованих сигналів 47
3 ВПЛИВ ЗАСТОСУВАННЯ КАНАЛЬНОГО КОДУВАННЯ НА ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ БЕЗПРОВОДОВИХ СИСТЕМ 51
3.1 Блокове кодування та його види 51
3.2 Дослідження блокового кодування 55
3.3 Коди Хемінга, Голея та Ріда-Соломона 66
3.4 Інші види канального кодування 67
3.5 Застосування отриманих результатів для безпроводових мереж 70
ВИСНОВКИ 72
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 74
ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ 77

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

BER (Bit Error Rate) - ймовірність появи бітових помилок

BPSK (Binary Phase-Shift Keying) - двійкова фазова модуляція

CDMA (Code Division Multiple Access) - множинний доступ із кодовим розділенням каналів

DVB - T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) - цифрове телебачення

IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) - Інститут Інженерів з Електроніки та Електротехніки

ITU-T (International Telecommunication Union) - Міжнародний телекомунікаційний союз

LTE (Long Term Evolution) - еволюція в довгостроковій перспективі

MIMO (Multiple Input Multiple Output) - декілька входів та виходів

OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) - мультиплексування ортогонально розділених несучих

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) - квадратурна амплітудна модуляція

QPSK (Quantitude Phase Shift Keying) - квадратурна відносно фазова модуляція

TETRA (TErrestrial Trunked RAdio) - відкритий стандарт цифрового радіозв'язку

UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) - універсальна мобільна телекомунікаційна система

Wi-Fi (Wireless Fidelity) - безпровідна технологія з'єднання комп'ютерів в мережу

Wi-MAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) - глобальна сумісність для мікрохвильового доступу

ВСТУП

Синтез безпроводових телекомунікаційних систем є дуже актуальною та важливою задачею в сучасному світі. Це поєднання досліджень у галузі радіотехніки, програмного забезпечення, кібербезпеки та інших областей для створення інноваційних рішень, широкий розвиток мобільних та безпроводових технологій, постійне зростання обсягів передачі даних, високі вимоги до надійності і безпеки мережі, поєднання послуг у єдині мережі, а також розвиток Інтернету речей (IoT) і 5G мереж[1].

З кожним роком обсяги мобільного трафіку зростають експоненційно, що вимагає постійного удосконалення і розширення телекомунікаційних мереж. Синтез нових систем дозволяє відповідати зростаючим потребам користувачів і підтримувати високу якість обслуговування. 5G є новим етапом у розвитку безпроводових телекомунікацій і відкриває двері для широкого впровадження різноманітних інновацій, таких як розумні міста, автономні автомобілі, розширена реальність і багато інших. Синтез систем 5G забезпечує високу пропускну здатність, низьку затримку і підвищену надійність зв'язку. Підключення мільярдів різних пристроїв до мережі вимагає розробки спеціалізованих систем зв'язку, які були б в змозі забезпечити низьку споживану потужність, велику кількість одночасних підключень і високий ступінь масштабованості.

Постійно з'являються нові мобільні додатки та послуги, які вимагають підтримки відповідних комунікаційних систем, наприклад, мобільні додатки для охорони здоров'я, дистанційної освіти та інші. Розвиток технологій, таких як штучний інтелект, обробка великих даних, квантові обчислення, також впливає на розвиток безпроводових телекомунікаційних систем [1 - 3, 15].

Завдяки синтезу та оптимізації телекомунікаційних систем можна досягти більшої ефективності використання доступних ресурсів, таких як радіочастотний спектр та енергія. Забезпечення доступу до безпроводового зв'язку в усіх регіонах світу є важливою місією для підвищення доступності інтернету та комунікаційних послуг, особливо в віддалених та менше розвинутих областях [1, 12] .

Усі ці фактори роблять синтез безпроводових телекомунікаційних систем надзвичайно актуальним завданням. Він вимагає

З огляду на те, що сьогодні практично в усьому світі застосовуються найрізноманітніші безпроводові системи, створено міжнародні форуми, світові професійні організації, зокрема IEEE, який є важливим гравцем у розвитку технологій і впливає на багато аспектів сучасного життя, включаючи розвиток телекомунікаційних систем, мобільних технологій, комп'ютерів, енергетики, медичних технологій та інших сфер. З 2010 р. почав діяти запропонований форумом IEEE один з останніх та найбільш перспективних стандартів безпроводового зв'язку 4G LTE — мобільного протоколу передавання даних; проєкт 3GPP, стандарт з вдосконалення UMTS для задоволення майбутніх потреб у швидкості, який увібрав в себе практично всі вимоги до всіх сучасних технологій безпроводового зв'язку.

Виходячи з вищесказаного дослідження процесу побудови ефективних систем безпроводового зв'язку є актуальними.

Мета роботи – проаналізувати методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку.

Об'єкт дослідження – процес функціонування безпроводових систем та мереж зв'язку.

Предмет дослідження - види модуляції та кодування в безпроводових систем та мереж зв'язку.

Методи дослідження – теорії електрозв'язку, теоретичної радіотехніки, математичного та комп'ютерного імітаційного моделювання.

1 СИСТЕМИ БЕЗПРОВОДОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Історія створення та розвитку безпроводових телекомунікаційних систем

Історія створення і розвитку безпроводових телекомунікаційних систем бере свій початок від експериментального дослідження можливості розповсюдження електромагнітних хвиль у вільному просторі Г. Герца (1888 р.) та подальших результатів робіт О.С. Попова, Г. Марконі, Н. Тесла. Уже в 20-х роках минулого століття були створені системи радіомовлення. Передача даних на великі відстані була реалізована в радіорелейних системах зв'язку, широке впровадження яких почалося в 30-х роках минулого століття. Запуск 4 жовтня 1957 р. в СРСР першого штучного супутника Землі відкрив еру впровадження глобальних систем супутникового зв'язку. Розробка принципу побудови мереж у вигляді чарунок з чергуванням частот (Bell Lab., 1940 р.) дозволила створити доволі зручні для користувачів системи мобільного зв'язку. Створення ефективних методів модуляції та кодування сигналу, вперше впроваджених в станціях радіорелейного зв'язку, та досягнення в галузі технології мікромініатюризації електронних приладів послужили основою для розробки та впровадження сучасних безпроводових телекомунікаційних систем [1].

Особливого поширення набули персональні та регіональні безпроводові телекомунікаційні системи:

1. Bluetooth - технологія для передачі інформації на короткі відстані від 10 до 100 метрів – телефонні розмови, передача даних між комп'ютерами.

2. ZigBee - призначена для тривалої роботи від батарей при невеликих швидкостях - передачі даних в системах «Розумний дім», від медичного обладнання та приладів автоматизації побутової техніки.

3. DECT - технологія рівня 2G для створення радіотелефонних систем в офісах, на підприємствах та ін.

4. WiMAX - технологія рівня 3G для надання універсального безпроводового зв'язку на великих відстанях для широкого спектру пристроїв -

від робочих станцій і портативних комп'ютерів до мобільних телефонів.

5. Wi-Fi - торговельна марка Wi-Fi Alliance для локальних безпроводових мереж доступу до Інтернет в офісах, кафе, аеропортах та ін.

6. LTE - технологія рівня 3G, призначена для передачі мови і даних між стаціонарними і мобільними абонентами на великих відстанях, причому завдяки спеціально розробленій архітектурі SAE (System Architecture Evolution) сусідні базові станції можуть безпосередньо зв'язуватись між собою без участі центральної станції. Удосконалена технологія LTE Advenced створює основу для розвитку рівня 4G і забезпечую швидкість передачі інформації понад 500 Мбіт/с.

Безальтернативними за зручністю використання є стільникові системи мобільного зв'язку. Перша система мобільного зв'язку була створена з ініціативи адміністрацій зв'язку Данії, Фінляндії, Норвегії і Швеції за аналоговим стандартом NMT.

Зусиллями групи європейських країн GSM розроблений стандарт цифрового мобільного зв'язку GSM рівнів 2G, 2.5G, який сьогодні займає понад 60% світового ринку мобільного зв'язку.

Компанією Qualcomm розроблений унікальний стандарт мобільного зв'язку з кодовим розподілом каналів CDMA рівня 3G (принцип створення системи був запропонований в 30-х роках минулого століття Агеєвим Д.А., СРСР), який відрізняється підвищеними завадостійкістю та конфеденційністю передачі інформації та покращеною енергетикою.

В табл. 1.1. наведені основні технічні характеристики безпроводових телекомунікаційних систем.

Для використання у військових з'єднаннях набувають поширення безпроводові децентралізовані мережі MANET, в яких кожний спеціальний мобільний термінал може незалежно пересуватися в будь-яких напрямах, і, як наслідок, часто розривати і встановлювати з'єднання с сусідами.

В сучасних безпроводових мультисервісних телекомунікаційних мережах NGN широко використовуються технології IP, MPLS, Mesh Network та Softswiitsh-комутатори.

Таблиця 1.1.

Основні технічні характеристики безпроводових телекомунікаційних систем

№ з/п	Назва	Стандарт IEEE	Робоча частота	Методи модуляції, кодування	Швидкість передачі сигналу	Потужність передавача	Дальність
1	Bluetooth, 1998р.	802.15.1 802.15.3802.11	2,412-2,462 ГГц	FHSS,DSSS,8-MFSK	24 Мбіт/с	100мВт	100м
2	ZigBee, 2004р.	802.15.4	0,86; 9,02-9,28;2,4-2,483 ГГц	DSSS, BPSK, O-QPSK,Mesh	250 кбіт/с	100мВт	100м
3	DECT, 1992р.	DECT (ETSI)	1,88-1,9 ГГц	GMSK, , TDD	1152 кбіт/с (мова32кбіт/с)	100мВт (МТ)	5км, 30км/г
4	NMT-450i, 1981р	NMT-450	453-467,5 МГц	FDMA,FFSK,аналог.	1,9кбіт/с	50Вт(БС) 1 Вт (МТ)	40км
5	GSM-900, 1990р.	GSM900/1800 (ETSI)	890 — 960 МГц	FDMA,TDMA, GMSK,CELP, блокове та згорткове кодування,кодування мови PRE-LTD	9,6 кбіт/с, HSCSD-57,6кбіт/с, GPRS-171,26кбіт/с, EDGE-473,626кбіт/с HSDPA-7,2Мбіт/с	50Вт(БС) 2Вт (МТ)	35км, 250 км/г
6	GSM-1800, 1995р.		1710-1785МГц			20Вт(БС) 1Вт(МТ)	20км, 110 км/г
7	CDMAone (IS-95), 1990р.	CDMA 1990р.	824,040 - 893,970МГц	DSSS,QPSK(БС), O-QPSK(МТ), код Уолша, згорт.код. код Ріда-Соломо-на,код.мови QCELP	14,4 кбіт/с, 2к.х14,4= 28,8кбіт/с, 8к. х14,4 кбіт= 115,2 8кбіт/с.	10Вт(БС) 300мВт(МТ)	20км
8	CDMA 2000, 2000р.		824-894, 1920-2170 МГц	DSSS,QPSK, BPSK, кодУолша,згорт. код,турбокод	3,1 Мбіт/с		
9	W-CDMA, 2006 р.		1920-2170 МГц	DSSS,QPSK, BPSK, HPSK (OCQPSK), кодOVSF, згорт.код, код Голда,код Ріда-Соломона,турбокод,код.мовиQCELP	21Мбіт/с		
10	Wi-Fi, 1991 р.	802.11n	2,4 ГГц	OFDM, 64-QAM, DSSS	300 Мбіт/с	10мВт	100м
11		802.11ac	5 ГГц	OFDM, 256-QAM, DSSS	1Гбіт/с	10мВт	100м
12	WiMAX, 2001 р.	802. 16J,m	2-11; 10-60 ГГц	OFDM, OFDMA, BPSK,QPSK,16,64,128,256-QAM,DSSS	150 Мбіт/с	100мВт	60км, 350 км/г
13	LTE, 2008 р.	Release 7, 3GPP	700МГц, 900 МГц, 1800 МГц, 2.1 ГГц, 2,6 ГГц	OFDMA, SC-FDMA, QPSK, 16-QAM, 64-QAM,FDD-дуплекс, MIMO,згорт.код.	172 Мбіт/с;	25 Вт	100 км, 110 км/г
14	LTE Advanced, 2009 р.	Release 10	700 МГц, 900 МГц, 1800 МГц, 2.1 ГГц, 2,6 ГГц	OFDMA, SC-FDMA, QPSK, 16-QAM, 64-QAM,FDD-дуплекс, MIMO,згорткове кодування	500 Мбіт/с, 1Гбіт/с (стац. абоненети.)	35 Вт	100 км, 350 км/г

Очевидно, що кожного десятиліття, починаючи з 1980 р., у світі мобільної комунікації виникає та впроваджується нове покоління систем мобільного зв'язку.

Так, перші аналогові пристрої 1G дуже відрізняються від створених у 90-х масових цифрових систем мобільного зв'язку 2G із практично повсюдним покриттям. Актуальними сьогодні є покоління 3G та 4G. Сучасні системи 3G та 4G характеризуються високою якістю обслуговування QoS, бітовою швидкістю та мобільністю. Вже починається обговорення перспектив створення систем рівня 3G, конкретні характеристики ще не визначені (вважається , що на даному рівні будуть вирішені питання, які залишились після реалізації систем 4G, при швидкості передачі інформації більше 1 Гбіт/с) [1 - 3].

Стільникові структури у зазначених системах мобільної комунікації створюються у формі ієрархій від найменших стільників розміром до 10 м до надвеликих, які долають глобальні дистанції понад 1000 км.

Розподіл частот для стільникових структур підлягає просторовому мультиплексуванню (cell reuse pattern), яке пов'язане із обмеженим покриттям (coverage) та частотними ресурсами (frequency resources).

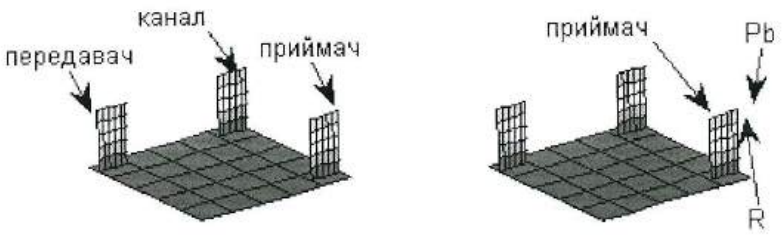
Стільникові структури у системах мобільної комунікації 3G та 4G створюються для поліпшеного покриття географічних територій при економному використанні частотного ресурсу. Відрізняють наступні типи стільників: Giga Cell (гігастільник), Macro Cell (макростільник), Micro Cell (мікростільник), Pico Cell (пікостільник) та Femto Cell (фемтостільник) у залежності від розміру дистанції (радіусу зони).

1.2 Основні вимоги до безпроводових систем та їх будова

Безпроводові системи використовують специфічний канал зв'язку. Саме поняття каналу зв'язку вживається в двоякому розумінні [16]: в більш широкому розумінні канал зв'язку враховує джерело повідомлень, передавальну частину навколишній простір, приймальну частину та отримувача інформації, а в більш вузькому розумінні – лише навколишній простір, як середовище поширення

електромагнічних хвиль. В даній роботі, в основному, поняття каналу зв'язку вживається в більш вузькому розумінні, а застосування більш широкого розуміння оговорюється окремо.

Розглянемо спочатку найбільш простий варіант системи безпроводового зв'язку, яка складається з передавача, приймача та навколишнього простору (каналу зв'язку), в якому поширюються електромагнітні хвилі (рис.1.1,а)



а) б)

Рис. 1.1. Безпроводова система зв'язку: (а) – найпростіша структура; (б) – основні вимоги

Основними вимогами до систем безпроводового зв'язку (рис.1.1,б) являється, в першу чергу, забезпечення інформаційного сигналу на виході приймача, параметри якого повинні знаходитись в заданих межах. До таких параметрів відносяться: швидкість передавання даних та ймовірність появи бітових помилок, причому повинні виконуватись наступні умови:

$$P_b \le P_{bном}, \qquad (1.1,а)$$

$$R \ge R_{ном}, \qquad (1.1,б)$$

де P_b, $P_{bном}$ - ймовірність появи бітових помилок (BER) та її номінальне значення, відповідно; R, $R_{ном.}$- швидкість передавання та її номінальне значення, відповідно.

Варто зауважити, що в більшості випадків значення P_b визначається через інтеграл похибок Гауса:

$$Q(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_X^{\infty} \exp(-\frac{u^2}{2}) du. \qquad (1.2)$$

Даний інтеграл не допускає інтегрування в явному виді, а лише чисельне інтегрування, що значно ускладнює аналіз систем безпроводового зв'язку.

Але для забезпечення заданих технічних вимог необхідно надати системі певні частотні та енергетичні ресурси:

$$B \leq B_{ном} \qquad (1.3,а)$$

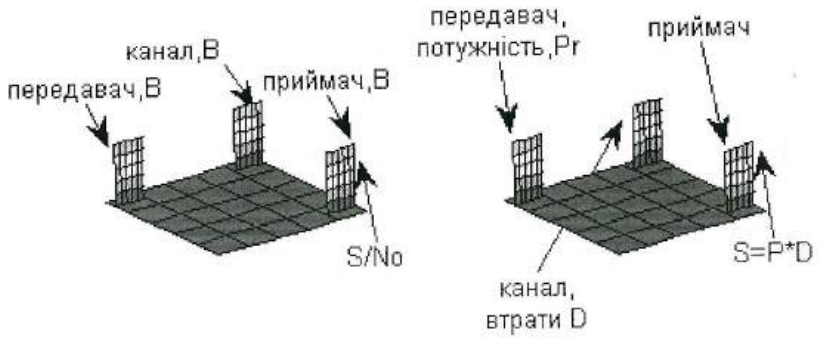
$$S/N_o \leq (S/N_o)_{ном} \qquad (1.3,б)$$

де B, $B_{ном}$ - необхідна та номінальна смуга частот, відповідно; S/N_o, $(S/N_o)_{ном}$ - необхідне відношення сигнал/шум в точці приймання та його номінальне значення, відповідно; S – потужність прийнятого сигналу; N_o – спектральна густина потужності шуму.

Виконання умови (1.2,а) забезпечується (рис.1.2,а) наявністю необхідної смуги частот в передавачі, каналі зв'язку та приймачі. В свою чергу, виконання умови (1.3,б) забезпечується (рис.1.2,б) наявністю необхідної потужності передавача з врахуванням втрат в каналі зв'язку та значення N_o в точці приймання

Варто зауважити, що в системі відношення сигнал/шум наявне реально у виді енергетичного ресурсу S/N_o в точці приймання. Але при аналізі цифрових систем більш зручно користуватись даними про відношення сигнал/шум у виді E_b/N_o. (E_b – енергія одного біту прийнятого сигналу). Однією з переваг використання відношення E_b/N_o являється те, що дане відношення (на відміну від відношення S/N_o) являється безрозмірним. Різні види представлення даних про відношення сигнал/шум в точці приймання зв'язані між собою наступним чином:

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{\left(\frac{S}{N_o}\right)}{R}, \qquad (1.4)$$



а) б)

Рис. 1.2. Ресурси системи безпроводового зв'язку: (а) – необхідні ресурси; (б) – формування ресурсів

З врахуванням залежності (1.4) необхідні вимоги (1.3,а,б) до ресурсів системи можна представити наступним чином:

$$B \le B_{ном}, \quad Гц \tag{1.5,а}$$

$$\frac{E_b}{N_o} \le \left(\frac{E_b}{N_o}\right). \tag{1.5,б}$$

Але недоліком представлення вимог до системи у виді (1.1, а, б), (1.3, а, б) являється те, що необхідно використовувати дві робочі області. Тому доцільно смугу частот та швидкість передавання використовувати у вигляді одного нормованого параметру (R/B), який до того ж являється безрозмірним.

Для різних видів цифрових модуляцій справедлива залежність:

$$\frac{R}{B} = m_2. \quad \text{- для бінарної модуляції} \tag{1.6,а}$$

$$\frac{R}{B} = km_2. \quad \text{- для М-рівневої модуляції} \tag{1.6,б}$$

де $M=2^k$, k- кількість бітів в одному символі М-рівневої модуляції, m_2 - коефіцієнт, який залежить від виду модуляції.

Для спрощення подальших викладок в даному розділі приймемо, що $m_2=1$ (в більшості випадків така залежність дійсно має місце, а в інших випадках

значення m_2 буде додатково оговорюватись та уточнюватись). В результаті дві робочі області можна замінити однією.

В безпроводовій системі інформаційний сигнал, який поступає на вхід із швидкістю зміни вхідної інформації R, повинен зазнати ряд перетворень. Такі перетворення здійснюються в окремих функціональних вузлах (рис.1.3).

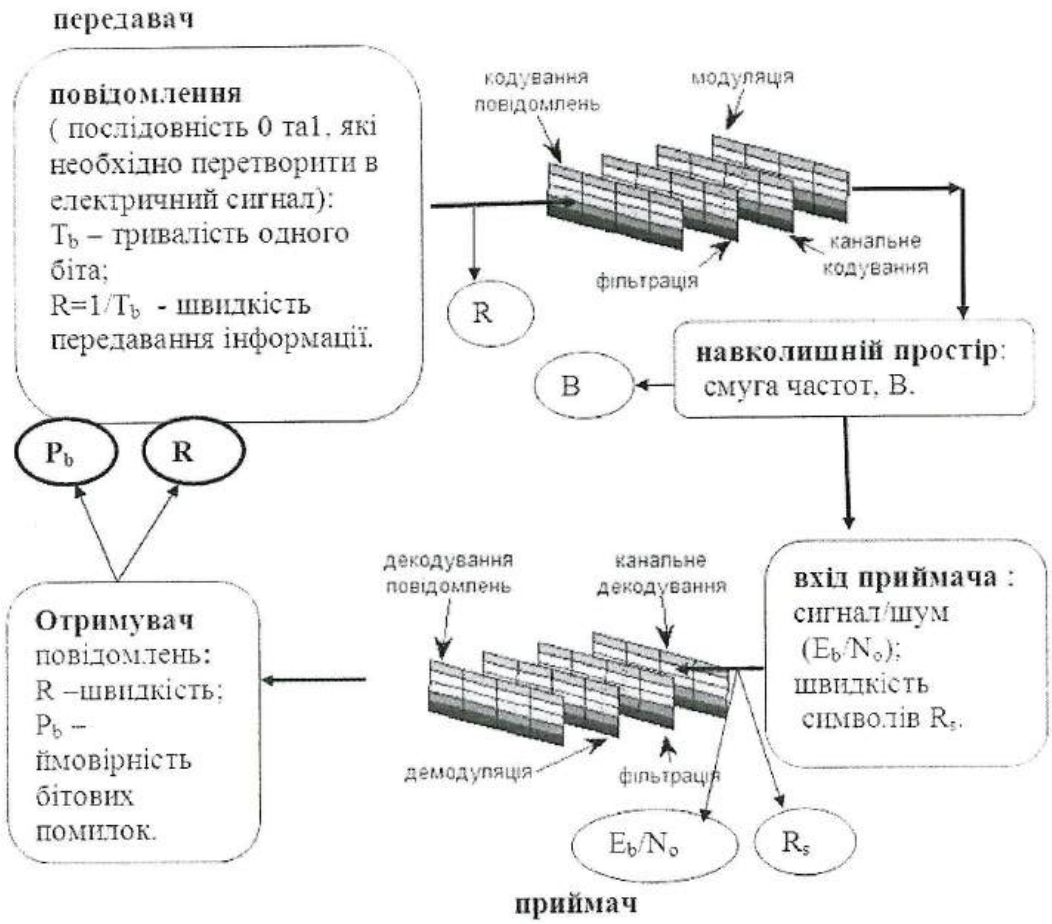


Рис. 1.3. Типова структурна схема системи безпроводового зв'язку та її основні показники

1.3 Ефективність систем безпроводового зв'язку

Проектування систем безпроводового зв'язку (рис.1.4), в першу чергу, здійснюється з метою забезпечення заданих технічних вимог. Але останнім часом також все більша увага приділяється підвищенню ефективності проектованих систем [7, 8, 11, 15, 19]. Справа в тому, що частотний та енергетичний ресурс каналу зв'язку стає все більш інтенсивним та наповненим



Рис. 1.4. Складові проектування систем

В загальному випадку ефективність довільної системи визначається кількістю та якістю створеної продукції. В безпроводових системах кількістю продукції можна вважати швидкість передавання інформації R, для забезпечення якої необхідна певна смуга частот B. Аналогічно, якістю можна вважати ймовірність появи бітових помилок P_b, для забезпечення якої в точці приймання необхідне певне відношення сигнал/шум E_b/N_o. Виходячи з викладеного ефективність системи визначається тим, наскільки результативно використовується частотний ресурс і потужність передавача та наскільки близька швидкість передавання до своєї теоретичної границі – пропускної здатності C, яка визначається згідно теореми Шенона-Хартлі. Часто використовуються [11] наступні показники ефективності системи, кожен з яких враховує швидкість передавання R:

- *частотна ефективність*, як степінь використання частотного ресурсу системи, тобто використовуваної смуги частот:

$$E_B = \frac{R}{B}. \qquad (1.7, а)$$

- *енергетична ефективність*, як степінь використання енергетичного ресурсу системи, тобто наявного відношення сигнал/шум:

$$E_{SN} = \frac{R}{\left(\frac{S}{N_0}\right)}. \qquad (1.7, б)$$

- інформаційна ефективність, як ступінь наближення швидкості передавання до пропускної здатності C:

$$E_C = \frac{R}{C}. \qquad (1.7, в)$$

Такими являються типові, загальноприйняті показники ефективності систем.

Критерій Найквіста на мінімальну смугу частот, яка необхідна для системи, з метою забезпечення швидкості передавання R:

$$B \geq \frac{R}{2}. \qquad (1.8)$$

Згідно залежності (1.8) можна визначити обмеження для частотної ефективності системи (1.7,а):

$$E_B = \frac{R}{B} \leq 2 \text{ симв./с/Гц} \qquad (1.9)$$

Як видно з залежності (1.9) максимальна частотна ефективність $(E_B)_{max}=2$. На практиці мінімальна ширина смуги частот, згідно критерію Найквіста, внаслідок неідеальної фільтрації збільшується на 10-40%, тобто реальна нормована швидкість передавання зменшується з ідеальних 2 симв./с/Гц до 1.8-1.4 симв./сек/Гц.

Причини обмежень, згідно критерію Найквіста, спричинені взаємозв'язком сигналу в частотній та часовій областях. При використанні цифрового сигналу виникають певні протиріччя: якщо задати обмежену тривалість сигналу T_s в

часовій області, то його спектр стає необмеженим в частотній області. Також навпаки, якщо сигнал обмежений смугою B_s в частотній області, то він стає необмеженим в часовій області. Справа в тому, що спектр цифрового сигналу з обмеженою тривалістю являється прямим перетворенням Фур'є (1.10,а) часової форми сигналу:

$$s(f) = \int_0^{T_s} s(t)\exp(-j2\pi ft)dt. \qquad (1.10,а)$$

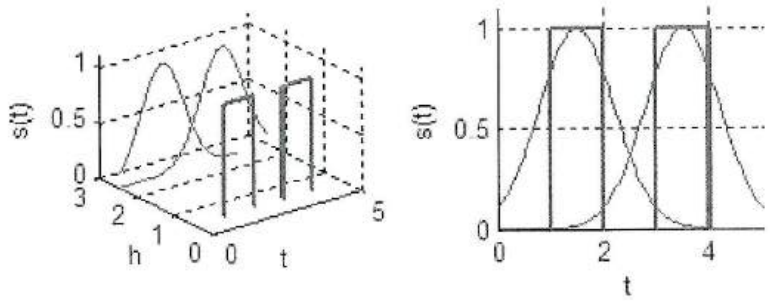
$$s(t) = \int_{-B}^{B} s(f)\exp(j2\pi ft)df. \qquad (1.10,б)$$

З іншої сторони часова форма сигналу (1.10, б) визначається через його спектральну характеристку, згідно оберненого перетворення Фур'є [23]. Протиріччя полягають в тому, що необхідно використовувати сигнали, які обмежені як за шириною спектру, так і за тривалістю.

Отже, обмеження спектру цифрового сигналу впливає не тільки на його енергетичні характеристики, що цілком очевидно, але також на інформацію, яка міститься в ньому. Наявний на вході частотно-селективного пристрою інформаційний сигнал, який представляє собою послідовність обмежених в часі імпульсів, на виході цього ж пристрою (внаслідок обмеження ширини його спектру) вже представляє собою послідовність необмежених в часі імпульсів, які можуть частково накладатись один на другого. Явище спотворення інформації при обмеженні спектру, яке полягає у взаємному впливі імпульсів цифрового сигналу, відоме як міжсимвольна інтерференція (ISI).

Розглянемо приклад міжсимвольної інтерференції при обмежені спектру сигналу зверху, тобто при проходженні сигналу через фільтр нижніх частот (ФНЧ). Нехай первинний цифровий сигнал (рис.1.5) представляє собою два імпульси, розділені коротким часовим інтервалом. Варто зауважити, що крім традиційного представлення сигналів на площині як функції однієї змінної, на рис.1.5 сигнали представлені також у вигляді більш загальної просторової

залежності, як функції двох змінних. Таке представлення дозволяє на основі однієї загальної просторової залежності надати інформацію про вхідні та вихідні сигнали та наглядно вказати на взаємозв'язок між ними. Проекції перерізів просторової залежності (рис.1.5, а) на площину дозволяють отримати як окреме представлення вхідних та вихідних імпульсів, так і їх суміщене представлення (рис.1.5, б), зручне для порівняльного аналізу. Тому, далі в даній роботі часто використовується замість представлення на площині часткових залежностей їх представлення у виді більш інформативної просторової залежності



а) б)

Рис. 1.5. Проходження цифрового сигналу через ФНЧ: (а)- просторові залежності; (б)- залежності на площині

В зв'язку з обмеженням спектру зверху, на виході ФНЧ будуть відсутні високочастотні складові спектру. Відповідно на виході пристрою неможливо отримати круті та різкі фронти, тобто кожен імпульс значно розширюється в часі (рис. 1.5). Тому цілком можливо, що в даному випадку детектор приймача прийме рішення про наявність переданої послідовності 111 замість фактично переданої послідовності 101. Здавалось би, необхідно значно розширювати верхню смугу частот ФНЧ, для мінімального спотворення фронтів та забезпечення можливості правильного рішення. Але значне розширення смуги частот приводить до різкого погіршення ефективності системи, тому такий шлях являється практично безперспективним. Критерій Найквіста якраз і вказує на можливість усунення

міжсимвольної інтерференції при мінімальному розширенні смуги частот.

Розглянемо детальніше цифрові сигнали з обмеженим спектром, які формуються на виході ФНЧ. При проходженні одиночного прямокутного імпульсу через вузькосмуговий фільтр з ідеальною прямокутною частотною характеристикою, сигнал на виході ФНЧ визначається інтегралом згортки сигналу та імпульсної характеристики ФНЧ [10]:

$$A(t) = \int_{-\infty}^{t} A_m(t-\tau)\frac{2\sin(2\pi W\tau)}{\tau}d\tau, \qquad (1.11)$$

де B– смуга пропускання ФНЧ; A_m – амплітуда імпульсу.

Якщо тривалість вхідного імпульсу досить мала (тривалість вхідного імпульсу $T_s<<1/B$), то результат інтегрування буде близький до результату дії δ-функції на ідеальний ФНЧ:

$$A(t) = \frac{2T_s\sin(2\pi Wt)}{t}. \qquad (1.12)$$

На рис. 1.6 приведені дані про проходження цифрового сигналу через ФНЧ, отримані на основі залежності (1.12). З приведених даних видно, що важливою являється умова:

$$B = \frac{1}{2T_s}. \qquad (1.13)$$

При виконанні умови (1.13) видно, що вихідний сигнал 1-го імпульсу рівний нулю посередині інших вхідних імпульсів, тобто не впливає на відчитані значення інших вхідних сигналів.

Якщо ж смуга частот менша значення (1.13), то вихідний сигнал 1-го імпульсу, має значний рівень посередині сусідніх імпульсів, що може привести до помилок при прийманні. Отже умова (1.13) вказує мінімальну смугу частот,

необхідну для усунення міжсимвольної інтерференції при передаванні сигналу з швидкістю R

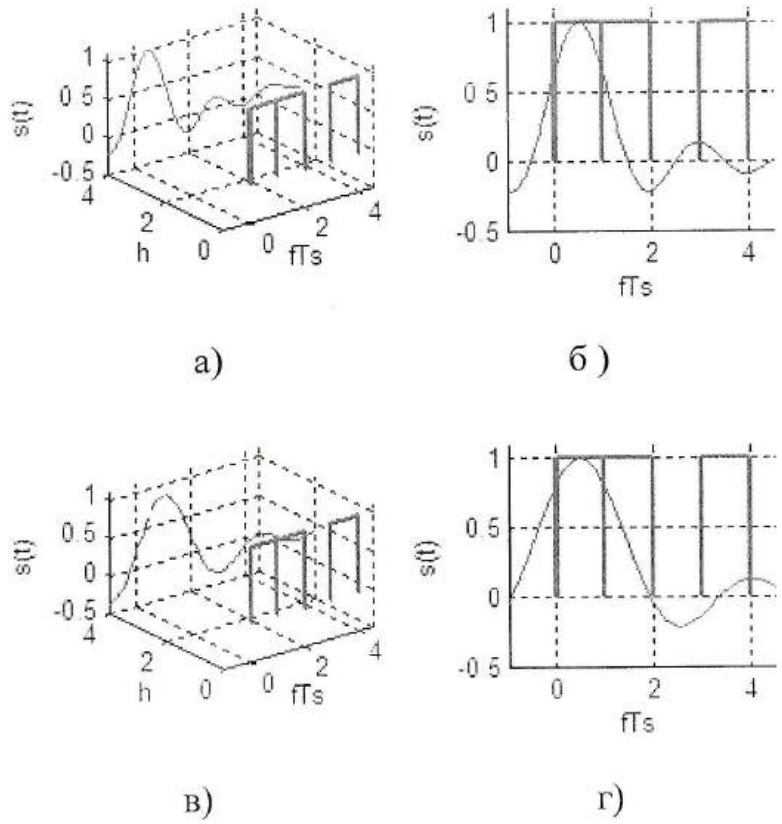


Рис. 1.6. Проходження цифрового сигналу через ФНЧ: (а, б) - вхідні сигнали та вихідний сигнал 1-го імпульсу при $B=1/2T_s$; (в, г) - вхідні сигнали та вихідний сигнал 1-го імпульсу при $B<1/2T_s$

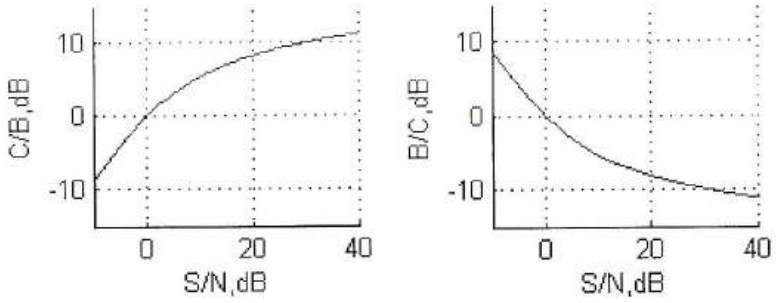
Теорема Шенона-Хартлі [4, 8] вказує на взаємозв'язок між відношенням сигнал/шум та іншими параметрами системи:

$$C = B\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right), \tag{1.14}$$

де $C=R_{max}$ – пропускна здатність системи, яка вказує максимальну швидкість передавання R_{max}; S/N - відношення сигнал/шум.

З залежності (1.14) видно, що пропускна здатність каналу зв'язку з

адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ) являється функцією середньої потужності прийнятого сигналу S, середньої потужності шуму N та ширини смуги пропускання B. На рис. 1.7 приведена нормована пропускна здатність каналу, отримана на основі залежності (1.14)



а) б)

Рис. 1.7. Залежність від відношення сигнал/шум: (а) - нормованої(C/B) пропускної здатності; (б) - нормованої (B/C) смуги пропускання

Теоретично (при використанні досить складної схеми кодування) інформацію можна передавати з довільною швидкістю R (R<C, де C – пропускна здатність системи), гарантуючи при цьому мале значення BER [4-6]. Залежність (1.14) вказує, що величини B, S, N встановлюють границю швидкості передавання інформації

Але для зручності врахування умови (1.14) при синтезі ефективних систем безпроводового зв'язку доцільно здійснити перехід $S/N \rightarrow E_b/N_o$. При цьому необхідно врахувати наступні залежності:

$$N=N_oB. \qquad (1.15,а)$$

$$S=\frac{E_b}{T_b}=E_bR=E_bC \quad - \text{ при } R=C. \qquad (1.15,б)$$

Підставивши в (1.14) значення (1.15,а,б) отримаємо:

$$\frac{C}{\hat{A}} = \log_2\left[1 + \left(\frac{E_b C}{N_0 B}\right)\right] \qquad (1.16,а)$$

$$\left(\frac{\hat{A}}{C}\right)\left[2^{\frac{C}{\hat{A}}} - 1\right] = \frac{E_b}{N_o}, \qquad \text{або} \qquad \frac{E_b}{N_o} = \frac{\gamma}{\left(2^{\gamma} - 1\right)}, \qquad (1.16,б)$$

де $\gamma = C/B$ - максимальне значення (1.7, а) при R=C

На рис.1.8 приведено залежності, отримані на основі співвідношення (1.16,б). З приведених графіків видно, що існує нижня границя значення E_b/N_o, при якій неможливе безпомилкове передавання інформації. Як відомо [23] дана границя становить мінус 1.6 дБ

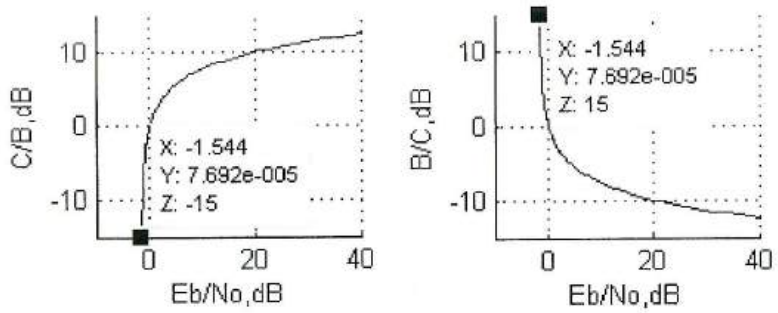


Рис. 1.8. Залежність нормованої пропускної здатності (C/B) та нормованої смуги пропускання (B/C) каналу від відношення E_b/N_o

Таке найменше значення відношення E_b/N_o, нижче якого передавання інформації без помилок неможливе, становить границю Шенона.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ МОДУЛЯЦІЙ ТА КОДУВАННЯ СИГНАЛУ НА ЕФЕКТИВНІСТЬ БЕЗПРОВОДОВИХ СИСТЕМ

2.1 Основні види модуляцій та їх характеристики

Одними з найбільш фундаментальних питань побудови систем безпроводового зв'язку являються питання, які стосуються модуляції (modulation) [18, 19]. Модуляція, в тому числі цифрова модуляція (маніпуляція) використовується в системах, з каналом зв'язку (рис. 2.1) діапазон частот якого $f_{c\ min} \div f_{c\ max}$, знаходиться за межами смуги частот інформаційного сигналу $f_{imin} \div f_{imax}$

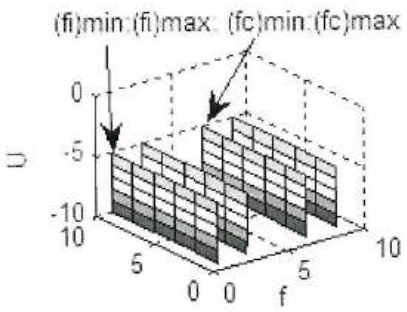


Рис. 2.1. Діапазони частот інформаційного сигналу та несучого коливання

Саме такими являються безпроводові канали зв'язку. Тому модуляція/демодуляція займає особливе місце серед багатьох функціональних вузлів безпроводових систем та мереж. Якщо деякі методи, зокрема, канальне кодування можуть використовуватись лише при певній необхідності, то застосування модуляції являється обов'язковою компонентою безпроводових систем.

Але вплив модуляції на систему полягає не лише в перенесенні спектру інформаційного сигналу у виділений діапазон для каналу зв'язку, а являється багато ширшим. В іншому випадку всі системи могли б використовувати один вид модуляції і проблема підвищення ефективності системи шляхом вибору виду модуляції та режимів її функціонування відпала би сама собою. Реально ситуація являється зовсім протилежною, тому використовується багато видів цифрової

модуляції. Більше того, вплив процесів модуляції/демодуляції на характеристики систем безпроводового зв'язку в цілому являться визначальним [12, 17].

Характеристики процесів модуляції/демодуляції формуються, як на передавальній так і приймальній стороні. Якщо спектральний склад модульованого сигналу, в основному, визначається вибраним на передавальній стороні видом модуляції, то значення BER залежить як від вибраного виду модуляції, так і від методів (когерентне, некогерентне приймання і т.д.) побудови демодулятора в приймальному пристрої [1, 14].

В розділі 1 вказано, що однією з проблем синтезу ефективних систем являється можливість багатоваріантної реалізації. На рис. 2.2. приведені дані про основні види модуляцій, які підтверджують дану тезу

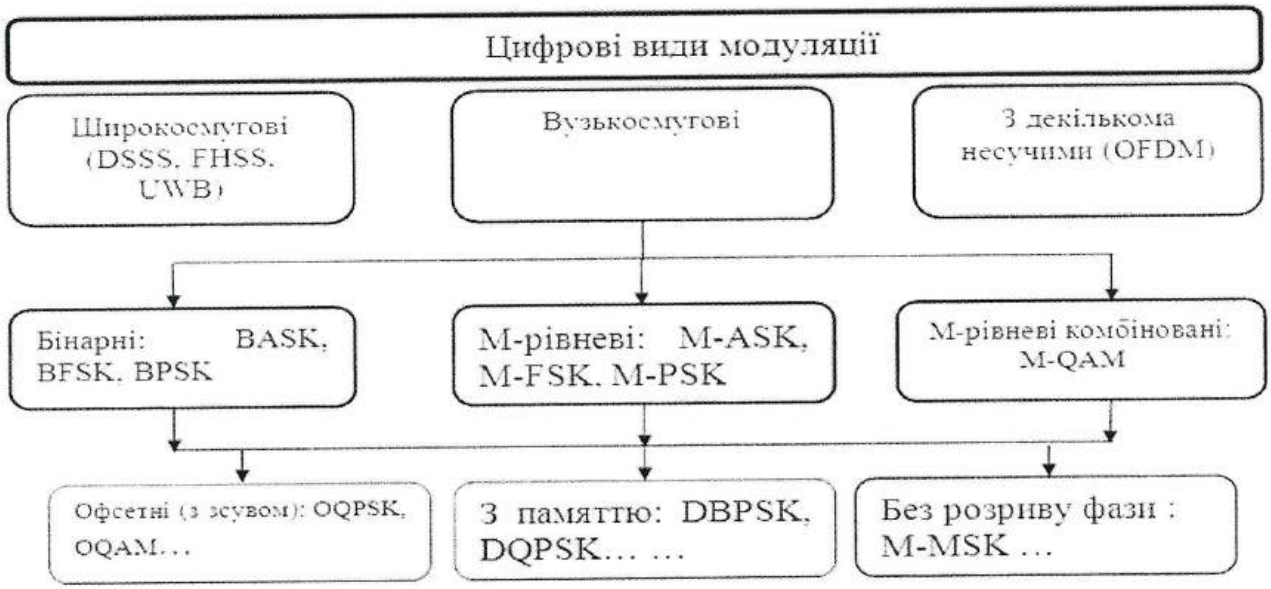


Рис. 2.2. Основні види цифрової модуляції

В даному розділі розглядаються лише вузькосмугові види модуляцій, які також містять багато різних варіантів.

В таблиці 2.1 приведені основні результуючі залежності для різних видів модуляції, які будуть детально розглянуті в даному розділі

Таблиця 2.1.

Основні співвідношення для бінарних та М-рівневих модуляцій

№ п/п	Модуляція / Параметр	BPSK BASK	BFSK	MPSK	MASK	MFSK
1	Кількість бітів в символі, k_s	1	1	$k=\log_2 M$	$k=\log_2 M$	$k=\log_2 M$
3	Кількість каналів, N_s	1	1	1	1	M
4	Загальна ширина смуги частот, B_s	B	2B	M*B	M*B	M*B
5	Швидкість передавання інформації, R_s	R_b	R_b	$k R_b$	$k R_b$	$k R_b$
6	Відношення $Es=\frac{R_s}{B_s}$	$\frac{R_b}{B}$	$\frac{1}{2}*\left(\frac{R_b}{B}\right)$	$k*\left(\frac{R_b}{B}\right)$	$k*\left(\frac{R_b}{B}\right)$	$\frac{k}{M}*\frac{R_b}{B}$
7	Відношення* $(E_s)_{I=}$ $\frac{R_s}{B_s}$ при $\frac{R_b}{B}=1$.	1	$\frac{1}{2}$	k	k	$\frac{k}{M}$

**Примітка.* Згідно залежності (2.2) в більшості випадків можна вважати, що $R_b/B=1$

В процесі здійснення модуляції наявні (рис.2.3) дві складові (інформаційний сигнал та несуче коливання) на базі яких формується модульований сигнал.

Розглянемо детальніше складові, які формують модульований сигнал:

1. Інформаційний сигнал. В результаті кодування вхідної інформації формуються електричні імпульси прямокутної, трикутної форм, у вигляді відрізків гармонічного коливання і т.д. Отже інформаційний сигнал представляє собою послідовність імпульсів, які відображають послідовність бітів (нулів та

одиниць), причому тривалість кожного становить T_b. В результаті наявний потік інформаційного сигналу з швидкістю $R_b=1/T_b$, який може в подальшому використовуватись в якості модулюючого сигналу

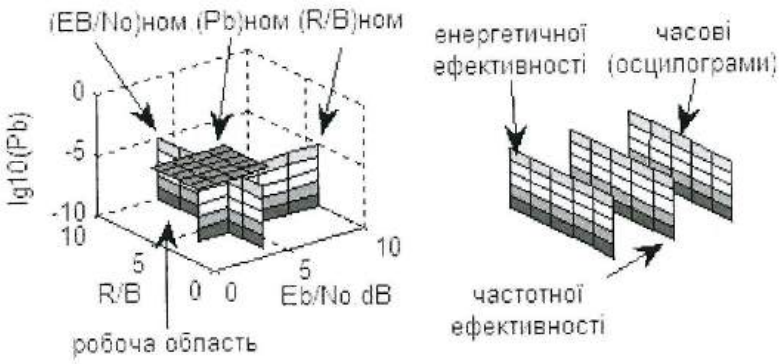


Рис. 2.3. Формування модульованого сигналу

2. Несуче коливання. Воно, як правило, являється гармонічним коливанням виду $A\cos(\omega t+\varphi)$. Модулюючий сигнал може діяти як окремо на амплітуду, частоту та фазу несучого коливання, так і одночасно на амплітуду і фазу несучого коливання. В результаті отримуємо ASK, FSK, PSK, QAM модуляції, відповідно. Якщо кожен біт вхідної інформації змінює параметри несучого коливання, то отримуємо бінарні модуляції (BASK, BFSK, BPSK). Але також використовуються M-рівневі модуляції, для яких декілька вхідних бітів об'єднуються в символи. У випадку об'єднання k-бітів отримуємо $M=2^k$ різних символів та MASK, MFSK, MPSK, MQAM модуляції.

Модульований сигнал повинен (рис.2.4, а) відповідати вимогам (1.1, а, б), (1.3,а, б). Отже, модульований сигнал повинен знаходитись в межах робочої області, обмеженої наступними умовами: $E_b/N_o \leq (E_b/N_o)_{ном}$, $R/B \geq (R/B)_{ном}$, $P_b \leq (P_b)_{ном}$.

Характеристики модуляції (рис.2.4, б) можна розділити на три основні види. Якщо часові характеристики (осцилограми) носять в основному пізнавальний характер, то характеристики енергетичної та частотної ефективностей модуляції суттєво впливають на показники системи в цілому. В розділі 1 вже частково (для BPSK та MPSK модуляції) розглядались характеристики енергетичної ефективності модульованого сигналу



а) б)

Рис. 2.4. Модульований сигнал: (а) – вимоги; (б) – основні характеристики

Вираз (1.7) показує, що максимальне значення частотної ефективності системи передавання відеосигналу $(R/B)_{max}=2$. Але при застосуванні модуляції даний показник в більшості випадків значно змінюється (1.4, а,б), що також враховано в табл.2.1.

Хоча модуляція являється окремим функціональним вузлом системи її також можна розглядати як один з варіантів канального кодування. Канальне кодування представляє собою клас перетворень сигналу [22], які сприяють підвищенню якості зв'язку, при наявності різних дестабілізуючих факторів: шуми, завади, завмирання. Канальне кодування можна розглядати як вибір компромісу між «P_b та B», або між «E_b/N_o та B», з метою підвищення ефективності системи. Канальне кодування можна розділити на дві групи (рис.2.5)

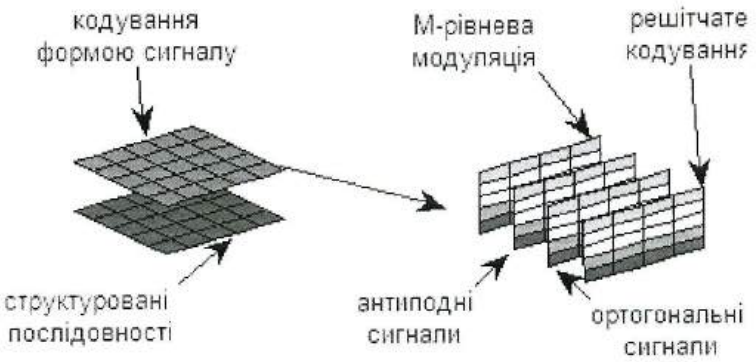


Рис. 2.5. Канальне кодування та його основні види

Кодування формою сигналу означає перетворення сигналу в таку нову форму, яка дозволяє в процесі детектування зменшити кількість помилок. При М-рівневому передаванні сигналів модулятор формує один з $M=2^k$ сигналів, причому частковим випадком при k =1 являється двійкова (бінарна) модуляція. У випадку k>1 М-рівневу модуляцію можна розглядати саме як кодування форми сигналу. В одному випадку (при ортогональному передаванні сигналів, наприклад, MFSK модуляції) збільшення k приводить до зменшення P_b, або E_b/N_o за рахунок збільшення В. В іншому випадку (при неортогональному передаванні сигналів, наприклад, MPSK модуляції) зменшення В досягається за рахунок збільшення P_b або E_b/N_o. Отже належним вибором форми сигналу можна знайти компроміс між основними вимогами до показників ефективних систем: P_b, E_b/N_o, B, R.

2.2 Енергетична ефективність модульованих сигналів

Достовірність приймання модульованих сигналів. Енергетична ефективність модульованих сигналів визначається на основі залежностей для достовірності їх приймання (табл.1.1) та (табл.2.2) – (табл.2.3)

Очевидно, що багато видів модуляцій можуть передати необхідний цифровий модуляційний сигнал із заданою швидкістю R в заданій смузі частот В. Але кожен з видів модуляцій (навіть при R=const, B=const) в процесі демодуляції по різному впливає на один з найбільш важливих показників системи – ймовірність появи бітових помилок, P_b [11, 16]. BER для модульованих сигналів залежить не лише від відношення сигнал/шум (E_b/N_o), але і від кількості ($k=\log_2 M$) бітів в символі М-рівневої модуляції, як видно з приведених таблиць.

Запропоновано використовувати узагальнені характеристики енергетичної ефективності для різних рівнів М-рівнених модуляцій. На основі даних характеристик визначено значення інтегрального показника ефективності для розглянутих модуляцій. Аналогічно проведеним дослідженням, в даному розділі розглянуто інші види модуляцій.

Таблиця 2.2.

Значення BER для різних видів М-рівневих модуляцій

№ п/п	Модуляція		Примітка
1	MDPSK	$P_b = \frac{2Q}{k}\left(\sqrt{2k\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)\sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2M}}\right)$.	КД, КГ
2	M-FSK	$P_b \le (2^{k-1})Q\left(\sqrt{k\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right)$.	КД
3	M-QAM	$P_b = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2(L)}Q\left\{\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^2-1}\right)\frac{2E_b}{N_0}}\right\}$	УФ $L=\sqrt{M}$
4	M-ASK	$P_b=\frac{2(M-1)}{M}Q\left\{\sqrt{\frac{2\log_2(M)E_b}{N_0}}\right\}$	

де $k=\log_2 M$ - натуральне число (тільки парне для M-QAM); КД – приймач з когерентним демодулятором; УФ - приймач з узгодженим фільтром; КГ- код Грея.

Фазова модуляція BPSK, MPSK, DBPSK та MDPSK

Дані про фазові модуляції, енергетична ефективність яких розглядається в роботі, приведені на рис.2.6.

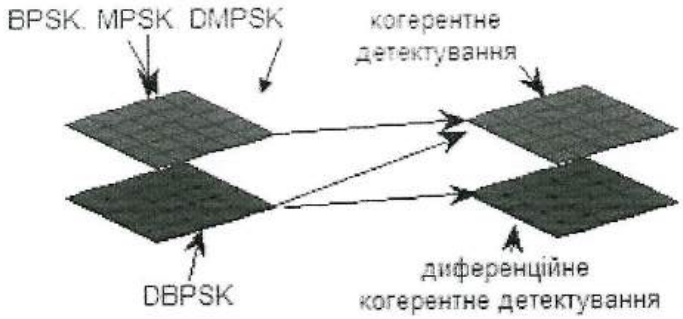


Рис. 2.6. Види досліджуваних PSK модуляцій

Таблиця 2.3.

Значення P_b для деяких видів бінарних модуляцій

№ п/п	Модуляція	P_b	Примітка
1	BDPSK	$P_b = 2Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)\left[1-Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)\right]$.	КД
2	BDPSK	$P_b = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{N_o}\right)$.	ДКД
3	BASK	$P_b = Q\left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)$.	КД
4	BFSK	$Q\left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)$.	КД
5	BFSK	$\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{1}{2}*\left(\frac{E_b}{N_o}\right)\right)$.	НКД

ДКД - приймач з диференційним когерентним демодулятором

Узагальнені характеристики для MDPSK модуляцій можна отримати (1, табл.2.2) на основі розв'язування наступних рівнянь:

$$P_b = 2Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)\left[1-Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)\right]. \qquad \text{при } P_b = \text{const}, k=1 \qquad (2.1)$$

$$P_b = \frac{2Q}{k}\left(\sqrt{2k\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right)\sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2M}}\right), \qquad \text{при } P_b = \text{const}, \ k\geq 2$$

З приведених даних видно, що отримані характеристики аналогічні характеристикам для MPSK модуляції, причому характеристики (рис.2.5) незначно (на 1-2 дБ) зсунуті правіше. На рис. 2.7 приведено результати порівняння узагальнених характеристик енергетичної ефективності модуляцій MPSK та MDPSK. З приведених даних наглядно видно різницю між обома видами

модуляцій. Варто зауважити, що аналогічне порівняння даних модуляцій на основі використання типових характеристик являється менш наглядним.

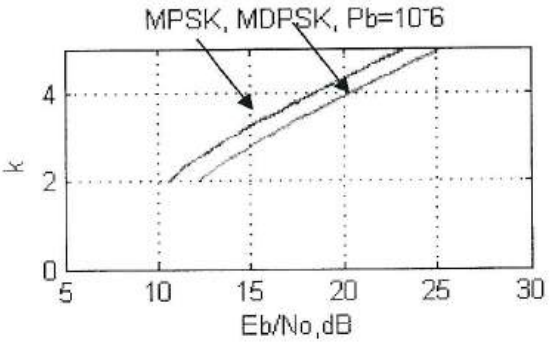
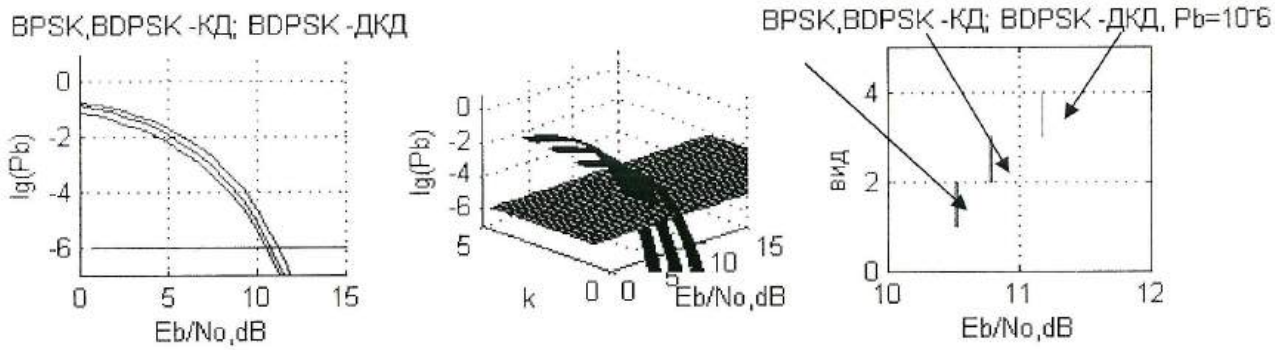


Рис. 2.7. Порівняння енергетичної ефективності MPSK та MDPSK модуляцій

Також доцільно порівняти між собою бінарні фазові модуляції. На рис. 2.8 приведені характеристики енергетичної ефективності даних модуляцій з врахуванням залежностей (2, табл. 1.1) та (1, 2 табл. 2.3)



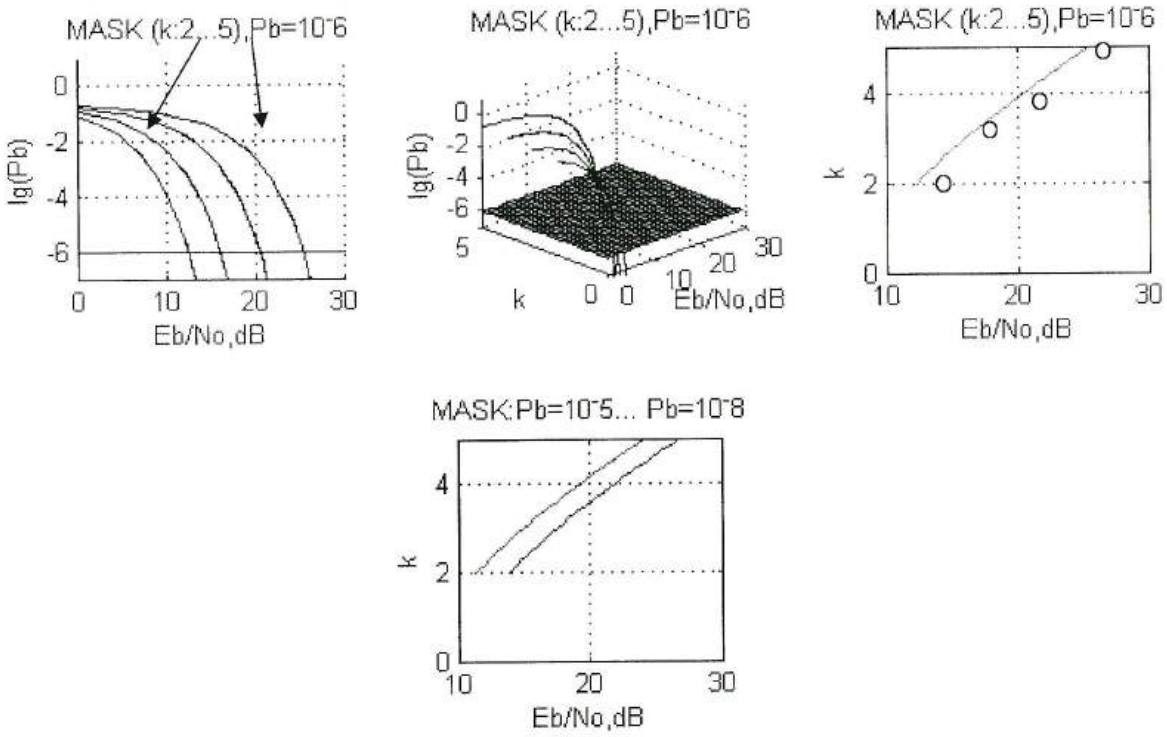
а) б) в)

Рис. 2.8. Енергетична ефективність BPSK (КД), BDPSK (КД) та BDPSK (ДКД) модуляцій: (а) - типові характеристики; (б) - формування УХ; (в) – УХ

В зв'язку з тим, що бінарні модуляції не залежать від k, тому дана вісь системи координат являється ніби зайвою. В даному випадку її використано для розміщення вздовж неї інформації про кожен з трьох окремих видів бінарної фазової модуляції – BPSK (значення від 1 до 2 на осі «вид»), BDPSK (КД, значення від 2 до 3 на осі «вид»), BDPSK (ДКД, значення від 3 до 4 на осі «вид»). З приведених даних видно, що для забезпечення заданого значення P_b=const

найменшого відношення сигнал/шум (E_b/N_o) вимагає BPSK модуляція, а найбільшого BDPSK(ДКД) модуляція. Тобто в даному випадку також використовуються узагальнені характеристики (рис.2.8,в), які містять дані, придатні для наглядного порівняння характеристик.

Амплітудна модуляція BASK, MASK ТА QAM.



г)

Рис. 2.9. Енергетична ефективність для MASK модуляції (відношення E_b/N_o – в дБ): (а) - типові характеристики; (б) - формування УХ; (в) - УХ; г) - сімейство УХ

Крім чисто фазової модуляції використовуються також чисто амплітудні модуляції BASK, MASK та комбіновані амплітудно - фазові модуляції QAM. На рис. 2.11 для MASK модуляцій (2, табл.2.2) приведено характеристики енергетичної ефективності.

Видно, що для MASK модуляцій справедлива особливість, характерна для MPSK модуляцій - при P_b=const для збільшення k необхідно також збільшувати E_b/N_o.

Узагальнені характеристики для MASK модуляції можна отримати (4,

табл.2.2) на основі розв'язування системи рівнянь (2.2). Але характеристики (рис.2.9) отримані на основі методу«2D-3D-2D'», що значно спрощує їх формування

$$P_b = Q\left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right), \quad \text{при } P_b=\text{const} \;\; k=1 \qquad (2.2)$$

$$P_b=\frac{2(M-1)}{M} Q\left\{\sqrt{\frac{2\log_2(M)E_b}{N_0}}\right\} \quad \text{при } P_b = \text{const}, \;\; k\geq 2$$

Для порівняння на рис. 2.10 приведені узагальні характеристики енергетичної ефективності М-мірних модуляцій: MPSK, MDPSK, MASK.

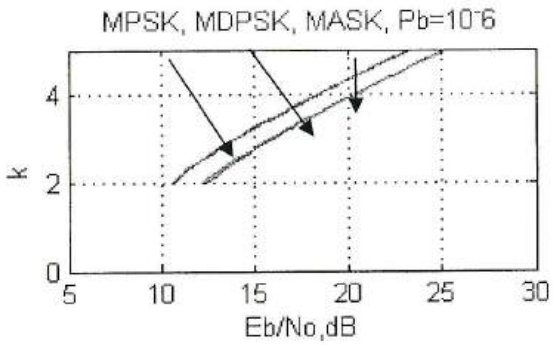


Рис. 2.10. Порівняння узагальнених характеристик енергетичної ефективності М-мірних модуляцій (MPSK, MDPSK, MASK)

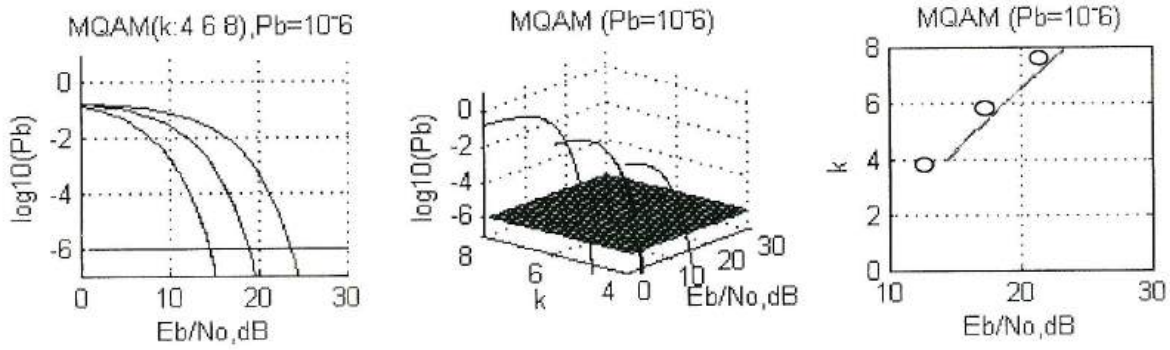
З приведених даних видно, що при необхідності забезпечення $P_b=10^{-6}$ MPSK модуляція вимагає меншого відношення сигнал/шум (E_b/N_o), а характеристики для MDPSK та MASK модуляцій практично повністю співпадають.

Значний інтерес представляє MQAM модуляція (1, табл.2.2), результати для якої приведені на рис. 2.11

Узагальнені характеристики для MQAM модуляції можна отримати (3, табл.2.2) на основі розв'язування наступної системи рівнянь:

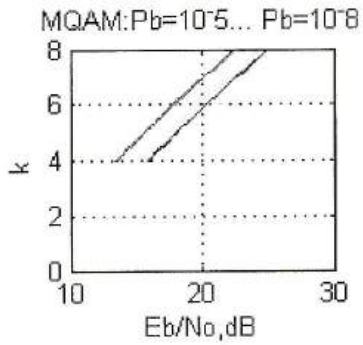
$$\begin{cases} P_b = \text{const} \\ P_b = \dfrac{2(1-L^{-1})}{\log_2(L)} Q\left\{\sqrt{\left(\dfrac{3\log_2 L}{L^2-1}\right)\dfrac{2E_b}{N_0}}\right\}, \text{ďđč} \quad k \geq 4 \end{cases} \tag{2.3}$$

Але характеристики отримані на основі методу«2D-3D-2D/», що значно спрощує їх формування.



а) б) в)

Рис. 2.11. Енергетична ефективність MQAM модуляції (відношенні E_b/N_o – в дБ): (а) - типові характеристики; (б) - формування УХ; (в) - УХ; (г) - сімейство УХ



г)

Продовження Рис. 2.11. Енергетична ефективність MQAM модуляції (відношенні E_b/N_o – в дБ): (а) - типові характеристики; (б) - формування УХ; (в) - УХ; (г) - сімейство УХ

Для порівняння на рис.2.12 приведені узагальнені характеристики енергетичної ефективності розглянутих модуляцій М-мірних модуляцій: MPSK, MDPSK, MASK та MQAM.

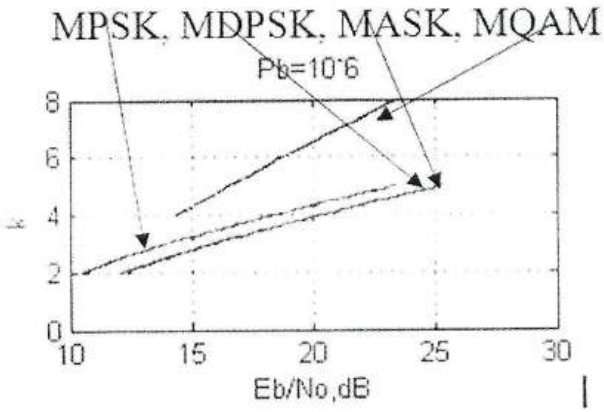


Рис. 2.12. Порівняння узагальнених характеристик енергетичної ефективності М-мірних модуляцій (MPSK, MDPSK, MASK, MQAM)

З приведених даних видно, що при необхідності забезпечення $P_b=10^{-6}$ QPSK модуляція вимагає меншого відношення сигнал/шум (E_b/N_o), а характеристики для MDPSK та MASK модуляцій повністю співпадають. У випадку $k \geq 4$ найменшого відношення сигнал/шум вимагає MQAM модуляція.

Частотна модуляція BFSK, MFSK.

Частотна модуляція займає особливе місце серед інших видів модуляції (табл.2.1). Для раніше розглянутих видів модуляцій (MPSK, DMPSK,MASK, та MQAM) при збільшенні рівня М-рівневої модуляції частотна ефективність R/B також покращується в $k=\log_2 M$ разів порівняно з бінарною модуляцією. Для частотних видів модуляцій при збільшенні рівня М-рівневої модуляції швидкість передавання R також збільшується в $k=\log_2 M$ разів. Але необхідна смуга частот для при використанні М - рівневої модуляції частотної модуляції збільшується в М/2 разів, порівняно з бінарною частотною модуляцією. Крім того бінарна частотна модуляція вимагає в 2 рази більшої смуги частот ($m_2=1/2$, в залежності 1.6,а) при, порівняно з іншими видами бінарної модуляції (BPSK, BASK). В результаті М-рівнева частотна модуляція вимагає в (М/2)2=М разів більшої смуги

частот порівняно з іншими видами модуляції. Отже при використанні М-рівневої частотної модуляції частотна ефективність модуляції становить:

$$\frac{R}{\hat{A}}=\frac{k}{M}=\frac{\log_2 M}{M}. \qquad (2.4)$$

при m_2=1/2, в залежності 1.6,а

На рис. 2.13 для MFSK модуляцій (1, табл.2.4) приведено характеристики енергетичної ефективності.

Для порівняння узагальнених характеристик частотної модуляції з іншими видами модуляцій необхідно значення узагальненої характеристики (рис.2.13), згідно залежності (2.4), зменшити в М разів.

Узагальнені характеристики для MFSK модуляції можна отримати (2, табл.2.2) на основі розв'язування наступної системи рівнянь:

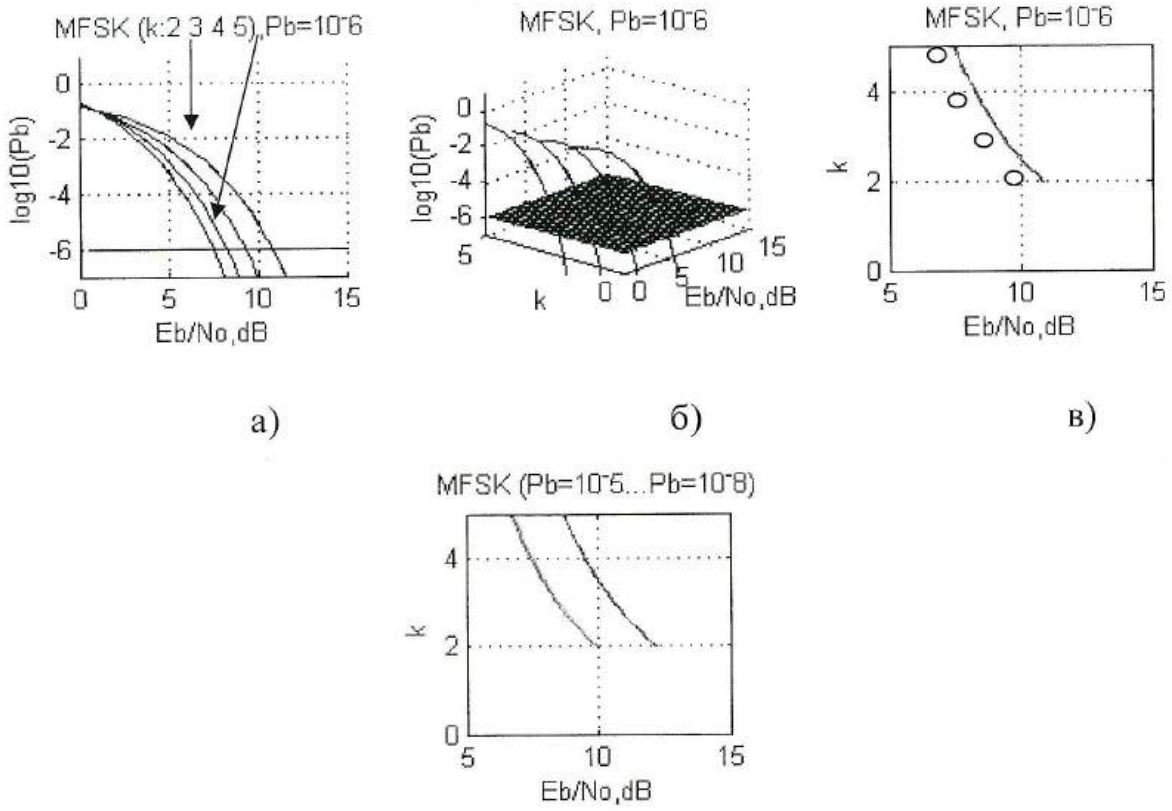
$$Q\left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right), \text{ при } P_b=\text{const} \qquad (2.5)$$

$$P_b \le (2^{k-1})Q\left(\sqrt{k\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right), \text{ при } P_b=\text{const},\ k\ge 2$$

Але характеристики (рис.2.13) отримані на основі методу«2D-3D-2D′», що значно спрощує їх формування.

Видно, при забезпеченні збільшення швидкості передавання (тобто збільшення k- кількості бітів в символі) можна навіть зменшувати відношення сигнал/шум (E_b/N_o). Тобто досягнення одного позитивного ефекту (збільшення швидкості) супроводжується досягненням іншого позитивного ефекту - зменшення вимог до рівня корисного сигналу. Наприклад, при необхідності використання BFSK модуляції та необхідності забезпечення швидкості передавання 20 кБіт/сек необхідна ширина смуги частот в два рази більша порівняно з мінімальною (20 кГц) смугою тобто 2*20=40 кГц. В той час при

потребі збільшити швидкість передавання в 3 рази (60 кБіт/сек) необхідно використати модуляцію при k=3 (8FSK модуляцію). Але при цьому вимоги до необхідної смуги частот збільшуються у 8/3 порівняно з мінімальною, тобто смуга частот повинна становити 20*8/3 ≈53 кГц.



а) б) в)

г)

Рис. 2.13. Енергетична ефективність MFSK модуляції (відношенні E_b/N_o – в дБ): (а) - типові характеристики; (б) - формування УХ; (в) - УХ; г) - сімейство УХ

З проведеного аналізу можна зробити висновки:

- до переваг частотної модуляції відноситься зменшення вимог до відношення сигнал/шум при необхідності збільшення швидкості передавання;
- до недоліків частотної модуляції відноситься збільшення вимог до ширини смуги частот при необхідності збільшення швидкості передавання;
- частотну модуляцію доцільно використовувати в системах з

обмеженою потужністю, але при наявності надлишку частоти.

Для порівняння на рис. 2.14 приведені узагальнені характеристики енергетичної ефективності розглянутих модуляцій М-мірних модуляцій: MPSK, MDPSK, MASK, MQAM, MFSK. При цьому необхідно врахувати, що дані для MFSK модуляції, приведені на рис.2.14, необхідно, згідно залежності (2.4) зменшити в М разів

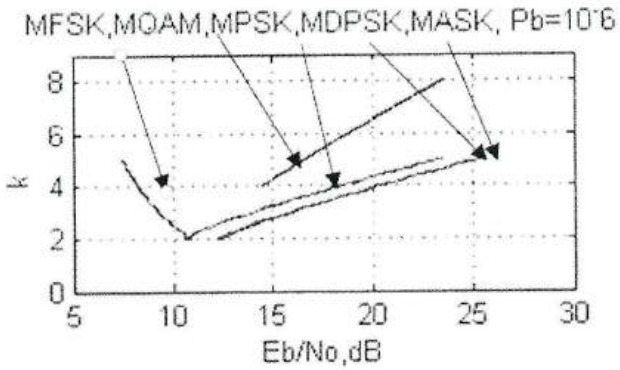


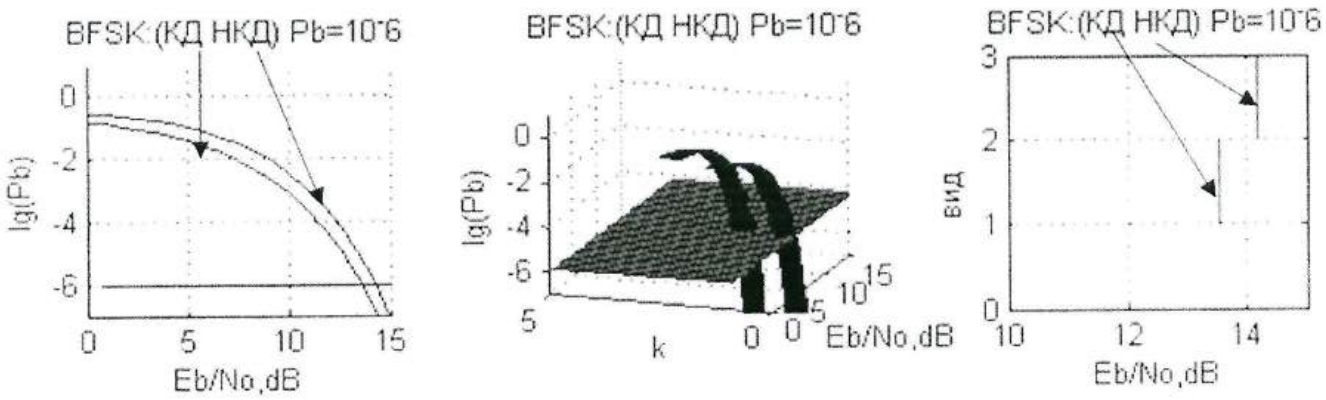
Рис. 2.14. Порівняння узагальнених характеристик енергетичної ефективності М-мірних модуляцій (MPSK, MDPSK, MASK, MQAM, MFSK)

З приведених даних видно, що при необхідності забезпечення $P_b=10^{-6}$ найменшого значення відношення сигнал/шум E_b/N_o) вимагає MFSK модуляція, а потім QPSK модуляція. Характеристики для MDPSK та MASK модуляцій повністю співпадають. При $k \geq 4$ найменшого відношення E_b/N_o (якщо не враховувати MFSK модуляцію) вимагає MQAM модуляція.

Поряд з М-рівневими частотними модуляціями часто також використовуються більш прості варіанти – бінарні частотні модуляції. На рис.2.15 приведено характеристики енергетичної ефективності для бінарних модуляцій: бінарної BFSK(КД) з когерентним детектуванням (2, табл.2.3) та бінарної BFSK(НКД) з некогерентним детектуванням (3, табл.2.3).

В зв'язку з тим, що бінарні модуляції не залежать від k, тому дана вісь системи координат являється ніби зайвою. В даному випадку її використано для розміщення вздовж неї інформацію при кожен з двох окремих видів бінарної фазової модуляції – BFSK(КД) (значення від 1 до 2 на осі «вид»), BFSK(НКД)

(значення від 2 до 3 на осі «вид»). З приведених даних видно, що для забезпечення заданого значення P_b=const меншого відношення сигнал/шум (E_b/N_o) вимагає BFSK(КД) модуляція.



а) б) в)

Рис. 2.15. Енергетична ефективність BFSK(КД), BFSK(НКД) модуляцій: (а) – типові характеристики; (б) - формування УХ; (в) -УХ при $P_b=10^{-6}$

Порівняння енергетичної ефективності різних видів модуляцій.

Спочатку розглянемо порівняння бінарних модуляцій. Для порівняння різних показників бінарних модуляцій їх зручно спочатку пронумерувати, наприклад, як приведено в (табл.2.4)

На рис.2.15 приведено значення відношення сигнал/шум (E_b/N_o), необхідні забезпечення $P_b=10^{-6}$.

Таблиця 2.4.

Види бінарних модуляцій

№ п/п	1	2	3	4	5	6
Вид	BPSK	BDPSK(КД)	BDPSK(ДКД)	BASK	BFSK(КД)	BFSK(НКД)

З приведених даних видно, що меншого відношення сигнал/шум вимагають фазові модуляції, потім амплітудна, а найбільшого – частотні модуляції. В табл.2.5. приведені показники ефективності бінарних модуляцій, отримані на

основі даних, приведених на рис.2.16.

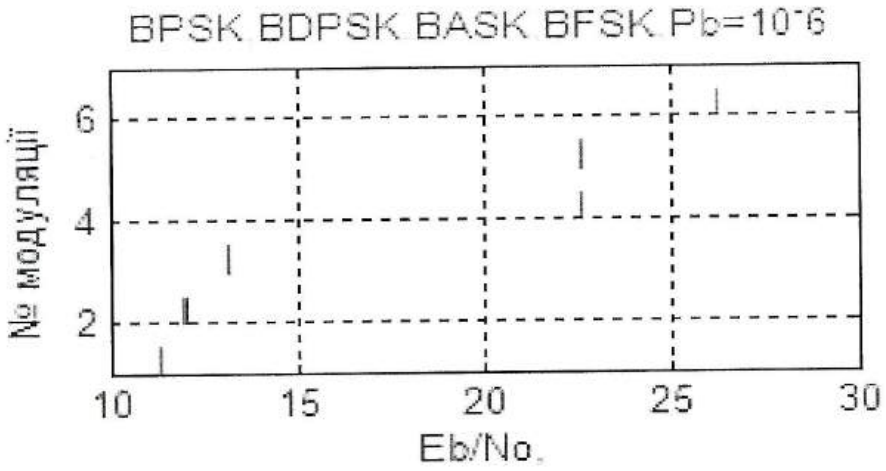


Рис. 2.16. Необхідні значення відношення сигнал/шум (E_b/N_o) для бінарних модуляцій (табл. 2.5) при $P_b=10^{-6}$

Таблиця 2.5.

Показники ефективності бінарних модуляцій при $P_b=10^{-6}$

№ п/п	1	2	3	4	5	6
Вид	BPSK	BDPSK(КД)	BDPSK(ДКД)	BASK	BFSK(КД)	BFSK (НКД)
E_b/N_o	11	12	13	23	23	26
k	1	1	1	1	1	1
R/B	1	1	1	1	1/2	1/2
E_m	1/11 (0.09)	1/12 (0.083)	1/13 (0.076)	1/23 (0.043)	1/46 (0.021)	1/52 (0.019)
$(E_m)_н$,%	50	46	42	23	12	10

В табл. 2.5 нормовані значення показника ефективності приведені відносно показника $E_m=0.18$ для QPSK модуляції. Видно, що найбільше значення нормованого показника ефективності характерне для BPSK модуляції, а найменше – для BFSK (НКД) модуляції. Аналогічне порівняння можна провести для інших значень P_b (10^{-5}, 10^{-7}, і т. д.)

Для порівняння різних показників М-мірних модуляцій їх також зручно спочатку пронумерувати (табл.2.6)

Таблиця 2.6.

Види М-рівневих модуляцій

№ п/п	1	2	3	4	5
Вид	MPSK	MDPSK	MASK	MQAM	MFSK

На рис. 2.17 приведено значення відношення сигнал/шум (E_b/N_o), необхідні забезпечення $P_b=10^{-6}$

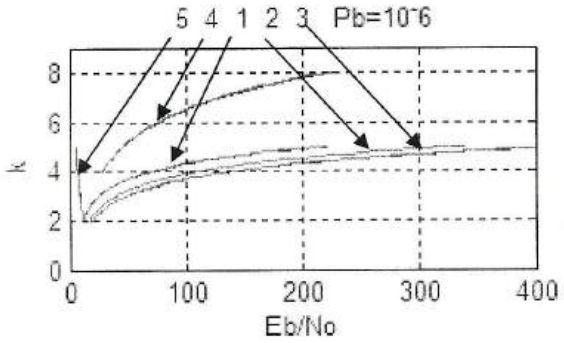


Рис. 2.17. Необхідні значення відношення сигнал/шум (E_b/N_o) для М-рівневих модуляцій (табл.2.6) при $P_b=10^{-6}$

З приведених даних видно, що меншого відношення сигнал/шум вимагає частотна модуляції, потім MPSK модуляція (при k<4) та MQAM модуляція (при k≥4), а найбільшого MDPSK та MASK, причому вони дуже близькі

На основі отриманих даних (рис.2.17) в табл.2.7 - табл.2.9 приведено показники ефективності для різних видів М-рівневих модуляцій.

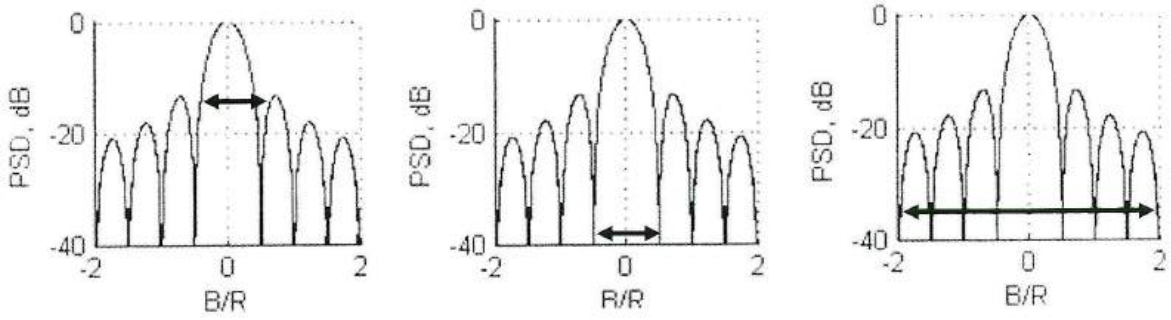
В табл. 2.7 нормовані значення показника ефективності приведені відносно показника $E_m=0.18$ для QPSK модуляції (при k=2). Видно, що найбільше значення показника ефективності властиве для QPSK модуляції. Для модуляцій при k=3 та k=4 необхідне збільшення відношення сигнал/шум E_b/N_o, в якійсь мірі, компенсується збільшенням нормованої швидкості передавання R/B. При k>4 такої компенсації вже недостатньо, тому показник ефективності різко змешується.

2.3 Частотна ефективність модульованих сигналів

Ширина смуги модульованого сигналу та види модулюючих сигналів

Модуляція здійснює перенесення спектру низькочастотного сигналу (відеосигналу) в виділену смугу частот високочастотного несучого коливання. Ширина смуги частот модульованого сигналу визначається верхньою частотою f_m відеосигналу та в більшості випадків для бінарних модуляцій становить $B=2f_m$ [3, 5, 9]. Для підвищення ефективності систем смугу частот модульованого сигналу необхідно зменшувати, а отже і зменшувати смугу частот модулюючого сигналу.

При визначенні ширини смуги виникають певні проблеми. Математичний опис реального сигналу не передбачає варіанту коли сигнал обмежений за тривалістю та смугою частот. Але саме такі сигнали використовуються в системах зв'язку [16, 18, 19]. Значить математичні моделі сигналів являються абстракціями. Тому до теперішнього часу відсутнє єдине поняття ширини смуги частот. Основні варіанти визначення смуги частот приведені на рис.2.18.



а) б) в)

Рис. 2.18. Ширина смуги цифрових даних: а) половинна потужність; б) за першими нулями; в) 99% потужності

Також деколи використовуються інші критерії для визначення ширини смуги частот: за шумовим еквівалентом, за обмеженням спектральної густини потужності на рівні 35 дБ, 50 дБ та інші критерії.

Модулюючі сигнали виконують дві основні функції:

•перетворення двійкових цифр в електричні імпульси для їх подальшого передавання через систему зв'язку;

•формування ширини смуги частот модульованого сигналу, яка визначається шириною смуги частот модулюючого сигналу. Варто зауважити, що з метою зменшення смуги частот модульованого сигналу часто форма відеосигналів перед їх подачею на модулятор коректується в формуючому пристрої.

Відеосигнали найбільш поширені прямокутної форми. Завданням приймача являється прийняття рішення (в кожен момент приймання біту) про те, який біт був переданий. Ймовірність точного визначення наявності даного біту являється функцією енергії прийнятого імпульсу. Отже ширину імпульсу вигідно збільшувати до тривалості біта. Замість того, щоб описувати біти 0 та 1 наявністю імпульсів та їх відсутністю (уніполярне представлення) можна описати їх двома ненульовими рівнями (біполярне представлення). В даному випадку, наприклад, сигнал верхнього рівня може представляти двійкову одиницю, а на нижньому рівні – двійковий нуль та навпаки. На рис. 2.19 приведено приклад формування відеосигналів для інформаційного повідомлення $s=[s_1,s_2,s_3,s_4, s_5,s_6,s_7,s_8]$.

Формування приведених сигналів являється очевидним (крім дуобінарного) та не вимагає додаткових пояснень. Дуобінарний сигнал являється спеціальним видом бінарного сигналу, який характеризується взаємною залежністю сусідніх імпульсів. Амплітуда імпульсу на кожному символьному інтервалі рівна сумі (прямий дуобінарний сигнал) або різниці (модифікований дуобінарний сигнал) амплітуд попереднього та наступного імпульсів. В свою чергу, серед бінарних сигналів прямокутньої форми найбільш поширеними являються: полярний NRZ-сигнал (Non Return Zero), уніполярні NRZ-сигнали та RZ- сигнали (Return Zero), сигнали «Манчестер», прямий та модифікований дуобінарні сигнали [17, 21]. Слід відмітити що крім цифрових сигналів прямокутної форми також можуть використовуватись інші сигнали: відрізки косинусоїдального сигналу, імпульси з гаусовою огинаючою або типу sin(x)/x

s1	s2	s3	s4	s5	s6	s7	s8
1	1	0	1	1	0	0	1

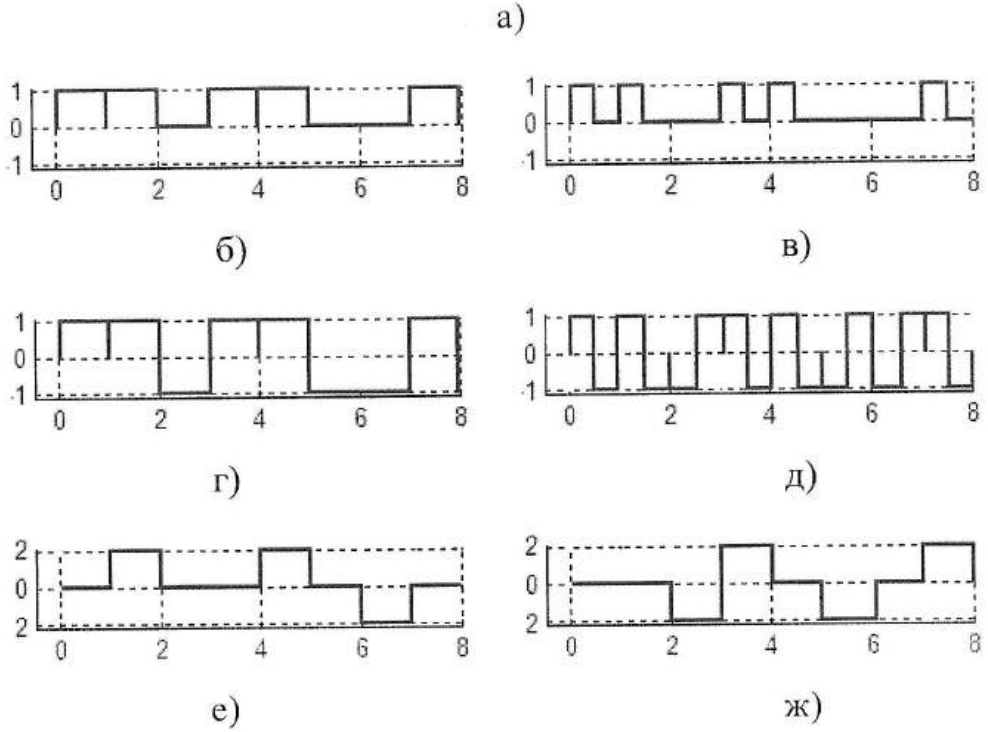


Рис. 2.19. Бінарні цифрові сигнали: (а) - повідомлення; (б) - уніполярний NRZ сигнал; (в) - уніполярний RZ сигнал; (г) - полярний NRZ сигнал; (д) - сигнал «Манчестер»; (е) - прямий дуобінарний сигнал; (ж) - модифікований дуобінарний сигнал

Основною характеристикою цифрового сигналу з точки зору передавання його через радіоканал, являється спектральна густина потужності (PSD), яка становить:

для бінарного уніполярного NRZ сигналу:

$$PSD(f) = \frac{A^2 T_b}{4}\left[\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b}\right]^2\left[1+\frac{1}{T_b}\delta(f)\right]. \qquad (2.6,а)$$

для бінарного полярного NRZ сигналу

$$PSD(f) = A^2 T_b\left[\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b}\right]^2. \qquad (2.6,б)$$

для бінарного уніполярного RZ сигналу

$$PSD(f)=\frac{A^2T_b}{16}\left[\frac{\sin(\pi fT_b)}{\frac{\pi fT_b}{2}}\right]^2\left[1+\frac{1}{T_b}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-\frac{n}{T_b}\right)\right]. \qquad (2.6,в)$$

сигналу «Манчестер»

$$PSD(f)=A^2T_b\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi fT_b}{2}\right)}{\frac{\pi fT_b}{2}}\right]^2\sin^2\left(\frac{\pi fT_b}{2}\right). \qquad (2.6,г)$$

імпульсів косинусоїдальної форми

$$PSD(f)=\frac{4A^2T_b}{\pi^2}\left[\frac{\cos(\pi fT_b)}{1-4(\pi fT_b)^2}\right]^2. \qquad (2.6,д)$$

дуобінарного сигналу

$$PSD(fT_b)=4A^2T_b\cos^2(\pi fT_s)\left[\frac{\sin(\pi fT_b)}{\pi fT_b}\right]^2. \qquad (2.6,е)$$

модифікованого дуобінарного сигналу

$$PSD(fT_b)=4A^2T_b\sin^2(\pi fT_s)\left[\frac{\sin(\pi fT_b)}{\pi fT_b}\right]^2. \qquad (2.6,ж)$$

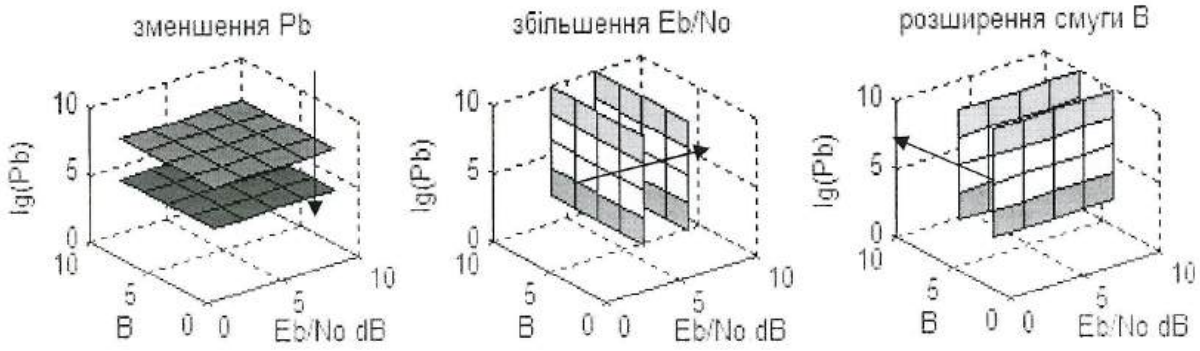
де T_b - тривалість імпульса

3 ВПЛИВ ЗАСТОСУВАННЯ КАНАЛЬНОГО КОДУВАННЯ НА ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ БЕЗПРОВОДОВИХ СИСТЕМ

3.1 Блокове кодування та його види

Основною причиною використання канального кодування являється необхідність зменшення ймовірності появи бітових помилок. Одним з найбільш поширених являється блокове кодування [5, 8, 22]. Воно базується на принципі надлишковості коли, замість n інформаційних бітів реально передається n+k бітів, тобто частина з них (k бітів) являються надлишковими. Але така надлишковість сприяє зменшенню значення P_b, тобто вирішенню поставленої проблеми.

Для підвищення достовірності приймання, тобто зменшення значення P_b (рис.3.1, а), можна обійтись без надлишкового кодування.



а) б) в)

Рис. 3.1. Шляхи забезпечення необхідного значення $P_b \leq (P_b)_{ном}$

Але тоді необхідно значно збільшувати відношення сигнал/шум (рис.3.1,б) при використанні більшості видів модуляції (крім частотної модуляції). В зв'язку з тим, що реально існують системи з обмеженою потужністю $E_b/N_o \leq (E_b/N_o)_{ном}$, тому збільшення відношення сигнал/шум не завжди можна реалізувати на практиці [8, 9]. Отже умовно можна вважати що надлишкове кодування приводить до збільшення відношення сигнал/шум. Адже в обох випадках отримуємо один і той же ефект - зменшення ймовірності появи бітових помилок. Навіть в тих випадках,

коли можливе збільшення відношення сигнал/шум до необхідного рівня, необхідно оцінити ефективність такого вирішення проблеми.

Навпаки застосування кодування для зменшення значення P_b не обов'язково вимагає збільшення відношення сигнал/шум, а деколи може привести навіть до послаблення вимог до згаданого відношення. Але при наявності надлишкових бітів швидкість передавання інформації зменшиться. Для збереження необхідної швидкості передавання інформації необхідно системі взамін надати інші додаткові ресурси. При використанні надлишкового кодування таким ресурсом являється збільшення смуги пропускання (рис.3.1,в), що дозволяє зберегти швидкість передавання інформації на попередньому рівні.

Серед *блочних* кодів [4] найбільш широко застосовуються циклічні коди (рис.3.2).

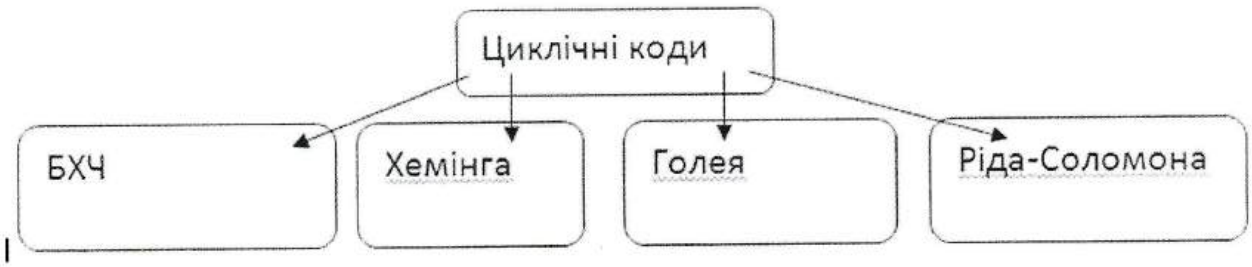


Рис. 3.2. Основні види циклічних кодів

До переваг блокових кодів можна віднести наявність широкого спектру елементної бази, необхідної для реалізації даних кодів. Саме тому дані коди набули широкого застосування. Але їх вибір при синтезі являє собою досить складну проблему, тому в даному розділі найбільш широко розглядаються блокові коди. Основним недоліком даних кодів являється їх неефективність при малому відношенні сигнал/шум.

Блокове кодування, як вказувалось вище, належить до надлишкового кодування. Даний тип кодування характеризується трьома основними параметрами:

- k - кількістю інформаційних бітів;

- кількістю надлишкових (n-k) бітів, в результаті яких формується кодований сигнал з надлишковістю;
- t - кількістю помилкових бітів (серед n бітів) які даний код може виправити.

При використанні блокових кодів виникає ряд проблем. Варіантів кодів наявна дуже велика кількість, а відповідь про те, чи підходить вибраний варіант для забезпечення заданих технічних вимог можна отримати тільки після проведення складних розрахунків. В табл.3.1 приведені дані деяких видів кодів БХЧ.

Таблиця 3.1.

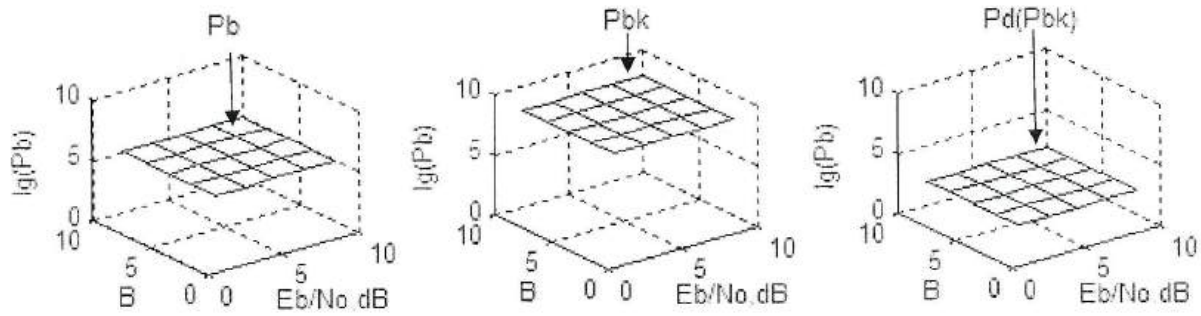
Дані про деякі коди БХЧ

n	k(t)
7	4(1)
15	11(1), 7 (2), 5 (3)
31	26(1), 21(2), 16(3), 11 (5), 6(7)
63	57(1), 51(2), 45(3), 39 (4), 36(5), 30(6), 24(7), 18(10), 16 (11), 10 (13), 7(15)
127	120(1), 113(2), 106(3), 99 (4), 92(5), 85(6), 78(7), 71(9), 64(10), 57 (11), 50(13), 43(14), 36(15), 29(21), 22(23), 15(27), 8(31)
255	247(1) … 9(63) (всього 33 види)

Примітка. Дані коди при t=1 також відомі як коди Хемінга

Сам процес канального кодування можна умовно розбити на наступні етапи. Для наявного (рис.3.3,а) в каналі сигналу з ймовірністю появи бітових помилок P_b (наприклад, модульованого сигналу) в результаті застосування кодування отримуємо кодований сигнал P_{bk} (рис.3.3,б), для якого ймовірність помилок навіть може збільшуватись, $P_{bk} > P_b$. І лише на завершальному етапі при декодуванні згідно залежності $P_d(P_{bk})$ отримуємо сигнал P_d (рис.3.3,в) для якого виконується умова $P_d < P_b$. Отже, етапам перетворення характеристик сигналу при

застосуванні канального кодування слід приділити особливу увагу



а) б) в)

Рис. 3.3. Зміна значень P_b при застосуванні канального кодування

Залежності $P_d(P_{bk})$ приведені в табл.3.2. Також в даній таблиці приведені для кодів (табл.3.1) дані для визначення величини n на основі деякого числа m та приклади реалізації кодів Хемінга, Голея

Таблиця 3.2.

Основні дані блочних кодів

№ п/п		Хемінга	Голея (розш.)	БХЧ
1	m	2, 3,…		3, 4,..
2	n	2^m-1	24	2^m-1
3	k	2^m-1 –m	12	
4	t	1	3	
5	Приклад реалізації	7(4), 15(11)	24(12)	табл.3.1
6	Залежність $P_d(P_{bk})$	$P_b = P_{bk} - P_{bk} \cdot (1-P_{bk})^{n-1}$.	$P_b = \frac{1}{24}\sum_{j=4}^{24} j\binom{24}{j} \cdot P_{bk}{}^j (1-P_{bk})^{24-j}$,	$P_b = \frac{1}{n}\sum_{j=2}^{n} j\binom{n}{j} \cdot P_{bk}{}^j (1-P_{bk})^{n-j}$.

3.2 Дослідження блокового кодування

Загальні зауваження

Надлишкове кодування оцінюється коефіцієнтом ефективності кодування. Отже, при заданому значенні P_b ефективність кодування G визначається як зменшення E_b/N_o, яке досягається при застосуванні кодування:

$$G = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i\varepsilon} - \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\varepsilon}, \tag{3.1}$$

де $(E_b/N_o)_{нк}$, $(E_b/N_o)_к$ – необхідні (при P_b=const) значення E_b/N_o без кодування та з кодуванням, відповідно.

Крім загальноприйнятого (3.1) показника ефективності кодування доцільно використовувати його нормоване значення $G_{n1}= (E_b/N_o)_{нк}/(E_b/N_o)_к$. Але така оцінка являється недостатньою та неповною. Адже при зменшенні значення $(E_b/N_o)_к$ (що приводить до збільшення G_{n1}) також збільшується необхідна смуга частот в d разів:

$$d = \frac{n}{k}. \tag{3.2}$$

Тому нормований показник ефективності кодування необхідно використовувати з врахуванням необхідного розширення смуги пропускання:

$$G_n = \frac{(E_b / N_o)_{i\varepsilon}}{\left[(E_b / N_o)_{\varepsilon} d\right]}. \tag{3.3}$$

Значення нормованого показника ефективності (3.3) враховує як переваги від зменшення необхідного відношення сигнал/шум, так і недоліки від необхідності розширення смуги частот. Якщо даний показник (3.3) більший одиниці, то такому варіанту реалізації системи треба надати перевагу (при умові наявності

достатнього запасу смуги частот). Запас смуги частот повинен відповідати наступній умові:

$$\frac{B_{i\,\tilde{i}\,\tilde{e}}}{\hat{A}_{\tilde{n}}} \geq d. \qquad (3.4)$$

де $B_{ном}$, B_c – номінальна та необхідна для функціонування системи смуга частот, відповідно.

При синтезі систем з використанням надлишкового кодування виникають дві основні проблеми:

- серед використовуваних кодів необхідно визначити та відкинути з подальшого розгляду ті види, які саме в даному конкретному випадку не можуть забезпечити поставлені технічні вимоги;
- серед залишених видів вибрати ті, які при цьому також забезпечують підвищення ефективності систем безпроводового зв'язку.

На основі перевірки виконання умови (3.4) можна відкинути ті варіанти, які не задовольняють поставленим технічним вимогам. Але тільки кодів БХЧ наявні більше сотні варіантів, тому вибір при синтезі методом простого перебору не являється ефективним. Крім того, умова (3.4) може не виконуватись в різній мірі: бракує декілька відсотків, або декілька десятків відсотків. Так як синтез ефективних систем являється в значній мірі вибором компромісів, тому доцільна наявність інформації про ті варіанти, для яких бракує декілька відсотків та приймати відносно них компромісні рішення.

Тому доцільний наступний підхід до вибору кодів та оцінки можливих компромісів, щодо смуги пропускання (рис.3.4)

З приведених даних видно, що наприклад при $d=B_{ном}/B_c=1.25$ умові (3.4) задовольняють ті варіанти значень k для кодів БХЧ, які знаходяться нижче прямої $z=n/k=1{,}25$. Але для деяких варіантів (точки А на рис.3.5) можливий компроміс, тому відкидати їх на початковому етапі синтезу недоцільно.

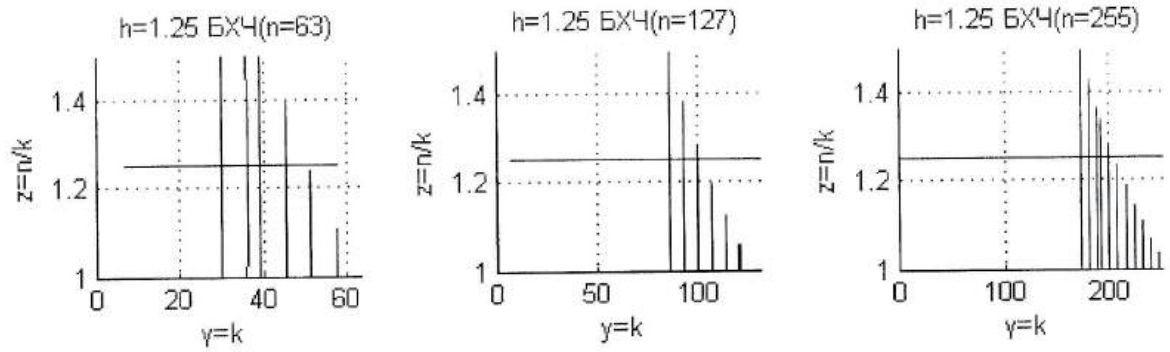


Рис. 3.4. Вибір кодів БХЧ та можливих компромісів щодо смуги пропускання

Коди БХЧ при використанні бінарних модуляцій

Далі, серед залишених варіантів кодування необхідно вибрати ті, які доцільно використовувати для ефективних систем. На рис.3.5 приведено дані про результати канального кодування у випадку використання BPSK модуляції та кодів БХЧ (n=31, табл.3.1).

З приведених типових залежностей (рис.3.5, а, г) видно, що на першому етапі застосування кодування ймовірність бітових помилок значно погіршується, а на другому етапі значно покращується. Але при аналізі типових залежностей виникають аналогічні проблеми як і при використанні модуляції. Для порівняння різних видів кодування необхідно на типових характеристиках здійснити певні відчити (наприклад, позначені знаком «о» при проектуванні системи з заданим значенням $(P_b)_{ном} = 10^{-6}$), розробити алгоритм обробки отриманих відчитів та здійснити необхідні обчислення.

Враховуючи те, що сімейство таких типових залежностей може бути значно більшим, виникає потреба застосування іншого підходу до аналізу та проектування. Таким шляхом являється застосування узагальнених характеристик, які являють собою залежність $t=f(E_b/N_o)$, яка містить дані про декілька типів кодування (значення t вказує на тип кодування та відношення n/k для даного типу). Для побудови узагальнених характеристик використовується запропонований метод «2D -3D -2D/», який полягає в наступному:

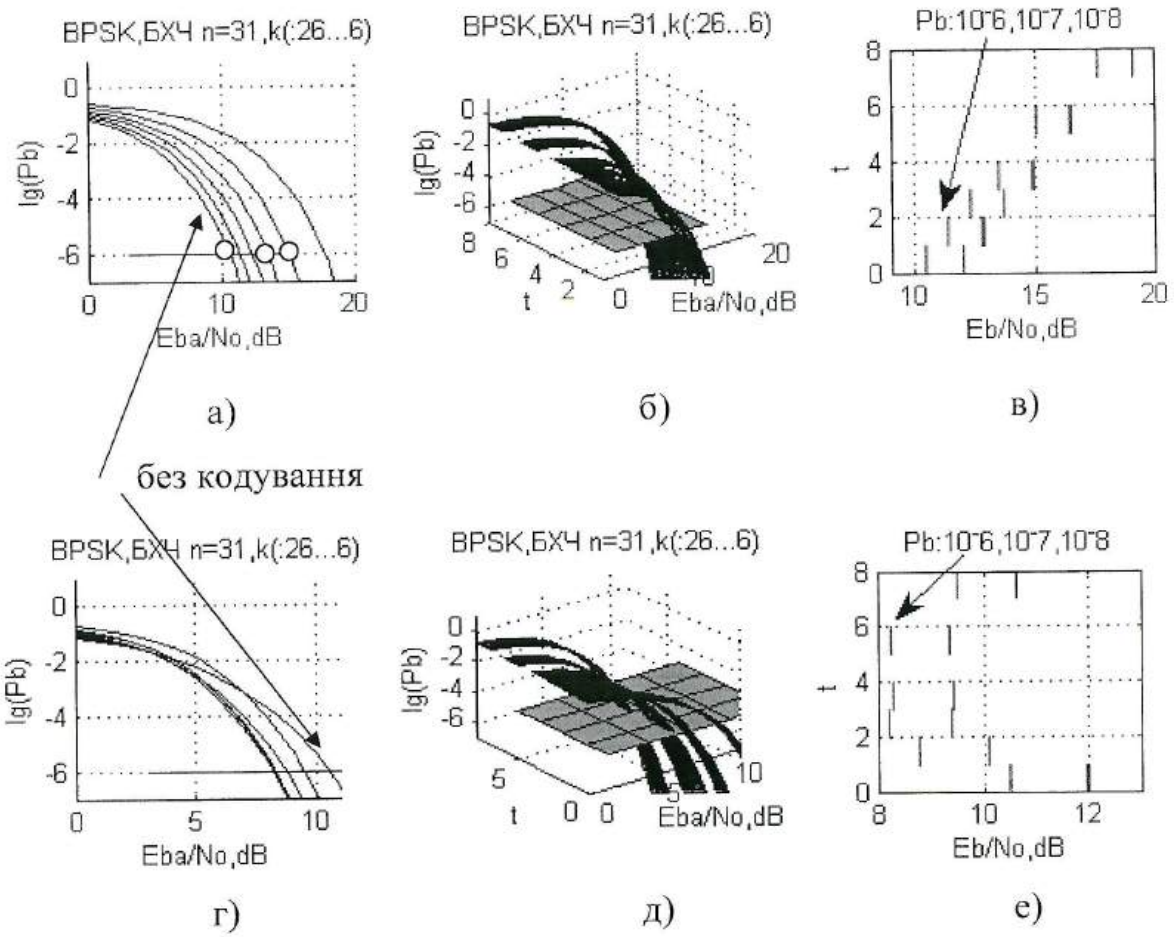


Рис. 3.5. Залежність P_b для BPSK модуляції при використанні кодів БХЧ (n=31; k(t) 26(1), 21(2), 16(3), 11 (5), 6(7): (а), (б), (в) - перший етап, ймовірність P_{bk} (рис.3.3,б), без врахування декодування; (г), (д), (е) другий етап – ймовірність $P_d(P_{bk})$ (рис.3.3,в), з врахуванням декодування

- сімейство (рис.3.5,а) типових характеристик (2D характеристик) розміщується (рис.3.5,б) в просторовій (3D) системі координат (E_b/N_o, t, P_b);
- отримані просторові характеристики перетинаються площиною $P_b=(P_b)_{ном}$;
- проекція (рис.3.5,в) просторових залежностей на площину (t, E_b/N_o) формує (2D') залежності, які являються узагальненою характеристикою.

Варто зауважити, що узагальнені характеристики (для порівняння) приведені при різних значеннях P_b (10^{-6}, 10^{-7}, 10^{-8}), причому при t=0 приведені значення для

некодованого сигналу з BPSK модуляцією.

На рис. 3.5, для порівняння, також приведені дані для BPSK модуляції при відсутності кодування. Вище даної залежності приведено допоміжні значення P_{bk}, (рис.3.5, а), а нижче даної залежності (рис.3.5, г), приведено основні значення P_d, для досягнення яких застосовується кодування. З приведених даних видно, що застосування кодування дозволяє забезпечити задане значення P_b при меншому відношенні E_b/N_o (порівняно з некодованим передаванням), що актуально для систем з обмеженою потужністю.

Але при виборі виду кодування для ефективних систем необхідно порівнювати та аналізувати (в області аналізу значень P_d, рис.3.5) значення E_b/N_o (наприклад, при $(P_b)_{ном}=10^{-6}$) для багатьох варіантів. Враховуючи значну кількість видів кодування (Голея, БХЧ, Ріда-Соломона, Хемінга і т.д.) та варіантів для кожного з видів, таке порівняння (рис.3.5) являється трудомістким та ненаглядним. Згадані недоліки залежностей для значення P_b, представлених у виді (рис.3.5) при синтезі реальних систем за заданим значенням, наприклад $P_{b\,ном}=10^{-6}$, пов'язані з тим, що вони містять надлишковість відносно різних значень P_b (адже навіщо в даному випадку інформація про інші значення P_b, крім $P_{b\,ном}=10^{-6}$). Узагальнені характеристики якраз і усувають вказані недоліки

Приведені характеристики (рис.3.5) для модуляції BPSK з використанням кодування (степінь кодування, d=n/k) можуть бути отримані на основі розв'язування системи інтегральних рівнянь (3.5)

$$\begin{cases} P_{bç}=Q\left(\sqrt{2\left(\dfrac{E_b}{N_o}\right)\dfrac{n}{k}}\right), \quad P_{bk}=10^{-6} \quad \text{ďđč } n=31\ k=26,\ 21,\ 16,\ 11,\ 6 \\ P_d=\dfrac{1}{n}\sum_{j=2}^{n} j\binom{n}{j}P_{bk}{}^{j}\left(1-P_{bk}\right)^{n-j}, \quad \text{ďđč } n=31\ j=t+1\ t=t_i\ t_i\ (1,\ 2,\ 3,\ 5,\ 7) \end{cases} \tag{3.5}$$

Але використання запропонованого методу «2D -3D -2D/» дозволяє отримати узагальнені характеристики не розв'язуючи складну систему рівнянь (3.5). Завдяки запропонованому методу узагальнені характеристики формуються на

основі типових характеристик не збільшуючи при цьому об'єму необхідних обчислень.

При проектуванні та синтезі завдання ускладнюється, що вибір необхідного коду не допускає вирішення в явному виді, а лише чисельні розв'язування системи інтегральних рівнянь типу (3.5). Тобто можна вибрати певні коди проробити всі необхідні розрахунки та отримати результат, який не відповідає поставленим вимогам. Усунути дані проблеми можна на основі застосування узагальнених характеристик кодування. В даному випадку сімейство характеристик (рис.3.5,а), (рис.3.5,г) замінюється однією узагальненою характеристикою (рис.3.5, в), (рис.3.5,е). З приведених узагальнених характеристик видно, що при збільшенні t спочатку ефективність кодування зростає, а при подальшому збільшенні t навіть погіршується. Для вибору виду кодування, який забезпечує підвищення ефективності системи в даному випадку на рис. 3.6 приведено значення нормованого показника ефективності G_n (3.3).

З приведених даних видно, що в даному випадку ефективним являється застосування одного з двох типів кодів (при t=1 та t=2). Код при t=1 доцільно використовувати для систем з обмеженою частотою (він вимагає розширення смуги частот лише в 31/26 разів). Код при t=2 вимагає більшого розширення смуги частот (31/21), але дозволяє понизити (рис.3.5, е) необхідне відношення сигнал/шум приблизно на 2 дБ, порівняно з випадком відсутності кодування.

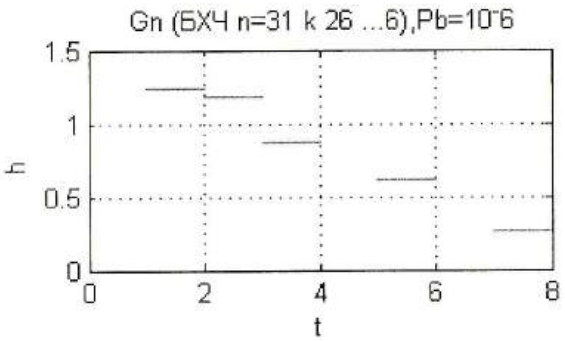


Рис. 3.6. Нормований показник ефективності кодування
(БХЧ n=31, t= 1, 2, 3, 5, 7)

Розглянемо аналогічно інші види кодування з використанням БХЧ кодів. Спочатку розглянемо вплив збільшення значення n в кодах БХЧ на показники модульованого сигналу, а потім – вплив зменшення значень n.

Узагальнені характеристики можуть бути отримані на основі розв'язування системи інтегральних рівнянь (3.6)

$$\begin{cases} P_{bç} = Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)\frac{n}{k}}\right), \quad P_{bk} = 10^{-6} \quad \text{ďđč } n = 63 \;\; k = (57,51,45,39,36,30) \\ P_d = \frac{1}{n}\sum_{j=2}^{n} j\binom{n}{j} P_{bk}{}^{j}\left(1 - P_{bk}\right)^{n-j}, \quad \text{ďđč } n = 63 \;\; j = t+1 \;\; t = t_i \;\; t_i = (1,2,3,4,5,6) \end{cases} \tag{3.6}$$

Але реально дані узагальнені характеристики отримані з використанням запропонованого методу «2D -3D -2D/» що значно зменшує трудоємність.

З приведених даних видно, що аналогічно, як в попередньому випадку при збільшенні t спочатку ефективність кодування покращується, потім сповільнюється, а при подальшому збільшенні t навіть погіршується.

На рис.3.8 приведено дані про нормований коефіцієнт ефективності кодування в даному випадку

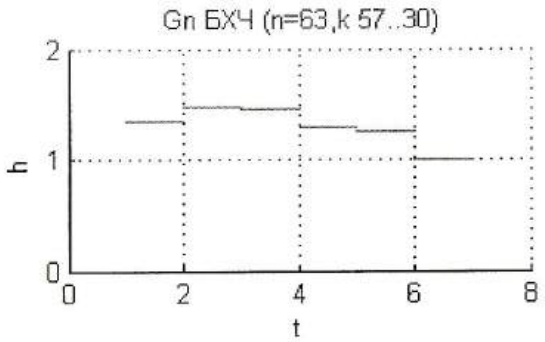


Рис. 3.8. Нормований показник ефективності кодування (БХЧ n=63, t= 1, 2, 3, 4, 5, 6)

З приведених даних видно, що при t=1 – t=5 кодування може бути ефективним. Але як видно при t>3 енергетичний виграш у зменшенні відношення

сигнал/шум вже являється незначним. Тому в даному випадку доцільно використовувати лише ті види кодування, для яких $1 \le t \le 3$. Коди з меншим значенням t доцільно використовувати для систем з обмеженою смугою частот, а з більшим значенням t – для систем з обмеженою потужністю.

З приведених даних наглядно видно, наскільки зручним являється використання узагальнених характеристик. Вони забезпечують достатню наглядність та зручність і обґрунтованість у виборі компромісів, що важливо при проектуванні систем з врахуванням підвищення їх ефективності. Легко переконатись, що вибір компромісів на основі використання типових характеристик являється практично не зручним та не ефективним. Запропоновані узагальнені характеристики якраз і вирішують дану проблему.

Узагальнені характеристики можуть бути отримані на основі розв'язування системи інтегральних рівнянь (3.7)

$$\begin{cases} P_{bç} = Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)\frac{n}{k}}\right), \quad P_{bk} = 10^{-6} \text{ďđč } n = 127 \;\; k = (120,113,106,99,92,85,78,71,64) \\ P_d = \frac{1}{n}\sum_{j=2}^{n} j\binom{n}{j} P_{bk}{}^{j}\left(1 - P_{bk}\right)^{n-j}, \quad \text{ďđč } n = 127 \; j = t+1 \;\; t = t_i \;\; t_i = (1,2,3,4,5,6,7,9,10) \end{cases} \tag{3.7}$$

Але реально дані характеристики також отримані з використанням запропонованого методу «2D -3D -2D/».

З приведених даних видно, що найбільший енергетичний виграш від застосування кодування становить до 5 дБ, що являється досить відчутним. Але при t>5 зменшення відношення сигнал/шум сповільнюється, а далі навіть погіршується. Для порівняння різних кодів на рис.3.10 приведено нормоване значення коефіцієнта ефективності кодування

Як видно з приведених значень показник ефективності являється більшим одиниці при досить широких межах зміни параметру t. Але враховуючи дані, можна рекомендувати, в основному, використання кодів із значенням від 1 до 5.

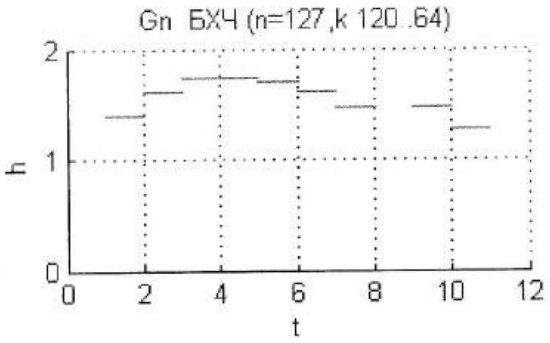


Рис. 3.9 – Нормований показник ефективності кодування
(БХЧ n=127, t= 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 10)

Як видно з результатів, приведених на рис.3.5 при збільшенні значення n для кодів БХЧ також збільшується ефективність кодування, яка становить, орієнтовно, 2-4 дБ. При цьому також збільшується значення відносного показника ефективності кодування та збільшується діапазон значень параметру t, при яких дані коди доцільно використовувати. Дана закономірність являється справедливою не тільки при значеннях $P_b=10^{-6}$, а також при інших значеннях P_b (10^{-7} та 10^{-8}). Справа в тому, що при зменшенні значень P_b узагальнені характеристики пересуваються паралельно вправо.

Узагальнені характеристики можна отримати на основі розв'язування системи рівнянь (3.8).

$$\begin{cases} P_{bç} = Q\left(\sqrt{2\left(\dfrac{E_b}{N_o}\right)\dfrac{n}{k}}\right), \quad P_{bk} = 10^{-6} \quad \text{ďđč } n = 15 \;\; k = (11,\ 7,\ 5) \\ P_d = \dfrac{1}{n}\sum_{j=2}^{n} j\binom{n}{j} P_{bk}{}^{j}\left(1 - P_{bk}\right)^{n-j}, \quad \text{ďđč } n = 15 \;\; j = t+1 \;\; t = t_i \;\; t_i = (1,\ 2,\ 3) \end{cases} \tag{3.8}$$

Але значно простіше отримати узагальнені характеристики використовуючи метод «2D -3D -2D/».

Як видно з узагальнених характеристик ефективність застосування канального кодування в даному випадку значно менша. На рис.3.10 приведені дані про нормований показник ефективності.

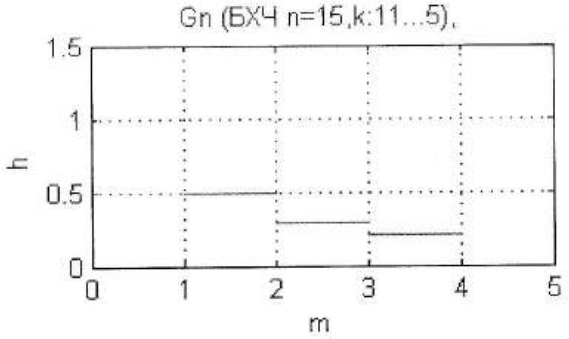


Рис. 3.10. Нормований показник ефективності кодування (БХЧ n=15, t= 1, 2, 3)

Як видно з приведених даних значення нормованого показника ефективності менше одиниці. Отже застосування даного коду хоча і приводить до незначного енергетичного виграшу, але за рахунок більш значного розширення необхідної смуги частот.

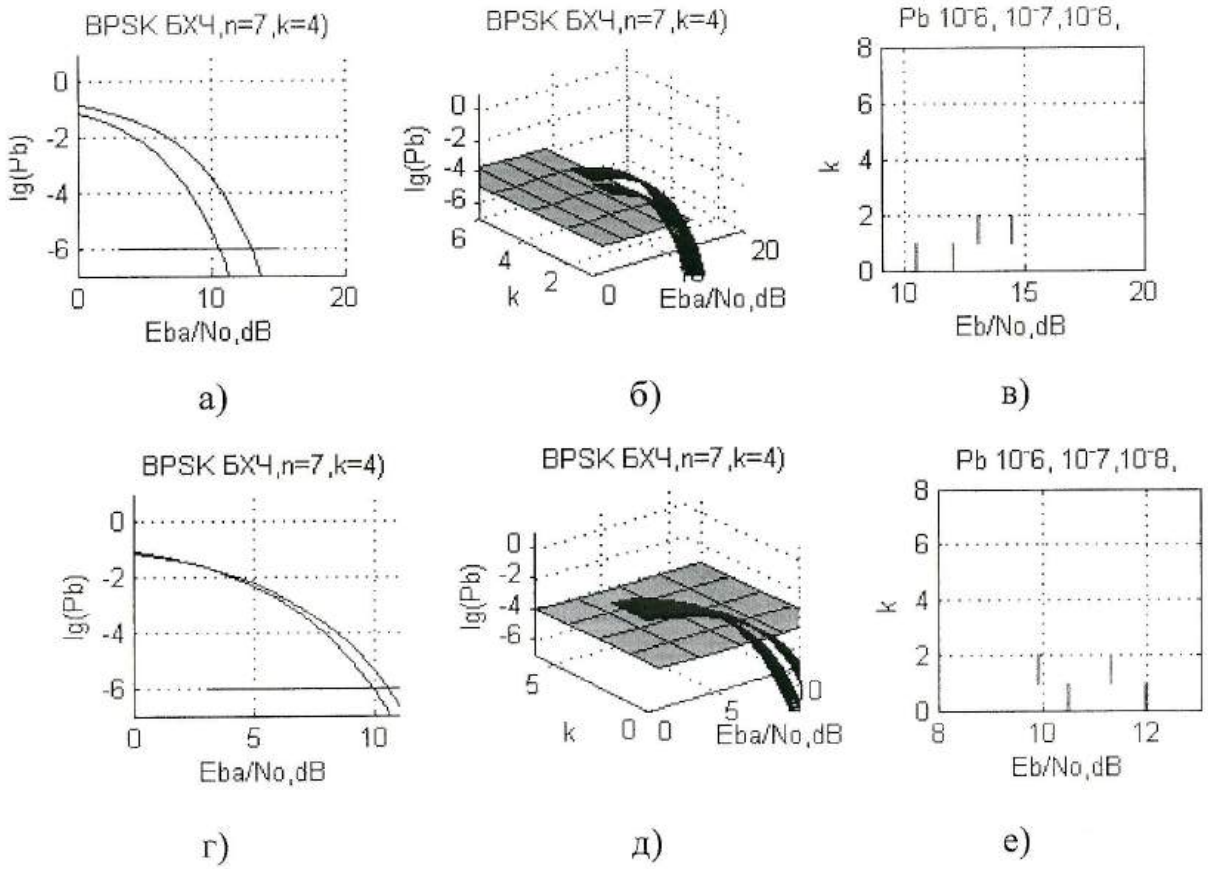


Рис. 3.11. Залежність P_b для BPSK модуляції при використанні кодів БХЧ (n=7; k(t) 4(1): (а), (б), (в) - перший етап, ймовірність P_{bk} (рис.3.3,б), без врахування декодування; (г), (д), (е) - другий етап, ймовірність $P_d(P_{bk})$ (рис.3.3,в), з врахуванням декодування

Дані про застосування найпростішого коду БХЧ (n=7) приведені на рис.3.11. Узагальнені характеристики можна отримати на основі розв'язування системи рівнянь (3.9):

$$\begin{cases} P_{bę} = Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_o}\right)\frac{n}{k}}\right), \quad P_{bk} = 10^{-6} \quad \text{ďđč } n = 7 \;\; k = 4 \\ P_d = \frac{1}{n}\sum_{j=2}^{n} j\binom{n}{j} P_{bk}{}^{j}\left(1 - P_{bk}\right)^{n-j}, \quad \text{ďđč } n = 7 \;\; j = t+1 \;\; t = t_i \quad t_i = 1 \end{cases} \tag{3.9}$$

Але значно простіше отримати узагальнені характеристики використовуючи метод «2D -3D -2D/». Саме так отримані узагальнені характеристики для розглянутого випадку.

Видно, що ефективність кодування в даному випадку (рис.3.11, е) являється досить незначною. На рис.3.12 приведені дані про нормований показник ефективності.

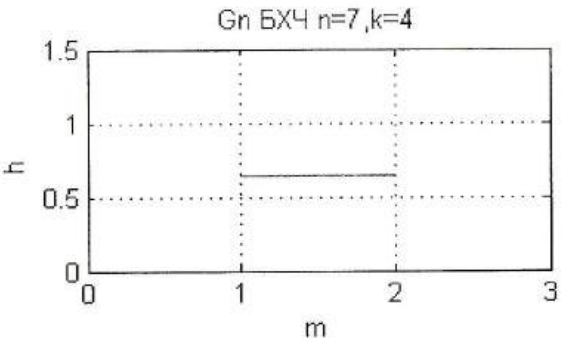


Рис. 3.12. Нормований показник ефективності кодування (БХЧ, n=7, t= 1)

Видно, що значення нормованого показника ефективності кодування менше одиниці. Отже в даного випадку енергетичний виграш менший порівняно з програшем, пов'язаним з необхідним розширенням смуги частот.

Отже більш ефективним являється застосування кодів БХЧ з більшими значеннями параметру n. На основі проведених досліджень в табл. 3.3. приведені рекомендовані значення параметру t для кодів БХЧ.

Таблиця 3.3.

Рекомендовані значення t для кодів БХЧ

n	7	15	31	63	127
(t_{max})	1	3	7	15	31
t	1	1	1-2	2-5	3-9

З приведених даних видно, що в системах безпроводового зв'язку доцільно використовувати ті варіанти кодів БХЧ, для яких, виконується умова $t \leq t_{max}/3$.

Також в результаті проведеного аналізу можна зробити наступні висновки:

а) застосування кодів БХЧ при збільшенні параметру t до певної межі приводить до збільшення ефективності за рахунок зменшення вимог до відношення сигнал/шум;

б) при збільшенні параметру t збільшення ефективності значно сповільнюється;

в) якщо продовжувати збільшувати значення параметру t, то це може привести навіть до погіршення ефективності

г) рекомендовані значення параметру t приведені в табл. 3.3.

Досі розглядались коди БХЧ при використанні бінарної модуляції. Також представляють інтерес результати аналізу при використанні М-рівневих видів модуляції

3.3 Коди Хемінга, Голея та Ріда-Соломона

Дослідження кодів Хемінга значно спрощується, тому що згідно даних (табл.3.1) вони містяться в коді БХЧ (в частковому випадку при t=1). Вище було проведено аналіз та порівняння кодів БХЧ, де при t=1 фактично наявна інформація про коди Хемінга. Як показав попередній аналіз кодів БХЧ такі коди (при t=1, тобто коди Хемінга) нічим особливим не виділяються. При їх використанні ефективність кодування становить лише частину (приблизно половину) від її максимально значення. Єдиним достоїнством кодів Хемінга являється те, що вони вимагають найменшого розширення смуги частот.

Для кодів Голея n=20, тобто вони за своїми показниками повинні знаходитись між кодами БХЧ при n=15 та n=31. Враховуючи те, що ефективність кодів БХЧ незначно проявляється при n=15 і їх ефективність зростає при використанні кодів при n=31, тому коди Голея (при n=20) можна вважати тією нижньою границею, де кодування стає ефективним.

Коди Ріда-Соломона (n,k) відносяться до недвійкових БХЧ кодів, причому їх символи представляють собою m-бітові послідовності, для яких

$$0<k<n<2^m+2, \tag{3.14}$$

де k – кількість інформаційних бітів, що підлягають кодуванню; 2^m - число кодових символів в кодованому блоці.

Якщо виконується умова максимальних значень n ($n=2^m$, $n=2^m+1$), то такий код являється розширеним. Але для більшості кодів Ріда-Соломона виконується умова:

$$(n,k)=(2^m, 2^m-1-2t), \tag{3.15}$$

де t – кількість помилкових бітів в символі, які може справити код, а n-k=2t, - кількість додаткових контрольних символів.

При аналізі кодів Ріда - Соломона також доцільно використовувати узагальнені характеристики, аналогічні вище приведеним для кодів БХЧ.

3.4 Інші види канального кодування

Між модуляцією та канальним кодуванням можна провести певну аналогію. Адже згадані процедури переслідують одну мету: максимально наповнити наявний простір сигналів та максимально збільшити віддаль між сигналами в наборі. Практично використовуються різні види канального кодування (рис. 3.13) [22].



Рис. 3.13. Основні види завадозахисного кодування

Розглянемо детальніше особливості кожного з приведених кодів. Як вказувалось в даному розділі, недоліком блокових кодів являється їх неефективність застосування при малому відношенні сигнал/шум.

Даний недолік усувають *турбокоди*. Їх розробку [17, 20] можна віднести до найбільш важливих досягнень щодо теорії та техніки завадостійкого кодування. Ще в 1993 році було продемонстровано, що з їх допомогою можна практично дуже близько підійти до границі Шенона. Наприклад, при $P_b=10^{-5}$ при їх застосуванні необхідне значення $E_b/N_o \approx 0.7$ дБ, що на (1.5-2) дБ краще порівняно з використанням блокових кодів. Розробка турбокодів, в основному, здійснюється за двома напрямками:

- згорткові турбокоди, які формуються шляхом паралельного з'єднання двох, або більшої кількості згорткових кодерів;
- блокові турбокоди, які формуються шляхом послідовного з'єднання двох, або більшої кількості блокових кодерів.

Як показали подальші дослідження, більш ефективними являються блокові турбокоди. Отже, дослідження блокових кодів, детально розглянуті в даному розділі являються актуальними також при застосуванні турбокодів.

Каскадні коди. На практиці виникають ситуації, коли необхідно використовувати найбільш потужні коди. До таких ситуацій відносяться: забезпечення високої завадостійкості в системах безпроводового зв'язку з обмеженою потужністю (наприклад, супутниковому зв'язку); передавання інформації через канали, в яких похибки групуються в пачки похибок. Застосування в таких випадках більш довгих блокових кодів або згорткових з

більшою довжиною кодового обмеження наштовхується на протиріччя, пов'язані з недопустимим ростом складності кодера. Вихід з даного протиріччя був запропоновано Форні [20], який запропонував схему каскадного (багаторівневого кодування). На практиці найбільш поширеною виявилась каскадна схема з двома рівнями кодування. В даному випадку використовується два коди: зовнішній код, переважно блоковий та недвійковий і внутрішній. В якості зовнішніх кодів найбільш широко застосовуються коди Ріда-Соломона. В якості внутрішніх кодів можуть використовуватись циклічні коди, ортогональні коди та згорткові. Отже, результати дослідження блокових кодів та їх підкласу- циклічних кодів являється актуальними при застосуванні турбокодів.

Лінійні згорткові коди являються підкласом деревовидних кодів [10, 18]. Їх лінійність визначається тим, що вихідні символи кодера формуються як лінійна комбінація вхідних. Згорткові коди можуть бути як двійковими так і не двійковими. Двійкові згорткові коди найбільш поширені в системах зв'язку, особливо в супутникових. Таке широке застосування пояснюється тим, що такі коди дозволяють забезпечити задані вимоги при малих відношеннях сигнал/шум та відносно простій реалізації декодера. Варто зауважити, що аналіз безпомилкового функціонування згорткових кодерів являється більш складним, порівняно з простішим біноміальним розкладом, який описує функціонування багатьох блокових кодів.

Решітчате кодування будується на принципово іншому підході, порівняно з раніше розглянутими методами, в яких покращення достовірності приймання інформації досягається шляхом розширення необхідної смуги частот. Тому кодування не могло бути популярним в системах з обмеженою смугою частот. Але вдосконалення можливі і для таких систем. Починаючи з 1984 року виникає активний інтерес до схем, в яких модуляція об'єднується з кодуванням. Таким чином було започатковане решітчате кодування. Таке кодування дозволяє підвищити достовірність приймання інформації без вимог до розширення смуги частот. В даному випадку модуляція та кодування здійснюються сумісно, тобто неможливо розрізнити де закінчується модуляція та починається кодування.

Обидва перетворення переслідують єдину мету – створення ефективної системи.

3.5 Застосування отриманих результатів для безпроводових мереж

При передаванні цифрової інформації в мережах зв'язку використовується комутація пакетів. В даному випадку канал зв'язку надається тільки на час передавання короткого повідомлення фіксованої довжини, яке являється пакетом. Типова вид пакету даних приведено на рис. 3.14.

Синхробіти	Службова інформація	Дані	Контрольна сума

Рис. 3.14. Типова структура пакету даних

Як видно з приведеного рисунку при пакетному передаванні даних дані становлять лише частину передаваної інформації. Але така ситуація подібна до процесів канального кодування де також передається надлишкова інформація. Наявність надлшкової інформації (рис.3.3,б) приводить до збільшення ймовірності появи бітових помилок. У випадку застосування канального кодування при подальшій обробці сигналу в результаті декодування результуюча ймовірність появи бітових помилок зменшується. Але у випадку пакетного передавання даних внаслідок надлишковості ймовірність появи бітових помилок лише збільшується (рис.3.3,б). Отже всі результати, отримані в даному розділі, зокрема аналіз на основі узагальнених характеристик, залишаються придатними та ефективними для мереж безпроводового зв'язку у випадку використання пакетного передавання даних [23].

Розглянуто різні види канального кодування та показано ефективність його застосування особливо для систем з обмеженим відношенням сигнал/шум.

Проведено порівняльний аналіз кодів БЧХ, Хемінга, Голея та Ріда – Соломона та показано їх переваги та недоліки.

В результаті досліджень виявлено, що типові характеристики, які описують

залежності для блокових кодів являються недосконалими при аналізі та синтезі систем зв'язку. Запропоновано використання узагальнених характеристик, які характеризують вплив блокових кодів на показники системи.

Проведено аналіз не тільки окремо показників різних методів канального кодування, а також сумісно з врахуванням використовуваних видів модуляції.

Сформовано показники, які характеризують ефективність систем зв'язку з врахуванням модуляції та кодування.

Визначено області найбільш доцільного застосування кодів БЧХ за показником їх надлишковості. Показано переваги запропонованої методології оцінки ефективності окремих функціональних вузлів, зокрема модуляції та канального кодування, яка базується на загальному підході до формування узагальнених характеристик.

Показано, що використання канального кодування може забезпечити підвищення ефективності систем навіть у випадках, коли застосування канального кодування не являється принципово необхідним. Розроблено графічні інтерфейси користувача, призначені для формування узагальнених характеристик.

ВИСНОВКИ

У магістерській роботі досліджено важливе науково-технічне завдання, що полягає в розв'язанні ряду питань по дослідженню методів побудови ефективних систем безпроводового зв'язку.

Приведено основні відомості про системи та мережі безпровідного зв'язку та виявлено тенденції їх сучасного розвитку. Сформульовано нові задачі підвищення їх ефективності як на етапі аналізу окремих функціональних вузлів так і синтезу системи та мережі в цілому за технічними вимогами.

В першому розділі проаналізовано різні види модуляцій та розроблено рекомендації з їх вибору в залежності від заданих технічних вимог до системи та з врахуванням необхідності підвищення ефективності систем. Проведений аналіз базується на використанні запропонованих узагальнених характеристик ефективності модуляції та методів побудови узагальнених характеристик.

В результаті аналізу узагальнених характеристик енергетичної ефективності модуляції виявлено, що властивості модуляцій MASK та DMPSK являються практично однаковими.

Аналіз узагальнених характеристик частотної ефективності модуляції показав, що при кодуванні джерела інформації з використанням дуобінарного сигналу можна отримати узагальнені характеристики для інших видів кодування.

Розроблено графічні інтерфейси користувача з використанням системи MATLAB, які значно спрощують проведення порівняльного аналізу з метою забезпечення підвищення ефективності проектованих систем.

Розглянуто різні види канального кодування та показано ефективність його застосування особливо для систем з обмеженим відношенням сигнал/шум.

Проведено порівняльний аналіз кодів БЧХ, Хемінга, Голея та Ріда – Соломона та показано їх переваги та недоліки.

В результаті досліджень виявлено, що типові характеристики, які описують залежності для блокових кодів являються недосконалими при аналізі та синтезі систем зв'язку. Запропоновано використання узагальнених характеристик, які

характеризують вплив блокових кодів на показники системи.

Визначено області найбільш доцільного застосування кодів БЧХ за показником їх надлишковості. Показано, що використання канального кодування може забезпечити підвищення ефективності систем навіть у випадках, коли застосування канального кодування не являється принципово необхідним. Розроблено графічні інтерфейси користувача, призначені для формування узагальнених характеристик.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Телекомунікаційні системи та мережі наступного покоління [Електронний ресурс] Заїка В.Ф., Варфоломеєва О.Г., Домрачева К.О., Гринкевич Г.О. // ДУТ – Режим доступа: http://www.dut.edu.ua/uploads/l_1762_12226724.pdf (дата звернення: 07.10.2023)

2. Сайт Міжнародного Союзу Електрозв'язку [Електронний ресурс]. – Режим доступа: http://www.itu.int. (дата звернення: 07.10.2023)

3. DVB WorldWide [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.dvb.org/news/worldwide (дата звернення: 17.10.2023)

4. 19-th ITU plenipotentiary conference: final acts. - BEXCO, Busan, Republic of Korea: 20 October - 7 November 2019.

5. World Telecommunication / ICT Policy Forum: final acts. - Geneva, Switzerland: 14 to 16 May 2018.

6. K. Mizutani and H. Harada, "Universal Time-Domain Windowed OFDM", Vehicular Technology Conference (VTC-Fall) 2016 IEEE 84th, pp. 1-5, 2016.

7. Поповський В. В. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В. В. Поповський, В. Ф. Олійник та ін. – Х.: СМІТ, 2016. – 564 с.

8. Y. Qiu, Z. Liu and D. Qu, "Filtered bank based implementation for filtered OFDM", 2017 7th IEEE Int. Conf. on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC), pp. 15-18, 2017.

9. Іванов А. Б. Від розрізнених вимірювань, аналізу і тестування до наскрізного контролю мережі / А. Б. Іванов, І. В. Соколов // З'язок. – 2016. – 12. – С. 35-40.

10. J. Kejun, J. Bin, H. Li and Z. Shouqin, "Performance Analysis of DCO-OFDM[5]V. Singh and U. Dalal "Investigation of LED Non-linearity on DCO-OFDM and ACO-OFDM VLC Systems using Multichip RGB LEDs for Indoor Applications", Procedia Computer Science, vol. 143, pp. 852-859, 2018, [online] Available .

11. P. Guan, D. Wu, T. Tian, J. Zhou, X. Zhang, L. Gu, et al., "5G Field Trials: OFDM-Based Waveforms and Mixed Numerologies", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, no. 6, pp. 1234-1243, 2017.

12. An Investigation of the Effects of the Transform Techniques in Optical-OFDM Systems. Talat Kepezkaya; Ali Özen. 2022, 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)

13. R. Islam and M. Mondal, "Hybrid DCO-OFDM ACO-OFDM and PAM-DMT for dimmable LiFi", Optik, vol. 180, pp. 939-952, 2019.

14. M. Mondal, "Comparison of DCO-OFDM ADO-OFDM HDC-OFDM and HNC-OFDM for Optical Wireless Communications", Journal of Optical Communications, vol. 0, no. 0, 2018.

15. J. Padhy and B. Patnaik, "CO-OFDM and DP-QPSK Based DWDM Optical Wireless Communication System", Journal of Optical Communications, vol. 0, no. 0, 2018.

16. Романов А. І. Основи теорії телекомунікаційних мереж: навчальний посібник для вузів / А. І. Романов. – К., 2016. – 152 с.

17. D. Kang, S. Lee, J. Kim and K. Choi, "Implementation of Visual Light Communication Testbed Based on DCO-OFDM", The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences, vol. 45, no. 1, pp. 117-128, 2020.

18. Y. Zang and J. Zhang, "Optimal Scheme of DCO-OFDM for Optical Frequency-selectivity", Procedia Computer Science, vol. 131, pp. 1074-1080, 2018.

19. J. Lain, Z. Yang and T. Xu, "Experimental DCO-OFDM Optical Camera Communication Systems With a Commercial Smartphone Camera", IEEE Photonics Journal, vol. 11, no. 6, pp. 1-13, 2019.

20. CCITT Recommendation X.140. General Quality Of Service Parameters For Communication. Via Public Data Networks. – Geneva: The International Telegraph and Telephone Consultative Committee (CCITT), 2018. – 30 p. [Електронний ресурс]. –

Режим доступу: https://www.itu.int/rec/ dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-X.140-198811-S!!PDF-E&type=items. (дата звернення: 17.10.2023)

21. ISO/IEC 7498-1:1994. Information Technology. Open Systems Interconnection. Basic Reference Model: The Basic Model. – International Telecommunication Union, 2017, 07. – 59 p. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://webstore.iec.ch/preview/info_isoiec7498-1%7Bed2.0%7Den.pdf. (дата звернення: 14.11.2023)

22. ITU-T M.1020. Recommendation to Plenary: 1020. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.itu.int/md/dologin_md.asp?lang =en&id=R00-SG08-RP-1020!!MSW-E. (дата звернення: 20.11.2023)

23. ITU-T Q.932. Recommendation Q.932 (05/98). ISDN User-network Interface – Digital Subscriber Signaling System No. 1 – Generic procedures for the control of ISDN supplementary services. – International Telecommunication Union, 2017. – 117 p. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.itu.int/rec/T-REC-Q.921-199709-I/en. (дата звернення: 20.11.2023)

ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Презентація по магістерській роботі на тему:

Методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку

Студента Горяніна Миколи Артемовича

Мета роботи

Мета роботи – визначити методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку.

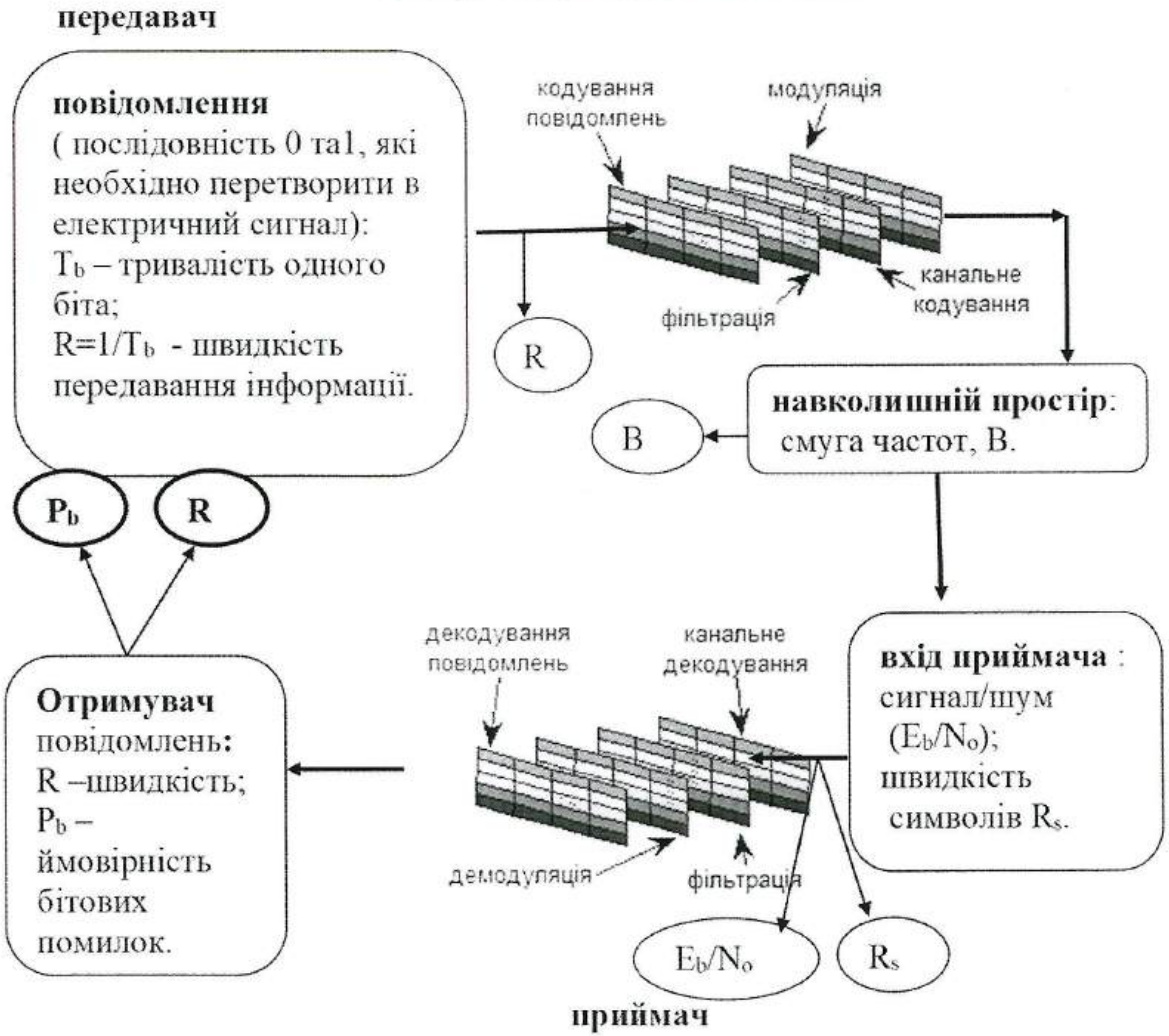
Об'єкт дослідження – процес функціонування безпроводових систем та мереж зв'язку.

Предмет дослідження - види модуляції та кодування в безпроводових систем та мереж зв'язку.

Технології широкосмугової безпроводової передачі даних

- LTE
- WiMax
- WiFi

Структурна схема системи безпроводового зв'язку та її основні показники



Протиріччя при побудові ефективних систем безпроводового зв'язку



При дослідженнях проведених в магістерській роботі визначено основні проблеми синтезу ефективних систем та мереж безпроводового зв'язку:

Ефективність систем безпроводового зв'язку

Частотна ефективність, як степінь використання частотного ресурсу системи, тобто використовуваної смуги частот:

$$E_B = \frac{R}{B}.$$

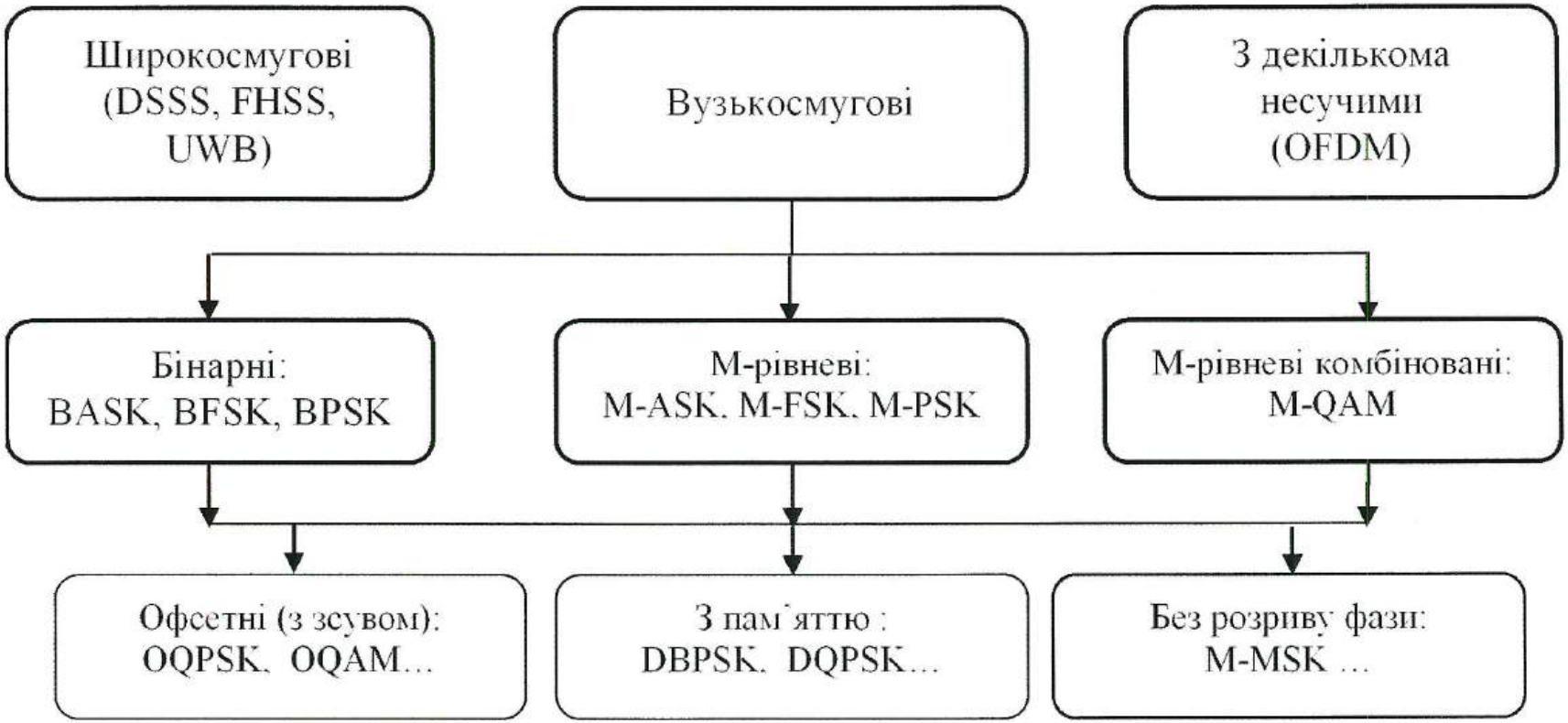
Енергетична ефективність, як степінь використання енергетичного ресурсу системи, тобто наявного відношення сигнал/шум:

$$E_{SN} = \frac{R}{\left(\frac{S}{N_0}\right)}.$$

Інформаційна ефективність, як ступінь наближення швидкості передавання до пропускної здатності C:

$$E_C = \frac{R}{C}.$$

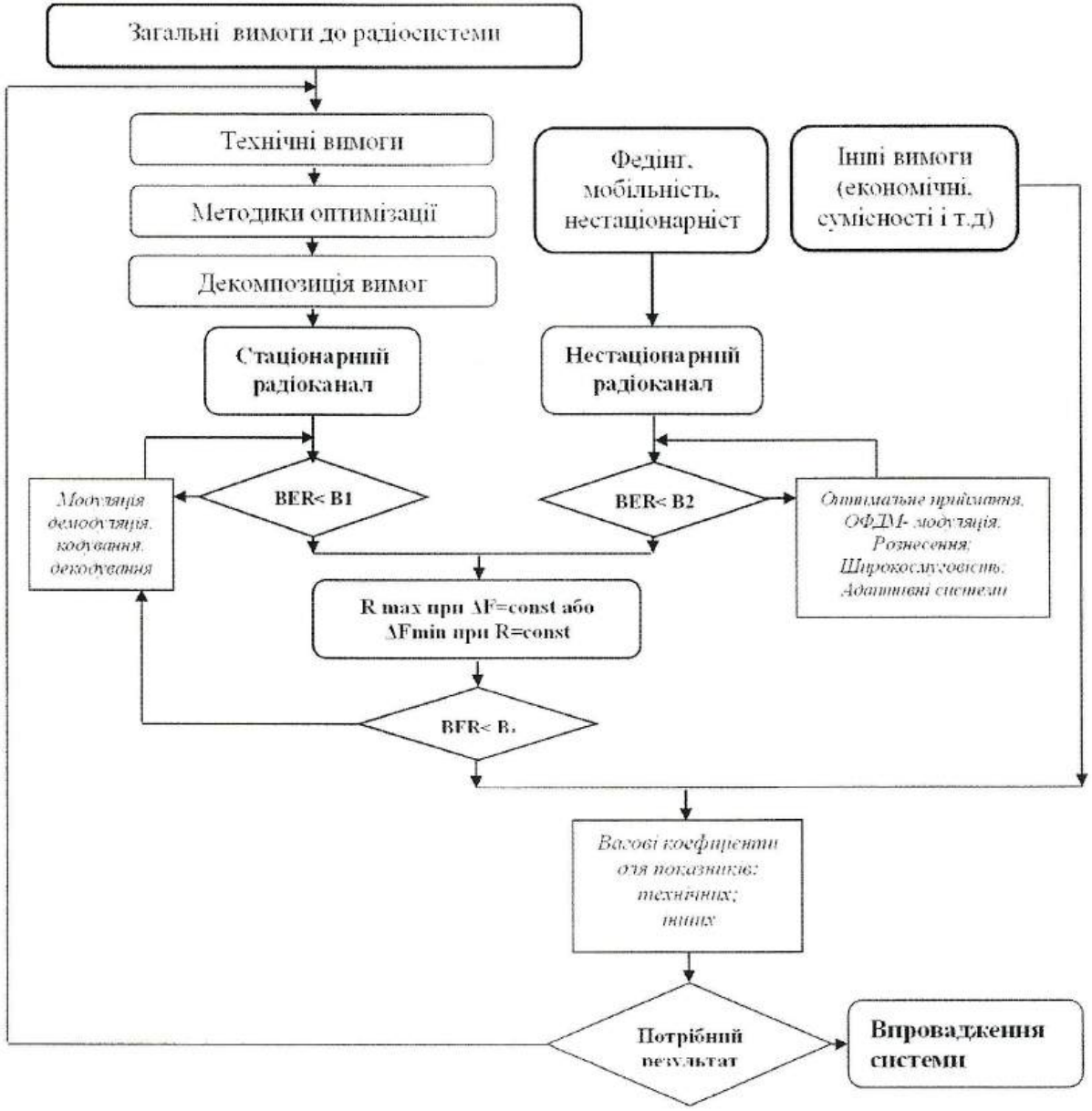
Ефективні види модуляцій сигналу сучасних безпроводових систем



Ефективні види кодування сигналу сучасних безпроводових систем



Процес підвищення ефективності безпроводових систем



Висновки

По результатах досліджень зробимо висновки:

1. Проведено аналіз розвитку безпроводових телекомунікаційних систем;

2. Досліджено вплив модуляцій та кодування сигналу на ефективність безпроводових систем;

3. На основі досліджених методів модуляцій та кодування розроблено алгоритм підвищення ефективності безпроводових систем. В розробленому алгоритмі синтезу ефективних систем безпроводового зв'язку використовуються результати, отримані при дослідженні різних видів модуляції та кодування.

Апробація результатів магістерської роботи

1. Основні результати магістерської роботи доповідалися на Всеукраїнській науково-практичній конференції «Telecommunication: problems and innovation», Київ: ДУІКТ, 20 грудня 2023 р.

2. Основні наукові результати магістерської роботи опубліковано в науковому журналі “Наукові записки ДУІКТ, - 2023, - №2”.

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Микола ГОРЯНІН

Назва: Методи побудови ефективних систем безпроводового зв'язку

Координатор: Андрій ЛЕМЕШКО

Підрозділ: ННІТ

Коефіцієнт подібності 1 :11.5

Коефіцієнт подібності 2 :7.2

Тривога: 7

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

☑ виявлені в роботі запозичення є сумлінними і не мають ознак плагіату. Тому робота визнається самостійною і допускається до захисту;

☐ виявлені в роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання;

☐ виявлені в роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень. У зв'язку з чим, робота не допускається до захисту.

…… ……

Дата *Підпис Наукового керівника*