

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

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖЕНО:

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

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект бакалавра

спеціальність _____ *172 Телекомунікації та радіотехніка*
(код і назва спеціальності)

студента _____
172-16зск-1
(група)

Шутов Богдан Євгенович
(прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломного проекту «Розробка моделі системи передачі даних на базі FSK»

Наказ ректора НТУ "ДП" від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
<i>Стан питання. Постановка задачі</i>	Аналітичний огляд літератури за темою проекту	Квітень 2019
<i>Спеціальна частина</i>	Принцип роботи моделі системи передачі даних на базі FSK. Розробка моделі в середовищі MATLAB. Оформлення пояснювальної записки	Травень 2019
<i>Економічний розділ</i>	Розрахунок капітальних витрат	Травень 2019

Завдання видав _____
(підпис)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв
до виконання _____
(підпис)

Шутов Б.Є.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 15 березня 2019 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК:

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: с., мал., табл., додатків, джерел.

Об'єкт розробки: системи передачі даних.

Предмет розробки: імітаційне моделювання систем передачі даних.

Мета дипломного проекту: розробка моделі системи передачі даних на базі FSK.

В першому розділі виконаний аналітичний огляд літературних джерел по темі дипломного проекту. Здійснено постановку задачі роботи.

У другому розділі розроблено модель системи передачі даних на базі FSK в середовищі Simulink високорівневої мови МАТЛАБ. Виконано модельний експеримент і проведено аналіз результатів.

У третьому розділі розраховані одноразові капітальні витрати на розробку моделі системи передачі даних на базі FSK.

СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМИ, ІМІТАЦІЙНЕ
МОДЕЛЮВАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка с., рис., табл., приложений, источников.

Объект разработки: системы передачи данных.

Предмет разработки: имитационное моделирование систем передачи данных.

Цель дипломного проекта: разработка модели системы передачи данных на базе FSK.

В первой главе выполнен аналитический обзор литературных источников по теме дипломного проекта. Осуществлена постановка задачи работы.

Во втором разделе разработана модель системы передачи данных на базе FSK в среде Simulink высокоуровневого языка МАТЛАБ. Выполнен модельный эксперимент и проведен анализ результатов.

В третьем разделе рассчитаны единовременные капитальные затраты на разработку модели системы передачи данных на базе FSK.

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ, ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, МОДУЛЯЦИЯ, МАНИПУЛЯЦИЯ

ABSTRACT

Explanatory note p., fig., tab., applications, sources.

Development object: data transmission systems based on quadrature amplitude manipulation.

Subject of development: simulation modeling of data transmission systems.

The purpose of the graduation project: the development of a data transmission system model based on FSK.

The first chapter provides an analytical review of literary sources on the topic of the graduation project. The formulation of the task of work.

In the second section, a model of the FSK-based data transmission system in the Simulink high-level language MATLAB is developed. A model experiment was performed and the results were analyzed.

In the third section, one-time capital costs are calculated for developing a FSK-based data transmission system model.

**DATA TRANSMISSION SYSTEMS, SYSTEM MODELS,
IMITATION MODELING, MODULATION, MANIPULATION**

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ASK– амплітудна маніпуляція

ASK – фазова маніпуляція

FSK – частотна маніпуляція

QAM – квадратурна амплітудна маніпуляція

BPSK – бінарна фазова маніпуляція

BER – кількість бітових помилок за одиницю часу

QPSK – квадратурна фазова маніпуляція

OQPSK – квадратурна фазова маніпуляція з запізненням

ФКО – формувач комплексної обвідної

ЦАП – цифроаналоговий перетворювач

МСИ – міжсимвольна інтерференція

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ЗМІСТ

ВСТУП	
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	
1.1 Методи цифрової модуляції.....	
1.1.1 Двійкова фазова маніпуляція.....	
1.1.2. Відносна (диференційна) двійкова фазова маніпуляція (DBPSK)	
1.2 Багатопозиційні модулятори (QAM/PAM).....	
1.2.1 Квадратурна амплітудна модуляція (QAM).....	
1.2.2. Квадратурна фазова маніпуляція (QPSK).....	
1.3. Частотно-маніпульовані сигнали FSK.....	
1.3 Постановка задачі.....	
1.4 Висновки	
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА	
2.1 Розробка імітаційної моделі.....	
2.1.1 Функціональна схема в середовищі Simuljnk. Налаштування функціональних блоків моделі і їх опис.....	
2.1.2 Результати моделювання.....	
2.2 Висновки.....	
3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	
3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі системи передачі даних на базі FSK.....	
3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі.....	
3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі.....	
3.1.3 Розрахунок капітальних витрат.....	
3.2 Висновки	

ВИСНОВКИ.....

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....

ДОДАТОК А.....

ДОДАТОК Б.....

ДОДАТОК В.....

ВСТУП

Сучасний рівень техніки радіозв'язку не вичерпав потреба в швидкісних каналах передачі. Широке впровадження комп'ютерних технологій призвело до суттєвого зростання обсягу цифрових даних, що передаються в режимі реального часу. Потреба передачі зростаючого обсягу інформації неминуче призводить до необхідності підвищення швидкості передачі даних, тому проблема збільшення швидкодії каналів радіозв'язку не втрачає своєї актуальності і по сьогоднішній день.

На даний момент найпоширенішими і швидко розвиваються системами високошвидкісного бездротового зв'язку є WLAN 802.11b, 802.11g, 802.11a, 802.11n, Bluetooth, WiMAX, Wireless USB. Основу перерахованих систем складають різні фазові (BPSK, QPSK) або квадратурні амплітудні модуляції (QAM-16, QAM-64, QAM-256, QAM-1024). Їх застосування дозволяє збільшити ефективність використання спектра частот (EIC) [1]. Збільшення числа позицій призводить до необхідності підвищення відносини сигнал / шум на вході детектора, що вимагає збільшення потужностей передачі сигналів, або скорочення дальності зв'язку. Зростають також вимоги до лінійності підсилювачів для зменшення рівня інтермодуляційних продуктів. Цей ефект неминуче призводить до збільшення споживаної енергії, що негативно позначиться на часі роботи мобільних пристроїв, таких як Bluetooth, Wireless USB і т.д.

Альтернативою PSK і QAM може бути частотна маніпуляція FSK, яка не вимагає високої лінійності тракту посилення і дозволяє використовувати підсилювачі з високим коефіцієнтом корисної дії. Така модуляція представляє інтерес для мобільних передавачів, що працюють від автономного блоку живлення. Використання FSK спрощує радіочастотний тракт, так як огинає сигналу залишається постійною. При FSK потрібно, щоб перехід від старої частоти сигналу до нової відбувався максимально швидко (від цього залежить швидкість передачі), що призводить до переривчастості

зміни вихідного сигналу, під час якого виділяється багато енергії на частотах, що виходять за рамки використовуваного частотного діапазону. Обмеження швидкості модуляції частотних модуляторів несучої частоти в сучасних НВЧ системах радіозв'язку пов'язано з тим, що для збудження гармонійних коливань в схемі генератора навантажена добротність контуру, підключеного до активного елементу генератора, повинна бути більше деякої граничної величини, що залежить від типу активного елементу.

Підвищення швидкості передачі на основі FSK можливо при використанні елементів з малою інерційністю. Таким елементом є діод Ганна. Це пристрій характеризується власною постійною часу порядку одиниць пикосекунд, що дозволяє вважати його перспективним для високошвидкісних систем передачі даних. Мала інерційність діода Ганна найбільш повно може бути реалізована в релаксаційному низькодобротному режимі його роботи в складі модулятора з швидким перемиканням частоти (FFSK, Fast Frequency Shift Keying).

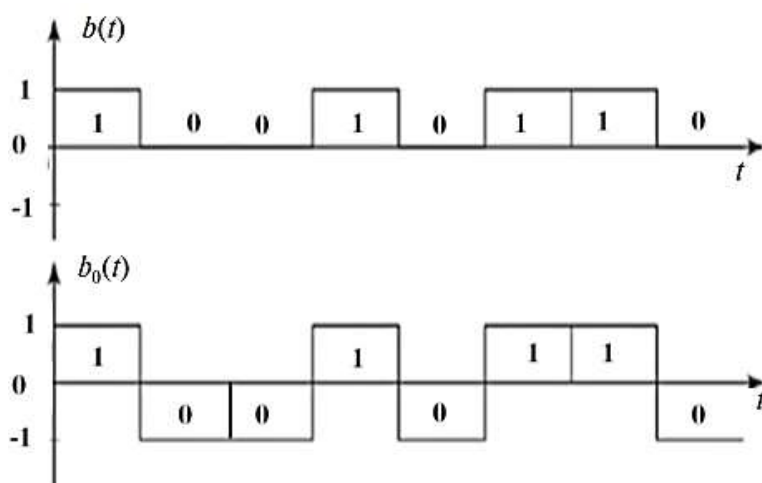
Таким чином, розробка методів побудови моделі системи передачі даних з FSK є актуальною проблемою для систем радіозв'язку. Одним із шляхів вирішення зазначеної проблеми може служити використання малої інерційності релаксаційного генератора на діоді Ганна для створення швидкодіючої FFSK модуляції.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Методи цифрової модуляції

Один з основних питань, що стосуються передачі даних із заданою швидкістю, - розподіл енергії в спектрі електричного сигналу, що переносить дані, і узгодження цього розподілу з характеристиками каналу зв'язку [1]. За своєю природою виконавчі сигнали - це послідовність прямокутних імпульсів, а для передачі таких імпульсів без спотворень потрібно теоретично нескінченно велика смуга частот.

На верхньому графіку (рис. 1.1) показаний уніполярний цифровий сигнал, в якому інформаційному логічному нулю відповідає 0, а на нижньому графіку - біполярний цифровий сигнал, в якому інформаційному логічному нулю відповідає -1.

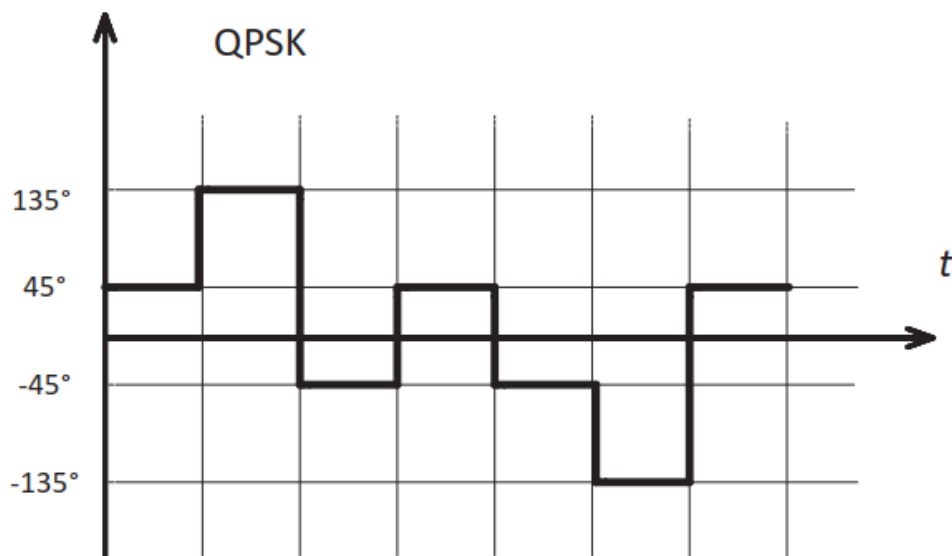


Малюнок 1.1 - Уніполярний і біполярний цифрові сигнали

Однак реальні канали зв'язку можуть забезпечити лише обмежену смугу частот, тому необхідно погоджувати передаються сигнали з параметрами каналів. Таке узгодження виконується завдяки кодуванню вихідних даних за рахунок забезпечення спеціальної форми імпульсів, що переносять дані, наприклад, шляхом згладжування прямокутної форми спектральної щільності імпульсу по косинусоїдальній закону, а також за допомогою різних видів модуляції.

Якщо повідомлення передаються двійковими символами, то швидкість передачі даних не може перевищувати значення $2 DF_k$ біт / с або 2 біт / с на 1

Гц смуги пропускання каналу зв'язку DFK. Межа питомої швидкості передачі даних за допомогою двійкових символів, що дорівнює 2 (біт / с) / Гц , називається також бар'єром Найквіста. Теоретично бар'єр Найквіста може бути подоланий за рахунок підвищення відносини сигнал / шум в каналі зв'язку до дуже великого значення, що практично неможливо. Тому для підвищення питомої швидкості передачі даних (подолання бар'єру Найквіста) необхідно перейти до багатопозиційної (комбінованої) маніпуляції (рис. 1.2), при якій кожна електрична посылка несе більше 1 біта інформації [2].



Малюнок 1.2 – Багатопозиційна маніпуляція

Ідея використання багатопозиційних сигналів для зниження необхідної смуги пропускання лінії зв'язку полягає в розбитті повідомлення у вигляді двійковій послідовності на блоки (посилки), кожен з яких містить комбінації з t двійкових символів (1 або 0), кількість яких t відповідає можливим станам вихідного сигналу модулятора.

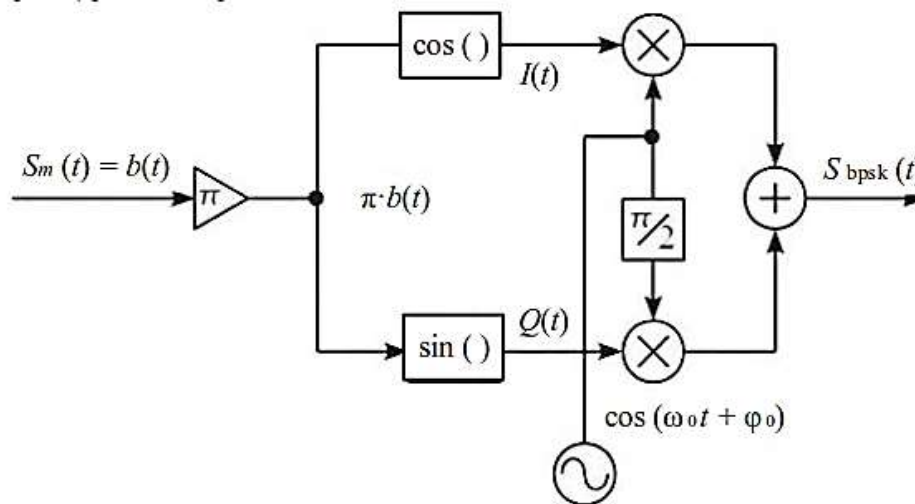
1.1.1 Двійкова фазова маніпуляція

Ми можемо отримати сигнали з фазовою маніпуляцією (phase shift key PSK), якщо подамо в якості моделюючого сигналу на фазовий модулятор цифровий сигнал. Йтиметься про двійковій фазовій маніпуляції (binary phase shift key BPSK). Даний вид модуляції знайшов дуже широке застосування

внаслідок високої завадостійкості і простоти модулятора і демодулятора. У вітчизняній літературі BPSK модуляцію позначають як ФМн-2.

Розглянемо сигнал $b(t)$ у вигляді послідовності імпульсів цифрової інформації, як це показано на мал. 1.1.

Подамо цифровий сигнал в якості моделюючого сигналу $b(t) = S_m(t)$ на фазовий модулятор, як це показано на мал. 1.3 з дев'яцістю фази, що дорівнює π рад.



Малюнок 1.3 - Формування BPSK сигналу на основі фазового модулятора
Оскільки $b(t)$ приймає тільки значення, рівні 0 і 1, то синфазна

$I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ компоненти комплексної обвідної BPSK сигналу

$$z(t) = I(t) + jQ(t),$$

де

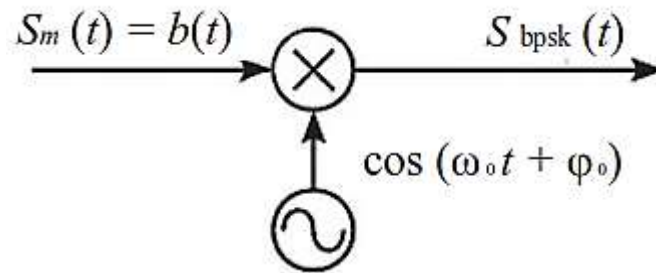
$$I(t) = \cos(\pi b(t)) = \mp 1 = b_0(t); \quad (1.1)$$

$$Q(t) = \sin(\pi b(t)) = 0.$$

Тоді BPSK сигнал можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} S_{bpsk}(t) &= I(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \dots \\ &\dots = b_0(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \end{aligned} \quad (1.2)$$

а структурну схему модулятора можна спростити, як показано на мал. 1.4.

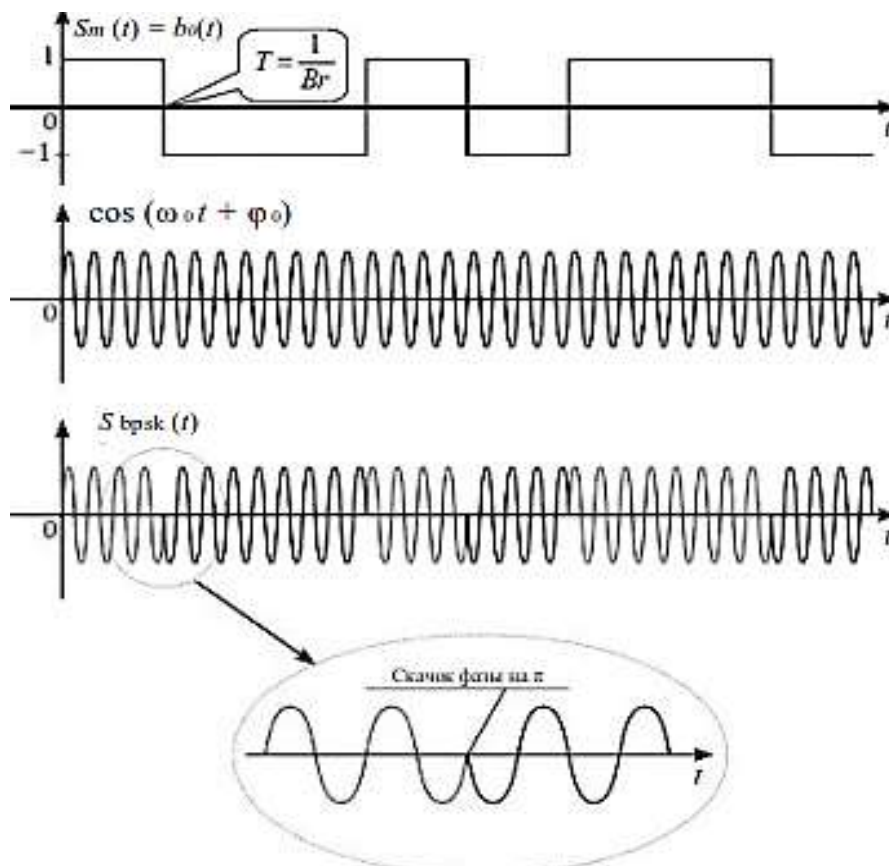


Малюнок 1.4 – Спрощена структурна схема BPSK модулятора

Ця схема точно збігається зі схемою амплітудної модуляції АМ

з придушенням несучої (DSB), при моделюючому сигналі $S_m(t) = b_0(t)$.

Пояснюючі графіки формувача BPSK показані на мал. 1.5.

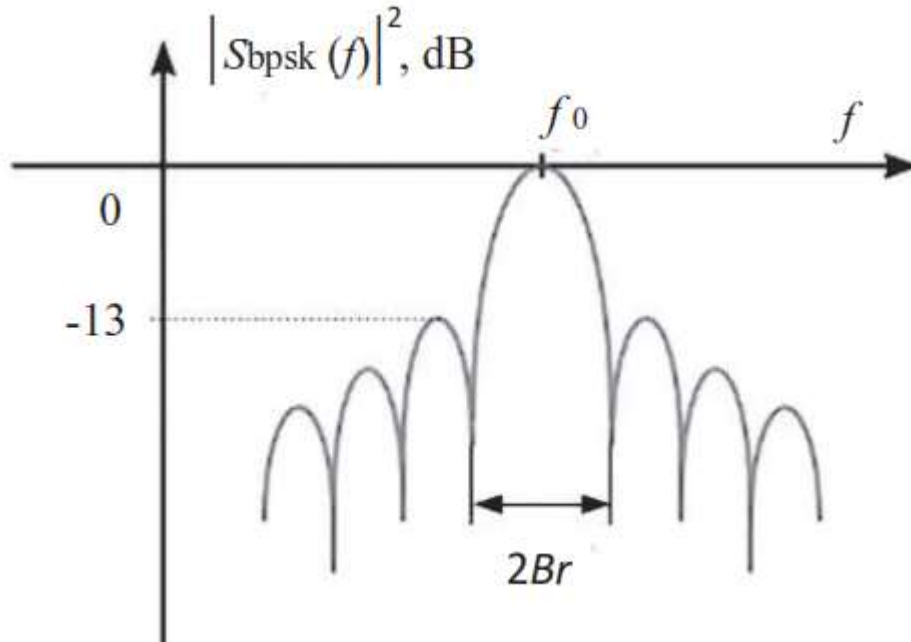


Малюнок 1.5 – Пояснюючі графіки BPSK модулятора

Інформація передається зі швидкістю B_r біт / с, тривалість одного імпульсу цифрової інформації $T = 1 / B_r$. Вихідний сигнал, що модулює $S_m(t) = b_0(t)$ множиться на несе коливання $\cos(\omega_0 t + j_0)$ (на рис. 1.5 $j_0 = -\pi / 2$), отримуємо фазоманіпульований сигнал зі стрибком фази на π рад. Такий же стрибок фази ми б спостерігали при формуванні DSB сигналу. Таким чином, BPSK модуляція - вироджений тип фазової маніпуляції, який збігається з балансною амплітудної модуляцією при біполярному цифровому модульованому сигналі.

Спектр і векторна діаграма BPSK сигналу

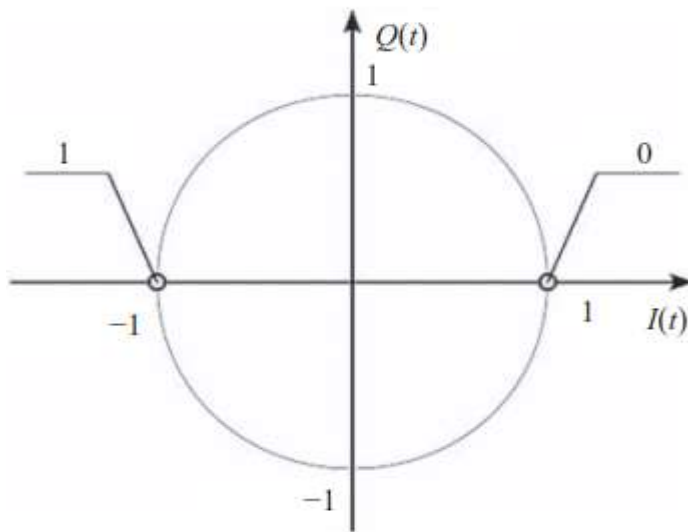
Оскільки BPSK сигнал можна представити як DSB сигнал, то його спектр являє собою перенесений на несучу частоту спектр цифрового біполярного модульованого сигналу $b_0(t)$. На мал. 1.6 показані основні співвідношення спектра BPSK і параметрів вихідного модульованого сигналу.



Малюнок 1.6 – Спектральні співвідношення параметрів BPSK сигналу

Основа спектра потужності BPSK має ширину, рівну подвоєною швидкості передачі інформації $2B_r$, і симетричний щодо несучої частоти f_0 . Рівень максимальної (першої) бічної пелюстки спектру дорівнює - 13 дБ. Також можна сказати про те, що ширина бічних пелюсток дорівнює B_r .

Розглянемо векторну діаграму BPSK сигналу. Згідно зі слів (1.1), синфазна компонента $I(t)$ комплексної обвідної BPSK сигналу дорівнює $b_0(t)$, а квадратурна компонента $Q(t) = 0$. При цьому $b_0(t)$ приймає значення ± 1 . Векторна діаграма BPSK сигналу показана на мал. 1.7.



Малюнок 1.7 – Векторна діаграма BPSK сигналу

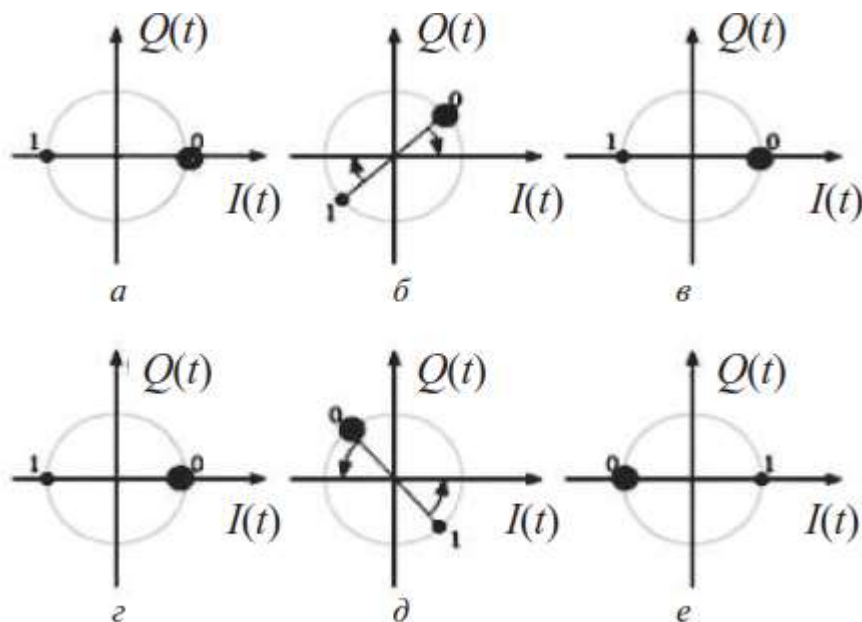
Вектор комплексної обвідної може приймати одне з двох значень: $I(t) = 1$ (при передачі інформаційного нуля) і $I(t) = -1$ при передачі інформаційної одиниці.

Ця модуляція є найбільш перешкодостійкою з усіх видів ФМн, тобто при використанні бінарної ФМн ймовірність помилки при прийомі даних найменша [3]. Однак кожен символ несе тільки 1 біт інформації, що обумовлює найменшу в цьому методі модуляції швидкість передачі інформації.

У присутності довільного зміни фази, введеного каналом зв'язку, демодулятор не здатний визначити, яка точка сузір'я відповідає 1, а яка - 0. За відсутності опорного сигналу, що визначає нульову початкову фазу, можливе виникнення зворотної роботи, коли всі нулі сприймаються як одиниці, а всі одиниці - як нулі. Для усунення цього недоліку дані часто диференційно кодуються до модуляції.

1.1.2 Відносна (диференційна) двійкова фазова маніпуляція (DBPSK)

При передачі інформації з використанням BPSK потрібно застосовувати стежачь для демодуляції сигналу. При цьому часто застосовують некогерентні пристрої прийому, які не узгоджені по фазі з генератором, що задає на передавальній стороні і відповідно не можуть відстежити випадковий поворот фази в результаті поширення, що виходить за інтервал $\pm\pi/2$. Приклад на мал. 1.8.



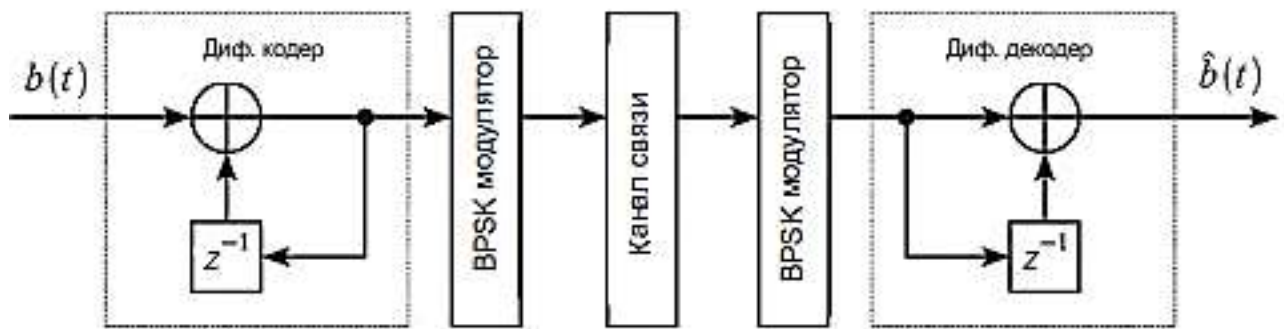
Малюнок 1.8 – Пояснення некогерентного прийому BPSK

Вихідна векторна діаграма BPSK (у випадку з PSK сигналами векторну діаграму часто називають сузір'ям) показана на мал. 1.8, а і 1.8, р Великим

гуртком позначено значення, що відповідає інформаційному нулю, а малим - одиниці. В результаті поширення сигнал придбає випадкову початкову фазу, і сузір'я повернеться на деякий кут.

На мал. 1.8, б показаний випадок, коли поворот сузір'я лежить в межах від $-\pi / 2$ до $\pi / 2$ рад. В цьому випадку при некогерентному прийомі все сузір'я буде повернуто, як це показано стрілочками на мал. 1.8, б. Тоді після повороту сузір'я займе вихідне положення, і інформація буде демодулювати вірно (мал. 1.8, в). На рис. 1.8, д показаний випадок, коли поворот сузір'я лежить в межах від $\pi / 2$ до $3\pi / 2$ рад. В цьому випадку при прийомі сузір'я також буде повернуто для горизонтального розташування, але, як впливає з мал. 1.8, е, інформаційні нулі і одиниці будуть переплутані.

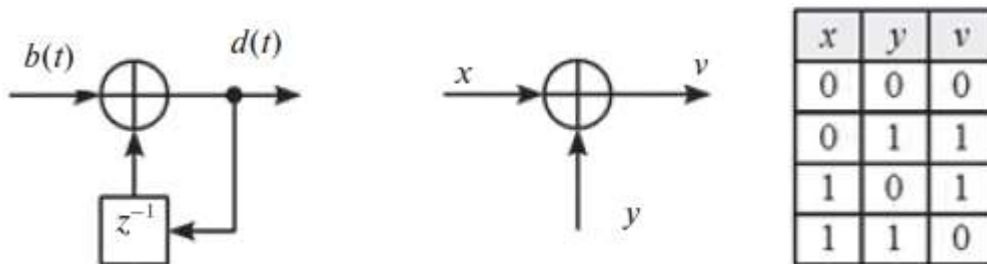
Для того щоб усунути переплутування інформаційних символів, використовують відносну маніпуляцію або, як її ще називають, диференціальну BPSK (DBPSK) [4]. Суть відносної маніпуляції полягає в тому, що кодується не саме біт інформації, а його зміна. Структура системи передачі даних з використанням DBPSK показана на мал. 1.9.



Малюнок 1.9 – Структура системи передачі даних з використанням DBPSK

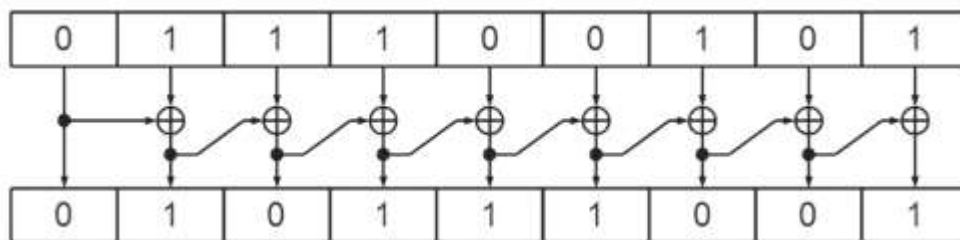
Вихідний потік бітів $b(t)$ проходить диференціальне кодування, після чого модулюється BPSK і на приймальній стороні демодулюється некогерентним BPSK демодулятором. Демодульований потік проходить диференційний декодер, отримуємо прийнятий потік.

Розглянемо диференційний кодер, показаний на мал. 1.10.



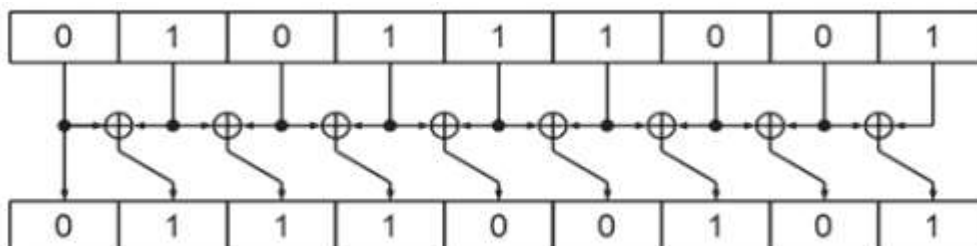
Малюнок 1.10 – Диференційний кодер

Підсумовування проводиться по модулю два, що відповідає логічному XOR (виключає АБО). Позначення z^{-1} може призвести до затримок на один біт інформації. Приклад диференціального кодування наведено на мал. 1.11.



Малюнок 1.11 - Приклад диференціального кодування бітового потоку

Вихідний потік бітів дорівнює 011100101, на виході диференціального кодера ми отримали 010111001. У наведеному прикладі перший 0 не кодують. Потім відбувається складання по модулю два попереднього біта на виході кодера і поточного біта на вході. Для диференціального декодування необхідно зробити зворотну процедуру згідно зі схемою, показаної на мал. 1.12 (структура диференціального декодера показана на мал. 1.10).



Малюнок 1.12 - Приклад диференціального декодування бітового потоку

Як видно, з кодованого бітового потоку 010111001 ми отримали вихідний потік 011100101. При інвертуванні всіх бітів інформації на виході диференціального декодера інформація не спотворюється (за винятком першого біта), і в цьому безперечна перевага DBPSK, яке дозволяє істотно спростити передають і прийомні пристрої. Але потрібно також сказати і про недоліки диференціального кодування. Головним недоліком DBPSK в порівнянні з BPSK є більш низька завадостійкість, оскільки помилки прийому розмножуються на етапі декодування [5].

1.2 Багатопозиційні модулятори (QAM / PAM)

Такі модулятори використовуються в тих випадках, коли канал зв'язку для передачі цифрової інформації має обмежену пропускну здатність. З такою проблемою зіткнулися, наприклад, при організації модемного зв'язку з використанням стандартних телефонних каналів зв'язку, смуга пропускання яких становить близько 3 кГц. Якщо в перших модемах швидкість передачі в таких каналах становила 600-1200 біт / с (з використанням ЧМН), то в сучасних модемах вона досягає 56 Кбіт / с. Це стало можливим багато в чому завдяки використанню багатопозиційних сигналів, зокрема амплітудно-маніпульованих (АМн) або квадратурних АМн (каменів) коливань [6].

1.2.1 Квадратурна амплітудна модуляція (QAM)

Даний спосіб модуляції відноситься до комбінованих. У разі QAM промодульований сигнал є сумою двох ортогональних несучих: косинусоїдальної і синусоїдальної, амплітуди яких беруть незалежні дискретні значення:

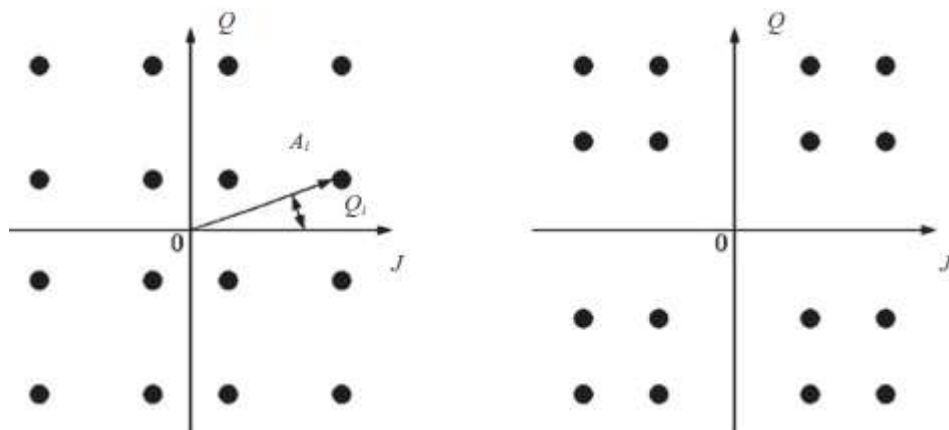
$$U^{QAM}(t) = U^c [C^I(t) \cos(\omega_c t) + C^{II}(t) \sin(\omega_c t)], \quad (1.3)$$

де U^c — амплітуда сигналу; $w_c t$ — частота несучої; $C^1(t)$ и $C^{11}(t)$ — модулюючі сигнали в квадратурних каналах. При прийомі сигналів з QAM проводиться когерентне детектування. Якщо у виразі (1.3) модулюючі сигнали $C^1(t)$ и $C^{11}(t)$ приймають значення ± 1 , то отримуємо QAM-4 (чотирипозиційну QAM). Якщо ж для модуляції як в синфазному, так і в квадратурного каналах використовуються чотирьохрівневі сигнали $c(t) = \pm 1; \pm 3$, то при цьому виходить 16-позиційна QAM (QAM-16), яку можна описати виразом

$$U_{QAM-16}(t) = \sum_{i=1}^{16} A_i \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (1.4)$$

і представити в фазово-амплітудному просторі у вигляді спеціального рис. 1.13, де точками показані положення кінців вектора сигналу A_i при різних значеннях i . Осі координат на рис. 1.13 відповідають синфазної J і квадратурної Q складовим сигналу. Крім модуляції типу QAM-16 в системах цифрового телебачення широко використовується QAM-64. В даному випадку числа в позначеннях типу модуляції означають кількість варіантів сумарного сигналу.

Розташування сигнальних точок в фазово-амплітудному просторі при різних типах QAM визначають сигнальні сузір'я модульованих сигналів. Практично використовуються як звичайні рівномірні, так сигнальні сузір'я з різними відстанями між двома найближчими точками сузір'я в суміжних квадрантах, що кількісно оцінюється коефіцієнтом нерівномірності сигнального сузір'я χ . Даний параметр дорівнює відношенню відстані між сусідніми точками в двох різних квадрантах до відстані між точками в одному квадраті.



Малюнок 1.13 – Векторна діаграма можливих станів сигналу при QAM-16 ($\chi = 1$ — ліворуч и $\chi = 2$ — праворуч)

Застосування нерівномірної структури сигнальних сузір'їв з коефіцієнтами $\chi = 2$, $\chi = 4$ забезпечує поліпшення декодування потоку даних, модульованих методами QAM-16 і QAM-64. Однак при цьому потрібно збільшення відносини сигнал / шум для потоку даних, так як шуми і перешкоди трансформують сигнальні точки сузір'я в «хмари». Центром «хмари» залишається сигнальна точка, а його «розмитість» характеризує залишковий рівень несучої, порушення балансу рівнів сигналів J і Q, коефіцієнт модуляційних помилок і інші параметри. При дуже сильному шумі розрізнити сигнальні точки всередині квадрантів стає практично неможливим. Однак завдяки введеної нерівномірності в сигнальні сузір'я сигнальні точки між квадрантами розрізняються досить добре, тобто Декодування може здійснюватися з прийнятною вірогідністю помилок.1.2.2.

Квадратурна фазова маніпуляція(QPSK)

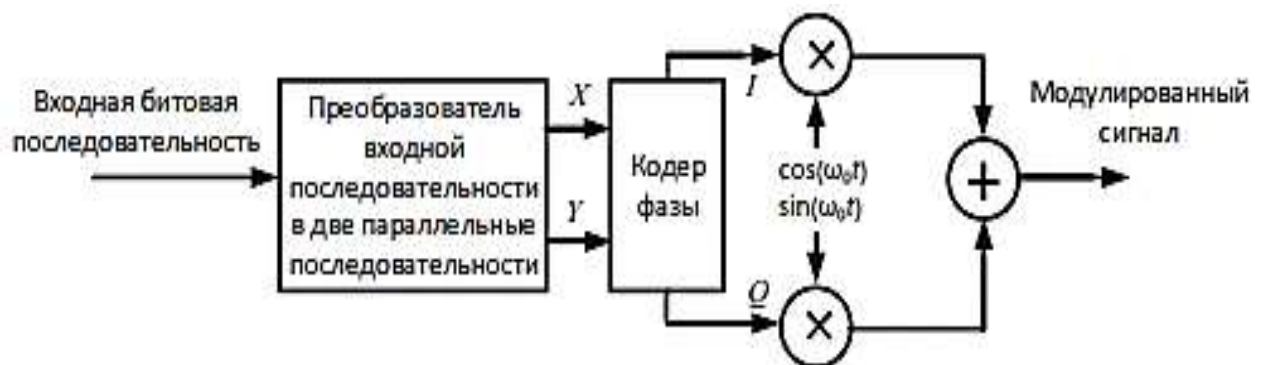
QPSK - це дискретна фазова маніпуляція з основним дискретом $\pi / 2$. У цьому методі модуляції все імпульси вхідний інформаційної послідовності модулятора розбиваються на пари - на двухбітові символи, і при переході від символу до символу початкова фаза сигналу змінюється на величину Δj , яка визначається бітами символу відповідно до алгоритму, наведеними в табл. 1.1.

Узагальнена функціональна схема модулятора QPSK приведена на рис. 1.14. Вхідна бітова послідовність перетвориться в дві паралельні послідовності, які подаються на кодер фази. В результаті кодування виробляються квадратурні сигнали, кожен з яких подається на свій балансовий модулятор. Сигнали після балансних модуляторів підсумовуються, утворюючи квадратурний модульований сигнал.

Таблиця 1.1 - Закон фазової маніпуляції методу QPSK

Биты входной последовательности модулятора		Изменение фазы Δj
Нечетные (первые биты символа) X	Четные (вторые биты символа) Y	
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Поєднання непарних і парних бітів визначає фазу сигналу

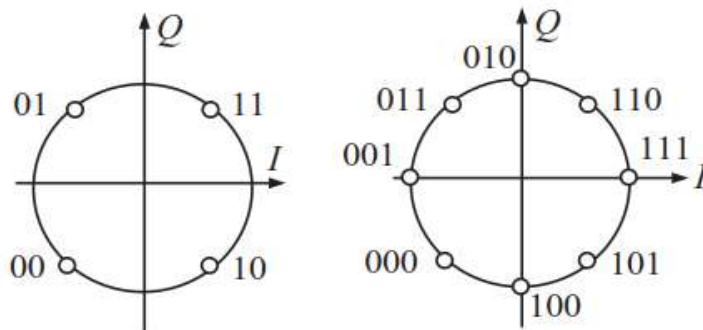


Малюнок 1.14 – Функціональна схема модулятора QPSK

При квадратурній фазовій маніпуляції (англ. QPSK - Quadrature Phase Shift Keying, або 4-PSK) використовується сузір'я з чотирьох точок, розміщених на однаковій відстані на окружності. Використовуючи 4 фази, в

QPSK на символ доводиться два біта, як показано на мал. 1.15 (зліва). Аналіз показує, що швидкість може бути збільшена в два рази відносно BPSK при тій же смузі сигналу або, якщо залишена швидкість колишньої, можна зменшити смугу вдвічі.

Хоча QPSK можна вважати квадратурною маніпуляцією (QAM-4), іноді її простіше розглядати у вигляді двох незалежних модульованих несучих, зрушених на 90° . При такому підході парні (непарні) біти використовуються для модуляції синфазної складової I, а непарні (парні) - квадратурної складової несучої Q. Так як BPSK використовується для обох складових несучої, то вони можуть демодулювати незалежно.

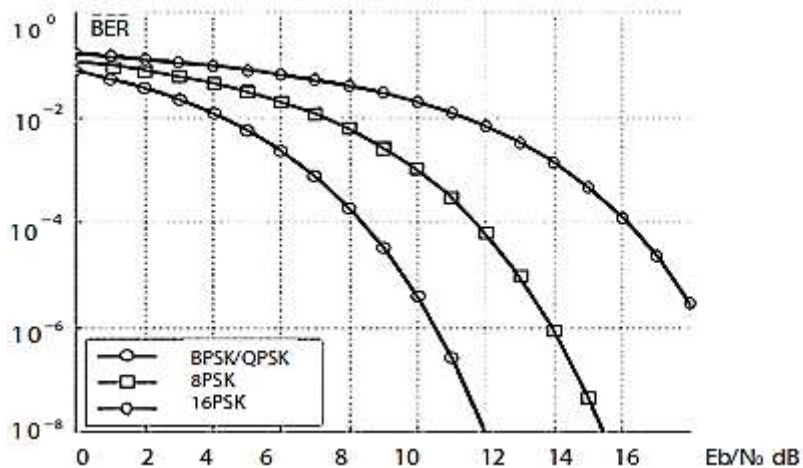


Малюнок 1.15 - Фазове сузір'я для квадратурної ФМн (ліворуч) і для вісімкової ФМн (праворуч)

Як і при BPSK, існує проблема невизначеності початкової фази в приймачі. Тому при некогерентному детектуванні QPSK з диференціальним кодуванням на практиці використовується частіше.

При восьмиричній фазовій маніпуляції кожен сигнал передає три біта інформації. ФМн з порядком більше 8 використовують рідко.

Перешкодостійкість систем передачі інформації з різними видами модуляції оцінюється ймовірністю помилки на біт інформації (англ. BER - Bit Error Rate) [7]. Залежність ймовірності помилки від відношення сигнал / шум

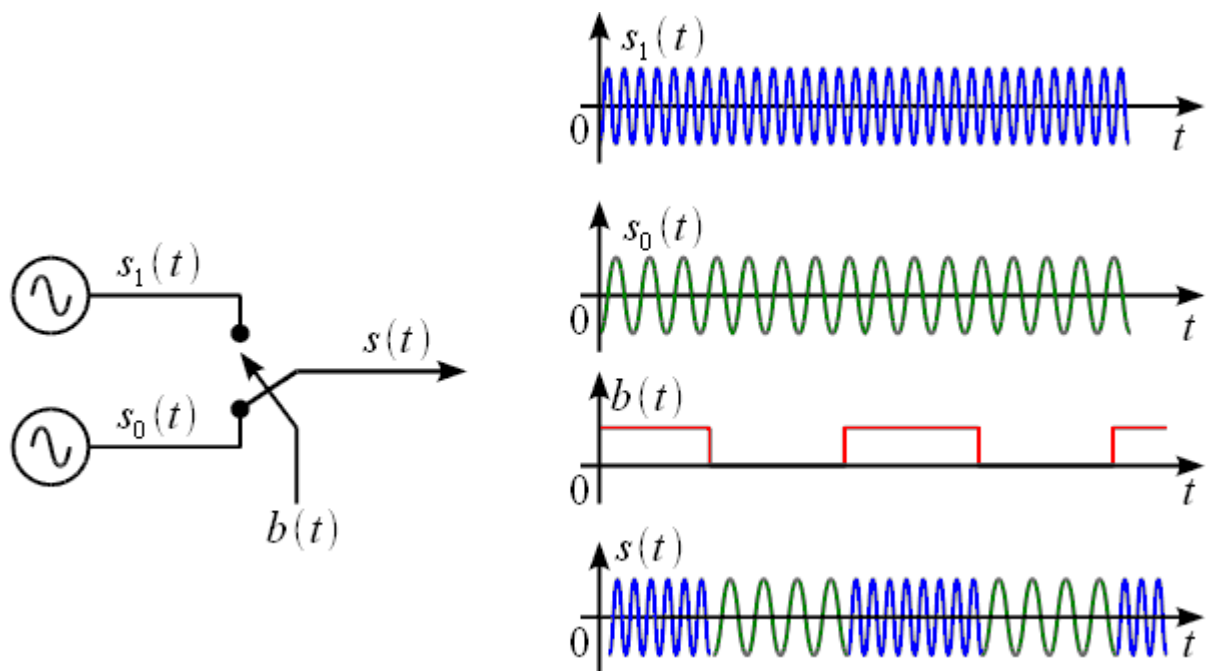


Малюнок 1.16 – Імовірність помилки на біт

1.3. Частотно-маніпульовані сигнали FSK

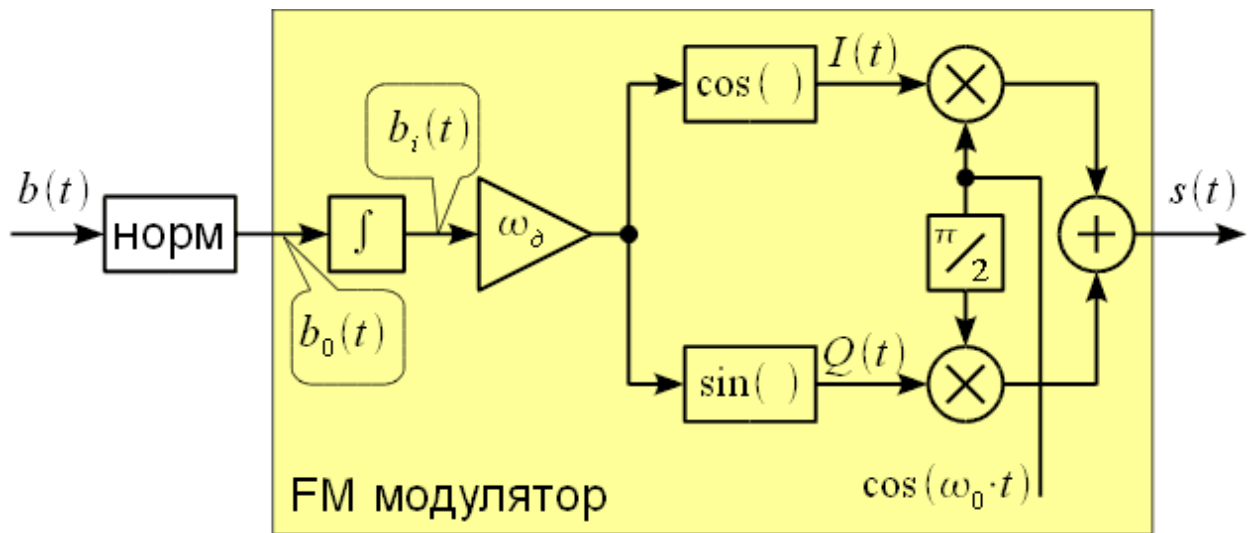
Частотно-маніпульовані FSK сигнали є одними з найпоширеніших у сучасності цифрового зв'язку. Це обумовлено перш за все простотою їх генерування і прийому, з огляду на нечутливість до початкової фази. У даній роботі ми розглянемо принцип формування і параметри FSK модуляції і однією з її модифікацій - CPFSK (FSK з безперервною фазою) [7]. У російськомовній літературі також зустрічається аббревіатура «ЧМН» для позначення частотно-маніпульованих сигналів.

Для початку розглянемо двійкову FSK модуляцію, коли вихідний сигнал, що модулює $b(t)$ являє собою двійкову бінарну послідовність нулів і одиниць наступну з бітовою швидкістю b_r . Пристрій для формування FSK сигналу і принцип його функціонування можна умовно уявити, як це показано на малюнку 1.17.



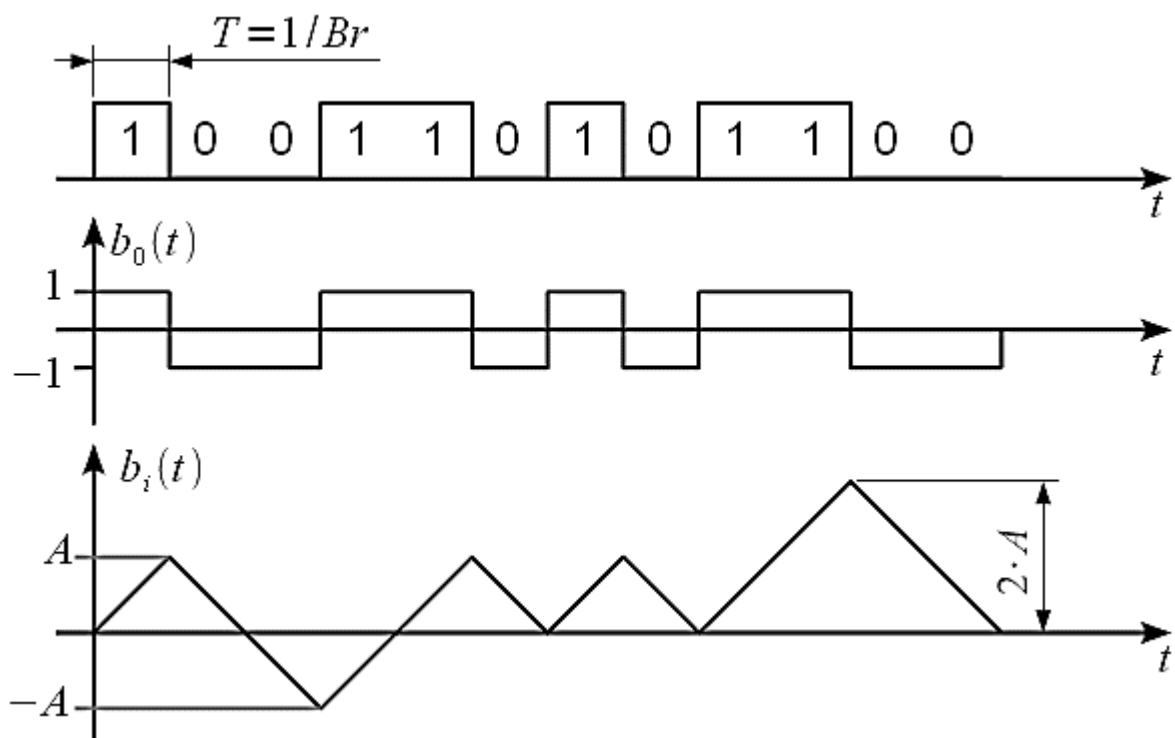
Малюнок 1.17 – Принцип формування FSK сигналу

На мал. показано два генератора, що формують коливання $s_0(t)$ і $s_1(t)$ на різних частотах (див. пояснювальні осцилограми мал. 1.17). Також є електронний ключ, керований цифровим сигналом $b(t)$, таким чином, що при передачі логічної «1» на вихід подається сигнал $s_1(t)$, а при передачі логічного «0» - сигнал $s_0(t)$. Таким чином, частота вихідного сигналу маніпулюється в залежності від бітової послідовності. Незважаючи на простоту наведеної схеми, вона на практиці не застосовується, оскільки потрібно дуже швидкодіючий ключ з мінімальним перехідним процесом, а також при довільній початковій фазі генераторів можливі скачки по фазі при зміні символу, що в свою чергу призводить до розширення спектра. На практиці набула поширення FSK модуляція з безперервною фазою CPFSK. Поглянемо на цей вид модуляції більш докладно. FSK сигнали є окремим випадком сигналів з частотною модуляцією (FM) при моделюючому сигналі у вигляді двійковій бітової послідовності $b(t)$. Таким чином, для модуляції FSK можна використовувати схему FM модулятора на базі універсального квадратурного модулятора, як це показано на мал. 1.18.



Малюнок 1.18 – Структурна схема формування FSK сигналу на базі FM модулятора

Пояснювальні графіки роботи наведеної на малюнку 1.18 структурної схеми показані на малюнку 1.19.



Малюнок 1.19 – Пояснювальні графіки роботи FSK модулятора

На верхньому графіку показана вихідна бітова послідовність $b(t)$ наступна зі швидкістю B_r бод, тобто, тривалість одного біта послідовності $T = 1 / B_r$ с. Блок нормування формує сигнал $b_0(t)$ з рівнем ± 1 і з нульовим середнім, як це показано на середньому графіку мал. 3, при цьому форма сигналу зберігається. Далі $b_0(t)$ використовується як сигнал, що модулює на вході FM модулятора. Першим блоком FM модулятора варто інтегратор, який інтегрує сигнал $b_0(t)$ в результаті виходить сигнал $b_i(t)$ у вигляді «пилки» як це показано на нижньому графіку рис. 3. Необхідно відзначити, що при інтегруванні імпульс одиничної амплітуди на виході інтегратора буде мати амплітуду $A = T = 1/B_r$. Після сигнал на виході інтегратора $b_i(t)$ посилюється в ω_δ раз, де ω_δ — частота девіації FM сигналу. При розгляді FM сигналів говорилося, що частота девіації задає смугу сигналу на виході модулятора. При цифровій модуляції частота девіації задає рознос частот маніпуляції. Уявімо ω_δ у вигляді:

$$\omega_\delta = \frac{2 \cdot \pi \cdot B_r / 2 \cdot m}{\Omega = 2 \cdot \pi \cdot F_b} = \pi \cdot B_r \cdot m \text{ рад/с}, \quad (1.4)$$

де m носить назву індексу FSK модуляції і визначає у скільки разів рознос частот маніпуляції перевищує бітову швидкість, $\Omega = 2\pi F_b$ — циклічна частота моделюючого сигналу, $F_b = B_r / 2$ — частота повторення біта при чергуванні нулів і одиниць в цифровому сигналі (в 2 рази нижче швидкості передачі інформації B_r). Після посилення і завдання девіації частоти виробляється формування квадратурних компонент і модуляція за допомогою універсального квадратурного модулятора. Зробимо зауваження. Сенс сигналу на виході інтегратора ні що інше як миттєва фаза FSK сигналу. Оскільки на виході інтегратора фаза не має розривів, то формується таким чином FSK сигнал називається FSK сигнал з безперервною фазою або

CPFSK. Також в деякій літературі такий спосіб модуляції носить назву модуляція з пам'яттю, так як інтегратор «пам'ятає» значення отримані раніше, в той час як ключ на малюнку 1 «не пам'ятає» своє становище в попередні моменти часу (модулятор на малюнку 1 носить назву модулятор без пам'яті).

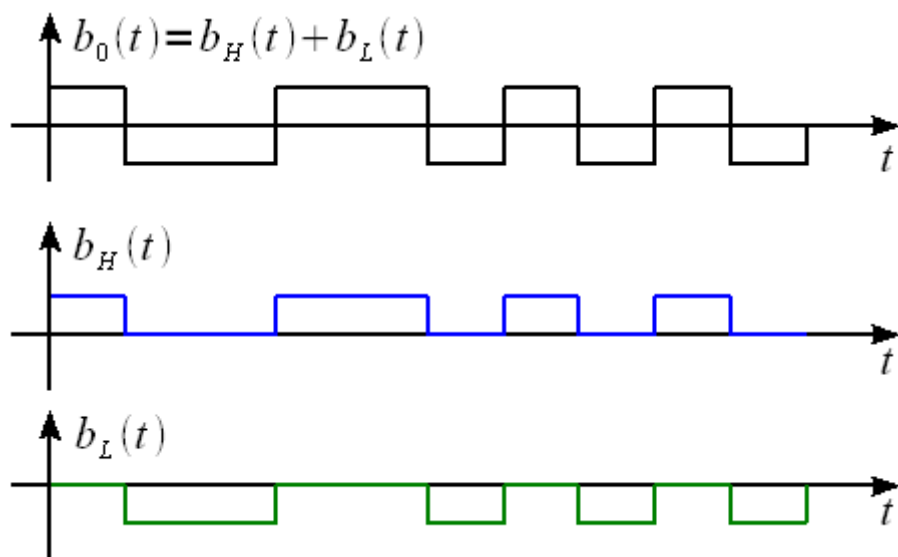
Спектр FSK сигналу

Розглянемо спектр FSK сигналу. Раніше вже говорилося, що спектр сигналів з кутовою модуляцією в загальному випадку не виражається аналітично. Однак у випадку з бінарної послідовністю, можна отримати оцінку спектра FSK сигналів слідуючи наступним міркуванням [1]. Уявімо сигнал $b_0(t)$ на вході FM модулятора у вигляді суми двох сигналів:

$$b_0(t) = b_L(t) + b_H(t), \quad (1.5)$$

$$b_H(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } b_0(t) > 0 \\ \text{іначе } 0 \end{cases}; \quad b_L(t) = \begin{cases} -1, & \text{при } b_0(t) < 0 \\ \text{іначе } 0 \end{cases}.$$

Таке уявлення графічно показано на мал. 1.20.

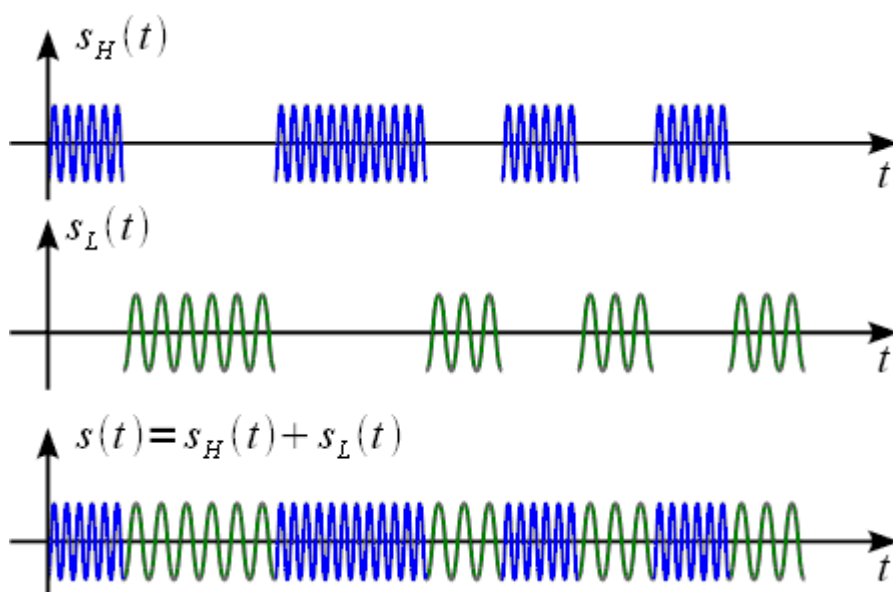


Малюнок 1.20 - Уявлення моделюючого сигналу

Тоді FSK сигнал можна представити у вигляді суми сигналів $s_L(t)$ і $s_H(t)$:

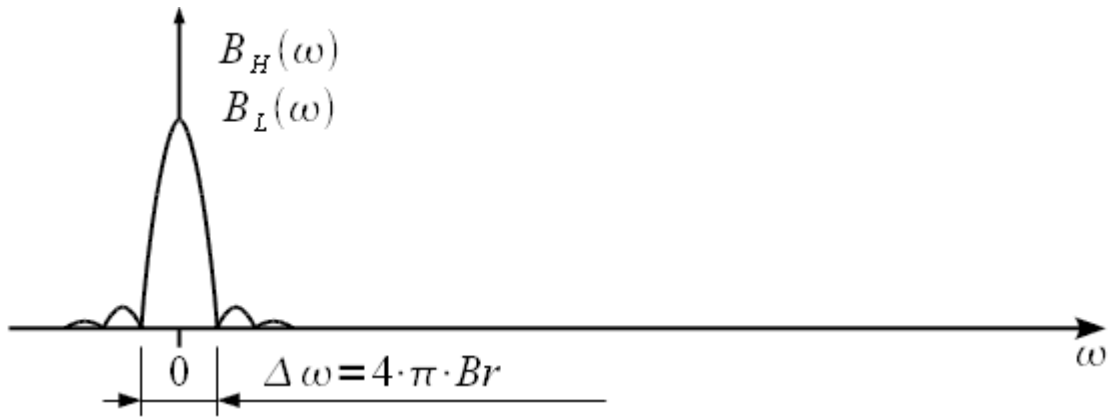
$$\begin{aligned} s(t) &= s_L(t) + s_H(t), \\ s_L(t) &= b_L(t) \cdot \cos((\omega_0 - \omega_\delta) \cdot t), \\ s_H(t) &= b_H(t) \cdot \cos((\omega_0 + \omega_\delta) \cdot t). \end{aligned} \tag{1.6}$$

Графічно це показано на малюнку 1.21.

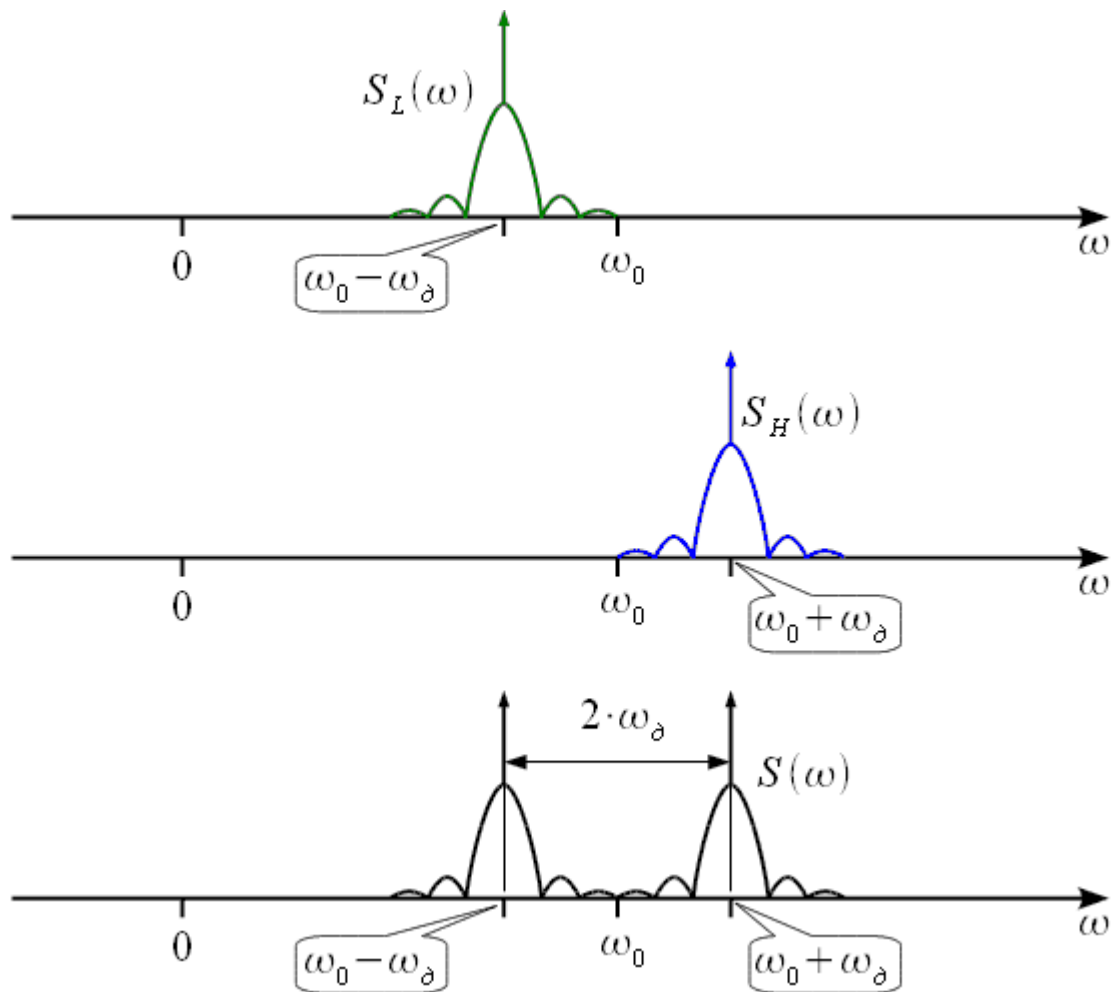


Малюнок 1.21 – Уявлення FSK сигналу

Таким чином, спектр FSK сигналу $S(\omega)$ є сума спектрів $S_L(\omega) + S_H(\omega)$ сигналів $s_L(t)$ і $s_H(t)$. Але згідно (1.6) $s_L(t)$ і $s_H(t)$ — перенесені на відповідні частоти сигнали $b_L(t)$ і $b_H(t)$, які в свою чергу є послідовність імпульсів тривалості $T = 1/B$. Оскільки бітова послідовність випадкова, то спектральна щільність $B_H(\omega)$ і $B_L(\omega)$ сигналів $b_H(t)$ і $b_L(t)$ може бути представлена, як це показано на малюнку 1.22.

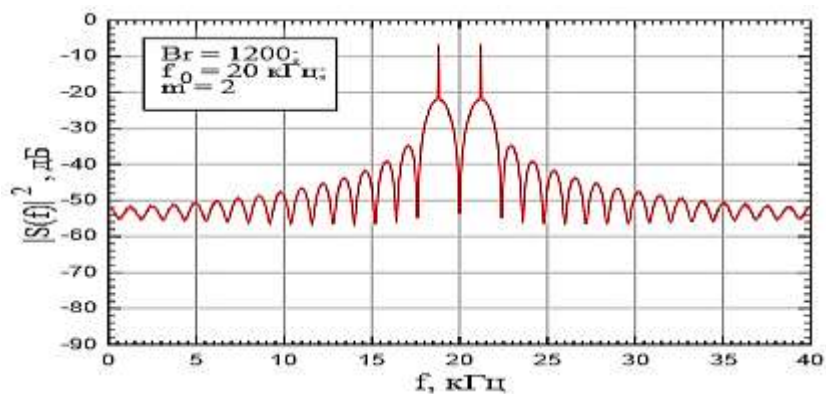
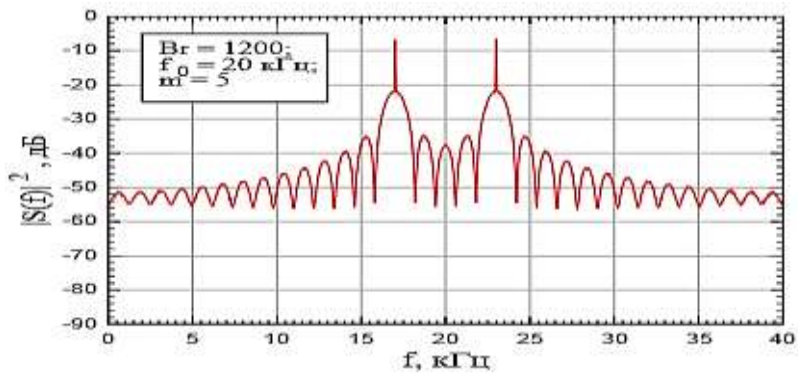
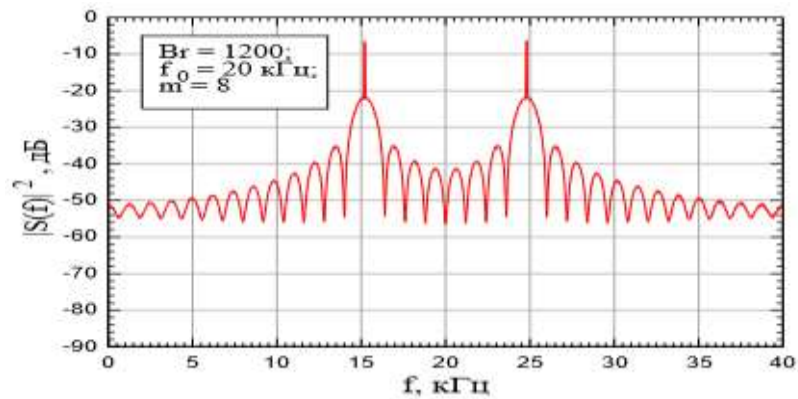


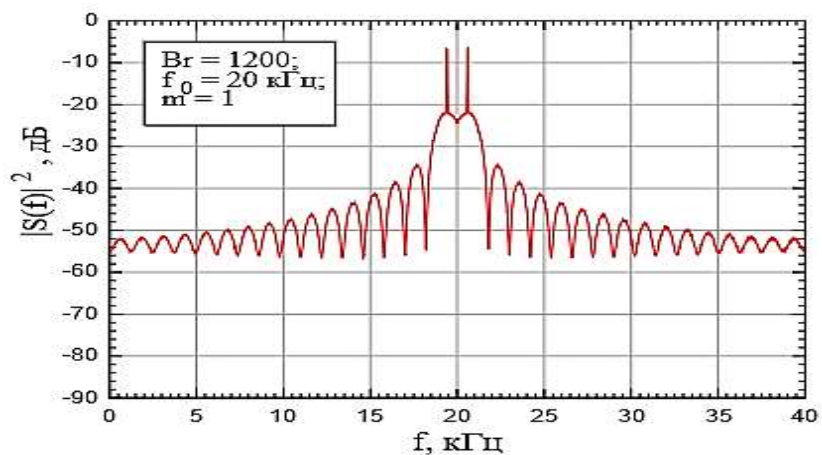
Малюнок 1.22 – спектральна щільність випадкового бітового потоку
Тоді спектри $S_L(\omega)$ і $S_H(\omega)$ сигналів $s_L(t)$ і $s_H(t)$, а також результуючий спектр FSK сигналу представлені на малюнку 1.23.



Малюнок 1.23 – Спектр FSK сигналу

Таким чином, ми отримали спектр FSK сигналу. Видно, що складові FSK сигналу рознесені на частоту девіації, а згідно (1.4), частота девіації залежить від бітової швидкості і індексу модуляції m . При фіксованій бітовій швидкості складові спектра FSK сигналу будуть тим ближче, чим менше індекс FSK модуляції. На малюнку 1.24 показані спектри FSK сигналу при різному індексі модуляції.

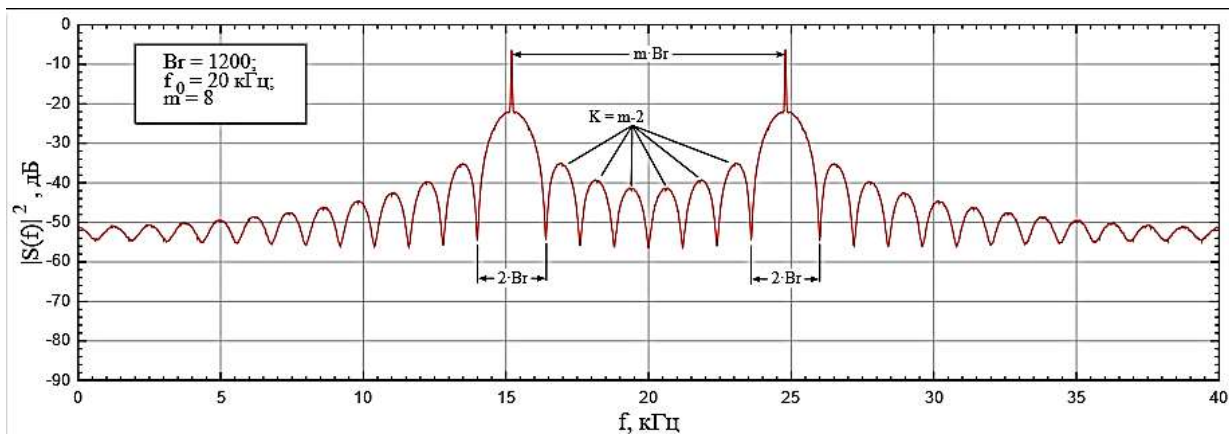




Малюнок 1.24 – Спектри FSK сигналу при різному індексі модуляції

З малюнка 1.24 випливає, що при зменшенні індексу FSK модуляції складові FSK сигналу зсуваються і при $m = 2$ основні пелюстки стикаються, а при $m = 1$ перекриваються на половину. Таким чином, індекс модуляції задає положення складових FSK незалежно від несучої частоти і бітової швидкості моделюючого сигналу.

На малюнку 1.25 представлений спектр FSK і основні частотні співвідношення



Малюнок 1.25 – Основні частотні співвідношення в спектрі FSK

Частотна маніпуляція без розриву фази (CPFSK)

При передачі інформації, як правило, існують обмеження на ширину спектра сигналу, тому на практиці використовують схему модуляції CPFSK без розривів фази і при малих значеннях індексу модуляції m .

Відсутність розривів фази призводить до істотного зниження максимального бічного пелюстка на 6..8 дБ, а також швидкість убування бічних пелюстків зростає. Таким чином, формування CPFSK сигналу на основі універсального квадратурного модулятора (малюнок 1.18) набагато краще, ніж на основі ключа

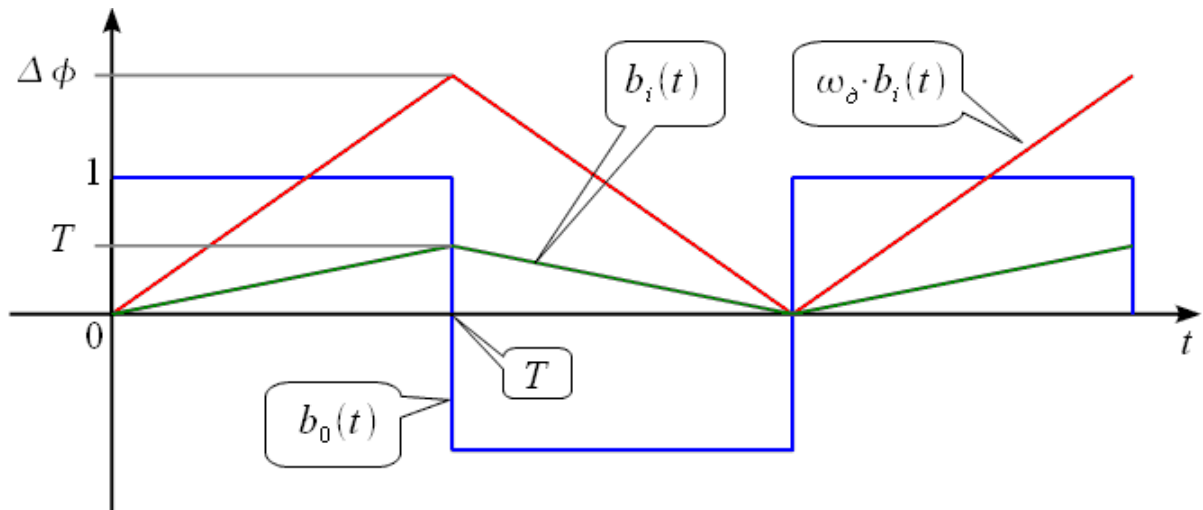
Векторна діаграма CPFSK сигналу

Розглянемо тепер векторну діаграму CPFSK сигналу. Для цього згадаємо, що CPFSK сигнал є окремим випадком FM сигналу при цифровому вхідному сигналі, тому його векторна діаграма не відрізняється від векторної діаграми FM сигналу. Однак при розгляді FM сигналу було введено поняття девіації фази, тобто фазового набігу на одному періоді модулюючого сигналу. Розглянемо девіацію фази $\Delta\varphi$ у випадку CPFSK модуляції.

Із виразу (1.4) помітно, що

$$m = \frac{\omega_{\delta}}{\Omega}, \quad (1.7)$$

Для розрахунку набігу фази розглянемо малюнок 1.26.



Малюнок 1.26 - Пояснення до розрахунку фазового набігу

Вихідний нормований цифровий сигнал $b_0(t)$ показаний синім кольором, зеленим показаний сигнал на виході інтегратора $b_i(t)$, а червоним сигнал $b_i(t)$, помножений на частоту девіації. Тоді набіг фази на одному інформаційному символі можна розрахувати наступним чином:

$$\Delta \phi = \omega_\delta \cdot \underbrace{\int_0^T 1 \cdot dt}_{b_i(t)} = \omega_\delta \cdot T.$$

(1.8)

Тоді з урахуванням (1.7) $\omega_0 = m \cdot \Omega$, з урахуванням (1.4) $\Omega = \pi \cdot Br$ і остаточно можна записати:

$$\Delta \phi = m \cdot \pi \cdot \underbrace{Br \cdot T}_1 = \pi \cdot m.$$

(1.9)

Таким чином, отримали, що набіг фази залежить від індексу модуляції m і при $m=1$ $\Delta \phi = \pi$ рад. Необхідно зробити зауваження. Під набігом фази мається на увазі набіг фази на тимчасовому інтервалі T , тобто тільки на одному інформаційному символі. За наявності кількох інформаційних символів, то їх сумарний набіг залежить від переданої інформації і може

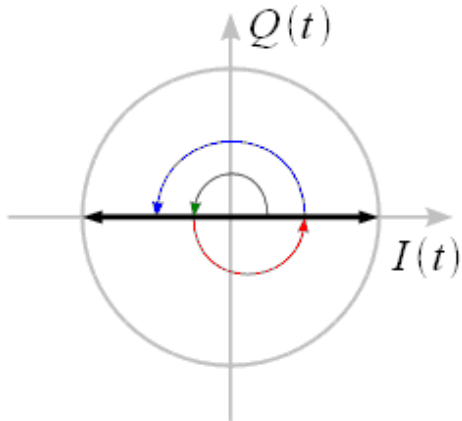
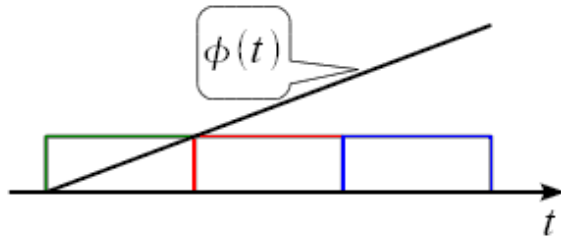
приймати будь-яке значення в інтервалі від 0 до $L \cdot m \cdot \pi$ з шагом $m \cdot \pi$ де L — кількість переданих символів цифрової інформації. Розглянемо це докладніше. Нехай є 3 біта цифрової інформації $b(t) = |x \ x \ x|$, де x може приймати значення 0 або 1. Поведінка вектора комплексної обвідної на площині для CPFSK сигналу можна представити як:

$$z(t) = I(t) + jQ(t) = \cos(\omega_0 \cdot b_i(t)) + j \sin(\omega_0 \cdot b_i(t)) = \exp(j \omega_0 \cdot b_i(t)) \quad (1.10)$$

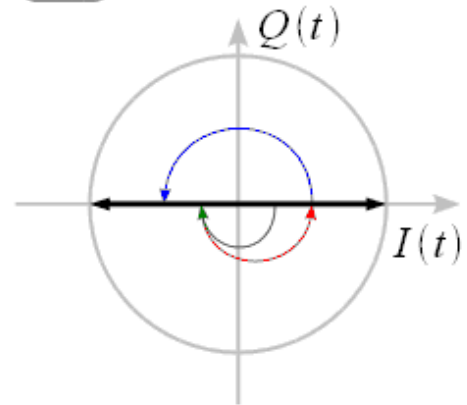
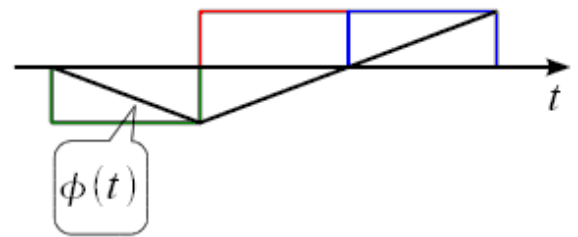
Синфазна і квадратурна компоненти значення відповідають структурній схемі малюнока 1.18, а сигнал на виході інтегратора $b_i(t)$ - ламана лінія як показано на малюнках 1.19 і 1.26.

Необхідно відмітити, що $\varphi(t) = b_i(t) \cdot \omega_0$ — ніщо інше як фаза комплексної обвідної згідно (1.10), лінійно наростає або спадає зі швидкістю радіан на символ цифрової інформації і при зміні символу змінюється напрямок руху фази комплексної обвідної, тоді при різних комбінаціях бітового потоку $b(t) = |x \ x \ x|$ ми отримаємо різні фазові траєкторії, як показано на малюнку 1.27 для двох з восьми значень трьох біт інформації при $m=1$.

$$b(t)=[1 \ 1 \ 1], \quad \Delta\phi=3\cdot\pi$$

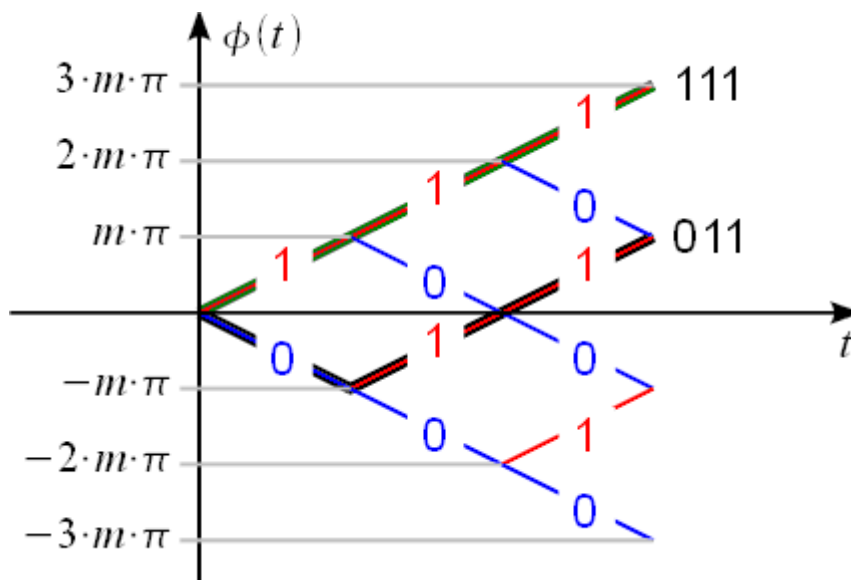


$$b(t)=[0 \ 1 \ 1], \quad \Delta\phi=\pi$$



Малюнок 1.27 – Різні фазові траєкторії

Аналогічно можна побудувати для всіх восьми комбінацій $b(t)$. Якщо всі можливі фазові траєкторії звести в одну діаграму, то вийде діаграма представлена на малюнку 1.28. Зеленим і чорним показані траєкторії для $b(t)=|1 \ 1 \ 1|$ и $b(t)=|0 \ 1 \ 1|$, що відповідають малюнку 1.27.



Малюнок 1.28 - Повна фазова діаграма для 3-х біт інформації

Таким чином ми розглянули FSK і CPFSK сигнали, привели структурну схему FSK модулятора на основі керованого ключа, а також схему формування CPFSK на основі універсального квадратурного модулятора. Було показано, що спектр CPFSK сигналу володіє меншим рівнем бічних пелюсток в порівнянні з FSK сигналом, що обумовлено безперервною фазою сигналу. Детально було розглянуто питання, пов'язане з впливом індексу модуляції на фазу комплексної обвідної CPFSK сигналу. У наступних розділах ми розглянемо широко поширений окремий випадок CPFSK модуляції - MSK.

Постановка задачі

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- 1 Виконати аналітичний огляд цифрових методів маніпуляції.
- 2 Розробити імітаційну модель системи передачі даних на базі FSK.
- 3 Провести модельний експеримент з метою дослідження поведінки основних характеристик системи в умовах шумів.
- 4 Виконати аналіз отриманих результатів

1.4 Висновки

- 1 Виконано аналітичний огляд цифрових методів маніпуляції.
- 2 Розглянуто основні методи побудови модуляторів і демодуляторів
- 3 Розглянуто основні характеристики процесів модуляції і демодуляції.
- 4 Виконано постановку задачі.

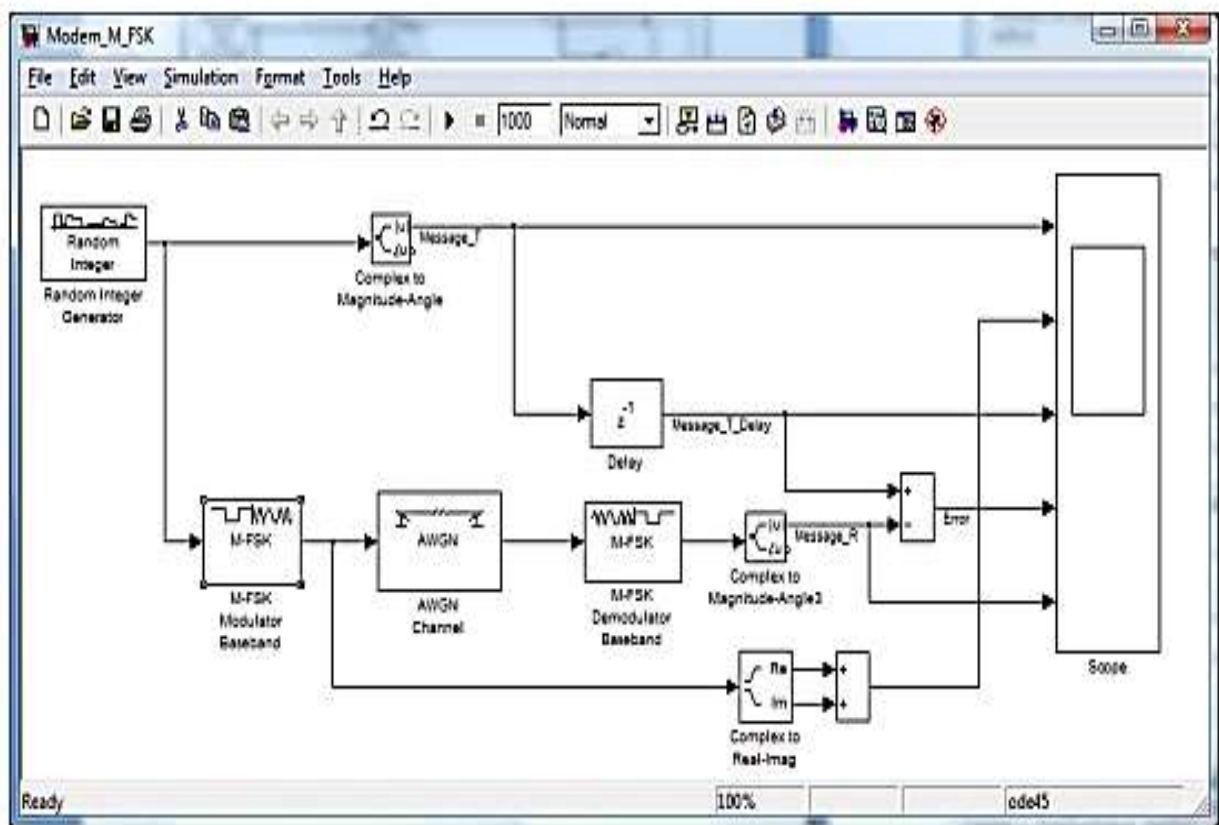
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Розробка імітаційної моделі

2.1.1 Функціональна схема в середовищі Simulink. Налаштування

функціональних блоків моделі і їх опис

На мал. 2.1 представлена функціональна схема імітаційної моделі системи передачі даних на базі FSK, розроблена в середовищі Simulink високорівневої мови МАТЛАБ.



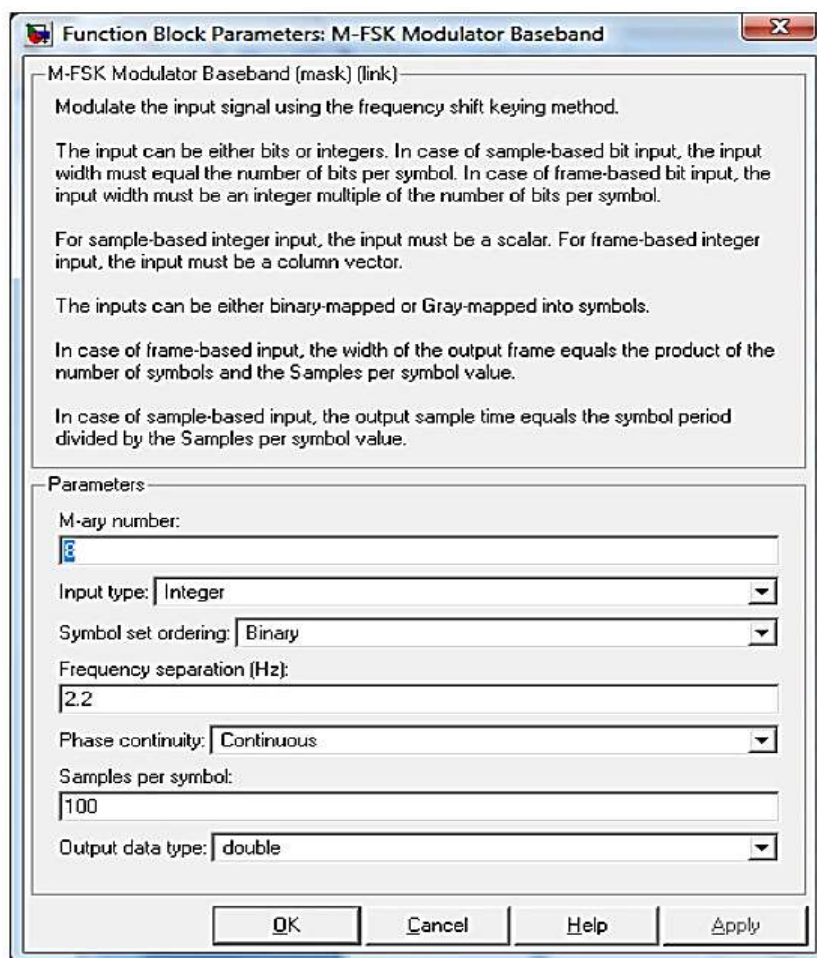
Малюнок 2.1 - Імітаційна модель системи передачі даних на базі FSK

Модель містить наступні блоки:

Генератор випадкових чисел Джерело даних, генератор випадкових цілих чисел - Random-Integer Generator. Блок знаходиться в Communications

Blockset => Comm Sources => Random Data Sources. Блок виробляє випадкові числа в інтервалі 0 ... М.

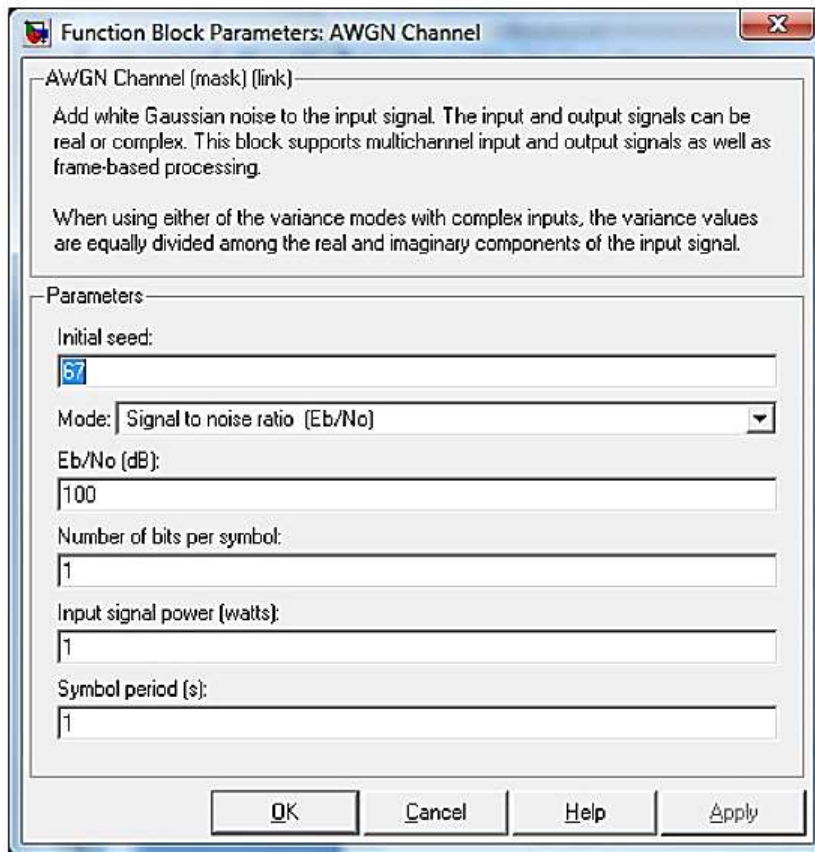
Модулятор - Modulator M-FSK Baseband. Блок знаходиться в Communications Blockset => Modulation => Digital Baseband Modulation => FM. У вікні його параметрів (рис. 2.2) задаємо $M=8$, $F_{sep}=2,2$, режим з безперервною фазою (Continuous), число відліків на символ 100. Модулятор формує вихідний сигнал з частотою, рівній $F_{sep}*(M-K)$, K – значення кодового слова.



Малюнок 2.2 – Вікно налаштувань модулятора

Канал зв'язку

Канал зв'язку з додаванням гауссовського шуму AWGN Channel. Блок знаходиться в Communications Blockset => Channels. У вікні його параметрів (мал 2.3) вибирається ставлення сигнал / шум $C / \text{Ш}$.



Малюнок 2.3 – Вікно налаштувань каналу зв'язку

Демодулятор

Демодулятор - Demodulator M-FSK Baseband. Блок знаходиться в Communications Blockset => Modulation => Digital Baseband Modulation => FM. У вікні його параметрів задаємо той же, що в модуляторі.

Віртуальний спостерігач Scope для перегляду в однаковому масштабі 5-й сигналів (переданого, затриманого переданого і прийнятого повідомлень, модульованого сигналу і помилки). Блок знаходиться в Simulink => Sinks. Задамо імена входів блоку (Message_T - передати повідомлення, Message_R - прийняте повідомлення, Error - помилка).

Суматор Sum. Блок знаходиться в Simulink => Commonly Used Blocks.

Блок ставимо в режим віднімання, щоб визначити сигнал помилки Error, різницю переданого і прийнятого повідомлень.

Блок затримки Integer Delay. Блок знаходиться в Simulink => Discrete. Блок затримує передане повідомлення на 1 такт, щоб порівняти його з прийнятим повідомленням і отримати сигнал помилки. На формування демодульованого сигналу потрібно 1 такт.

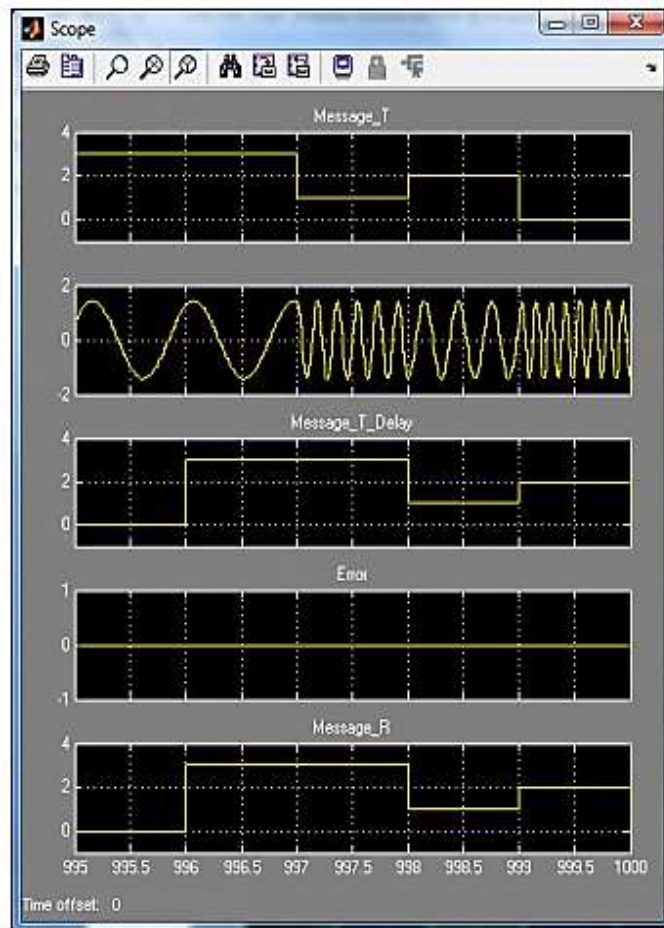
Блоки перетворення комплексних чисел в формат амплітуда-фаза Complex to Magnitude-Angle. Блок знаходиться в Simulink => Math Operations. Речові сигнали з виходів амплітуда | u | цих блоків передаємо на блоки, що працюють тільки з речовими числами.

Блоки перетворення комплексних чисел в формат (речова і уявна частини) Complex to Real-Imag. Блок знаходиться в Simulink => Math Operations. Блок використовуємо для формування тимчасової діаграми модульованого сигналу. За допомогою додаткового суматора виходи цього блоку складаємо.

2.1.2 Результати моделювання

Моделювання в режимі з безперервною фазою

На мал. 2.4 представлені результати моделювання при відношенні сигнал / шум в каналі зв'язку $C / Ш = 100$ дБ. Передане (Message_T) і прийняте (Message_R) повідомлення збігаються. Помилка (Error) дорівнює нулю. У модульованому сигналі присутні гармоніки з різними частотами.

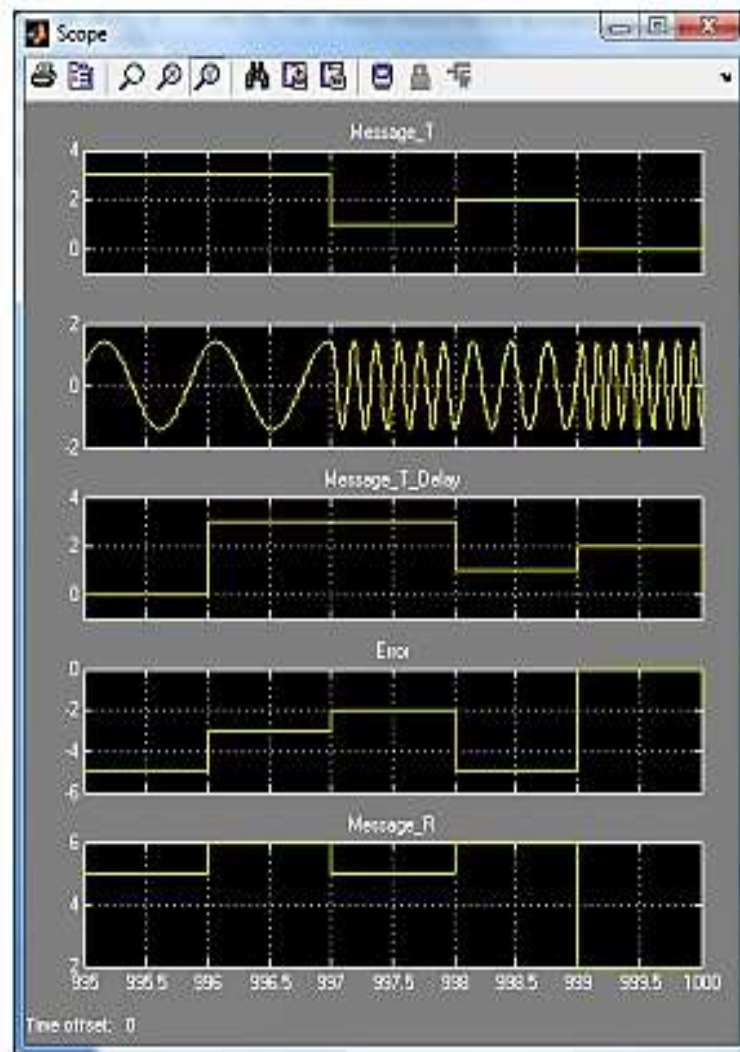


Малюнок 2.4 - Сигнали в системі передачі при $C / Ш = 100$

Причому, коду 0 відповідає найвища частота. Значення фази на стиках не змінюються.

На мал. 2.5 представлені результати моделювання при відношенні сигнал / шум в каналі зв'язку $C / Ш = 0$ дБ, що відповідає інтенсивному шуму.

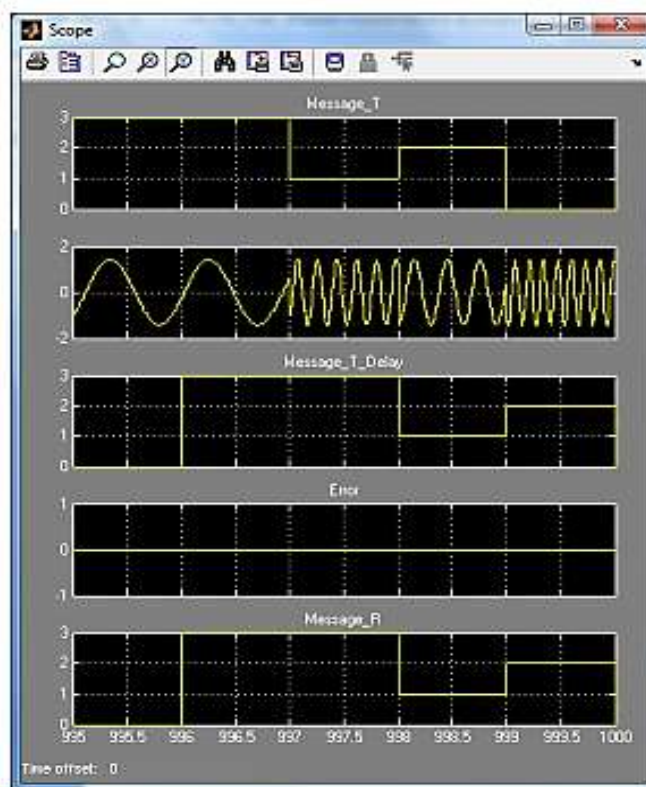
В цьому випадку передане і прийняте повідомлення не збігаються. У модульованому сигналі присутні гармоніки з різними частотами. Нульовому коду відповідає найвища частота. Значення фази на стиках не змінюються.



Малюнок 2.5 - Сигнали в системі передачі при $C / Ш = 0$

Моделювання в режимі з дискретної фазою

На мал. 2.6 представлені результати моделювання при відношенні сигнал / шум $C / Ш = 100$. Передане і прийняте повідомлення збігаються. У модульованому сигналі присутні гармоніки з різними частотами. Нульовому коду відповідає найвища частота. Значення фази на стиках змінюються.

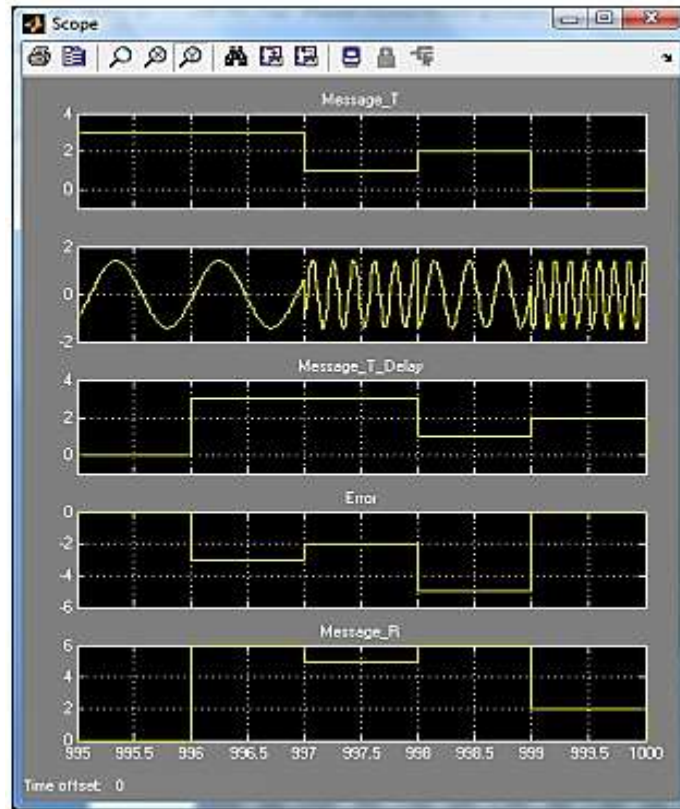


Малюнок 2.6 - Сигнали в системі передачі при $C / Ш = 100$

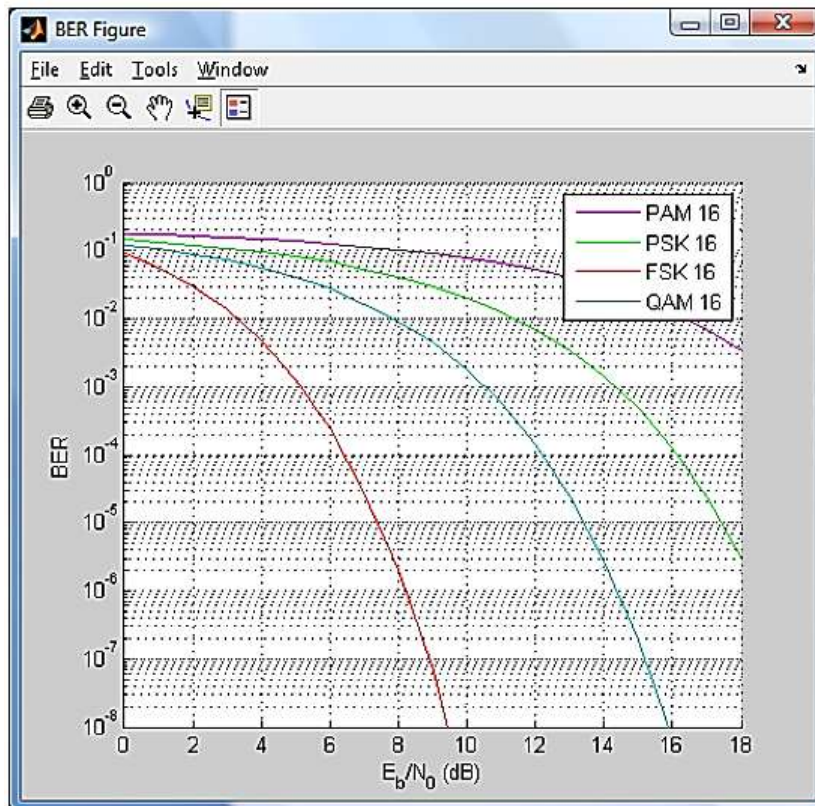
На мал. 2.7 представлені результати моделювання при відношенні сигнал / шум $C / Ш = 0$, що відповідає інтенсивному шуму. Передане і прийняте повідомлення не збігаються. У модульованому сигналі присутні гармоніки з різними частотами. Нульовому коду відповідає найвища частота. Значення фази на стиках змінюються.

Виконаємо порівняльний аналіз характеристик методів модуляції: PAM, PSK, FSK, QAM в діапазоні зміни ставлення сигнал / шум $C / Ш = 0 \dots 18$ дБ.

Результати представлені на мал. 2.8



Малюнок 2.7 – Сигнали в системі передачі при $C/\text{Ш}=0$



Малюнок 2.8 – Залежність ймовірності помилок від відношення $C/\text{Ш}$

Із мал. 2.8 можна зробити наступні висновки:

1 PAM має найменшу перешкодостійкість (помилки найбільші), але пропускна здатність найкраща через самий вузький спектр частот сигналу, що передається.

2 FSK має найвищу перешкодостійкість (помилки найменші), але пропускна здатність каналу зв'язку найгірша з усіх представлених через найширший спектр частот сигналу, що передається.

2.2 Висновки

1 Розроблено імітаційну модель системи передачі на базі FSK.

2 Виконано модельний експеримент, отримані осцилограми, що демонструють проходження сигналів в приймально-передавальному тракті системи.

3 Порівняння залежностей помилки передачі від відношення сигнал / шум для PAM 16, PSK 16, QAM 16 і FSK 16 показало, що FSK має найвищу перешкодостійкість (найменші помилки), але пропускна здатність каналу найгірша з усіх представлених через найширший спектр частот переданого сигналу.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

В цьому проекті розроблена імітаційна модель системи передачі даних на базі FSK. У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на розробку моделі системи передачі даних.

3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі

Трудомісткість створення моделі визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи зі складання технічного завдання й закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного проектувальника):

$$t = tmz + tv + ta + tnp + tonp + td \quad [\text{ГОД}]. \quad (3.1)$$

де tmz – тривалість складання технічного завдання на впровадження методу;

tv – тривалість вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою;

ta – тривалість розробки моделі;

tnp – тривалість модулювання віртуального аналога каналу зв'язку;

$tonp$ – тривалість опрацювання здобутих характеристик;

td – тривалість підготовки технічної документації.

Вихідні дані для визначення трудомісткості створення моделі приведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Тривалість розробки моделі

$t_{mз}$, год	$t_{в}$, год	t_{a} , год	t_{np} , год	t_{onp} , год	t_{θ} , год
47	48	65	25	25	30

Розрахуємо трудомісткість розробки моделі за формулою (3.1):

$$t = 45+48+69+19+19+29=240 \text{ [год]}.$$

3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі

Витрати на розробку моделі $K_{пз}$ складаються з витрат на заробітну платню розробника $Z_{зп}$ і вартості витрат машинного часу, що необхідний для опрацювання моделі мережі на ПК $Z_{мч}$:

$$K_{пз} = Z_{зп} + Z_{мч} \text{ [грн]} \quad (3.2)$$

Заробітна плата виконавця враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби (пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо) і визначається за формулою:

$$Z_{зп} = t \cdot Z_{пр} \text{ [грн]}. \quad (3.3)$$

де t – трудомісткість створення моделі;

$Z_{пр}$ дорівнює 78 грн/год.

Розрахуємо заробітну платню проектувальника за формулою (3.3):

$$Z_{zn} = 240 \cdot 78 = 18720,00 \text{ [грн]}.$$

Вартість машинного часу на ПК визначається за формулою:

[грн].

де $C_{мч}$ – вартість 1 години машинного часу ПК, грн/година.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначається за формулою:

$$C_{мч} = P_e \cdot t \cdot C_e + \frac{\Phi_{перв} \cdot H_a}{F_p} + \frac{K_{лнз} \cdot H_{анз}}{F_p} \text{ [грн/год]}, \quad (3.5)$$

де P_e – встановлена потужність ПК;

t – трудомісткість створення моделі;

C_e – енерговитрати;

$\Phi_{перв}$ – первісна вартість ПК на початок року;

H_a – річна норма амортизації на ПК;

$K_{лнз}$ – вартість ліцензійного програмного забезпечення;

$H_{анз}$ – річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення;

F_p – річний фонд робочого часу (за 40-годинного робочого тижня).

Енерговитрати розраховуються за формулою:

$$C_e = P_e \cdot C_{кВт} \text{ [грн/год]}, \quad (3.6)$$

де $C_{кВт}$ - тариф на електричну енергію.

Розрахунок витрат на розробку моделі зводимо в таблицю 3.2

Таблиця 3.2 – Розрахунок витрат на розробку моделі

P_e , кВт	$C_{кВт}$ кВ т·год	$\Phi_{перв}$, грн	Ha , частка одиниці	$K_{лнз}$, грн	$Ha_{лнз}$, частка одиниці	Fp , год
1,35	1,60	19600,00	0,4	8250,00	0,4	1920,00

Тоді за формулою (3.6) отримаємо розмір енерговитрат:

$$C_e = 1,35 \cdot 1,60 = 2,16 \text{ [грн/год]}.$$

Річна норма амортизації, якщо використовується метод прискорення зменшеної вартості, визначається за формулою:

$$Ha = \quad \cdot 100\% \quad (3.7)$$

де T – строк корисного використання ПК, дорівнює 5 років.

Розрахуємо річну норму амортизації за формулою (3.7):

$$Ha = \quad \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Строк корисного використання ліцензійного програмування дорівнює 5 років.

Річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення визначається за формулою (3.7):

$$Напз = \quad \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Ліцензійне програмне забезпечення, яке використовується в даному випадку Microsoft Windows 7 Professional. Його вартість 8000 грн.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначаються за формулою (3.5):

$$Смч = 1,35 \cdot 240 \cdot 1,60 + \frac{19600 \cdot 0,40}{1920} + \frac{8250 \cdot 0,40}{1920} = 524,20$$

[грн/год]

Розрахуємо вартість машинного часу за формулою (3.4):

$$З_{мч} = (65 + 25 + 25 + 30) \cdot 518,82 = 76009,00 \text{ [грн]}.$$

Отже, підставивши отримані результати у формулу (3.2), отримаємо величину витрат на розробку моделі:

$$K_{пз} = 18720,00 + 76009,00 = 94729,00 \text{ [грн]}.$$

3.1.3 Розрахунок капітальних витрат

Загальні капітальні витрати на розробку визначаються за формулою:

$$KЗ = Kпз + Kнавч + Kн \text{ [грн]}, \quad (3.8)$$

де $Kнавч$ - витрати на навчання технічних фахівців і обслуговуючого персоналу;

$Kн$ - Витрати на встановлення обладнання та налагодження системи.

Дані о витратах на розробку моделі зводимо в таблицю 3.3

Таблиця 3.3 – Витрати на розробку моделі

$Kпз$, грн	$Kнавч$, грн	$Kн$, грн
86589,52	5700,00	1350,00

Отже, капітальні витрати становлять:

$$KЗ = 94729,00 + 5700,00 + 1350 = 101779,00 \text{ [грн]}.$$

3.2 Висновки

В економічному розділі було розраховано:

- 1 Трудомісткість розробки імітаційної моделі каналу зв'язку – 240 год;
- 2 Заробітна платня проектувальника – 18720,00 грн;
- 3 Витрати на розробку моделі – 94729,00 грн;
- 4 Капітальні витрати на розробку моделі системи передачі даних –
– 101779,00 грн.

ВИСНОВКИ

- 1 Виконано аналітичний огляд цифрових методів маніпуляції.
- 2 Розглянуто основні методи побудови модуляторів і демодуляторів.
- 3 Розглянуто основні характеристики процесів модуляції і демодуляції.
- 4 Розроблено імітаційну модель системи передачі на базі FSK.
- 5 Виконано модельний експеримент, отримані осцилограми, що демонструють проходження сигналів в приймально-передавальному тракті системи.
- 6 Порівняння залежностей помилки передачі від відношення сигнал / шум для PAM 16, PSK 16, QAM 16 і FSK 16 показало, що FSK має найвищу перешкодостійкість (найменші помилки), але пропускна здатність каналу найгірша з усіх представлених через найширший спектр частот переданого сигналу.
- 7 Розрахунок капітальних витрат на розробку моделі системи передачі на базі FSK показав, що вони становлять 101779,00 грн.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи: учеб. пособие / В. А. Варгаузин, И. А. Цикин. — СПб.: БХВ-Петербург, 2013. — 352 с.
- 2 Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. - Одесса: Фешкс, 2009. - 180 с.
- 3 Мелихов С.В. Аналоговое и цифровое радиовещание: Учебное пособие. Издание второе, исправленное. - Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 233 с.
- 4 Голиков А.М., Уваровский В.Д. Исследование многоуровневых методов модуляции сигналов, используемых в космических системах связи, на базе аппаратуры и ПО labVIEW 2010. Методические указания по лабораторным работам – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2011. – 50 с.
- 5 Теория и техника передачи информации : учебное пособие /Ю. П. Акулиничев, А. С. Бернгардт. — Томск: Эль Контент, 2012. — 210 с.
- 6 Скляр Б. Цифровая связь. — М.: Издательский дом Вильямс. 2003 — 1104 с.
- 7 Феер К.: Беспроводная цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
- 8 Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Оценивание параметров канала в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием. Учебное пособие / МТУСИ.-М., 2010. -29 с.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломного проекту

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат		
2	A4	Список умовних скорочень		
3	A4	Зміст		
4	A4	Вступ		
5	A4	Стан питання. Постановка задачі		
6	A4	Спеціальна частина		
7	A4	Економічний розділ		
8	A4	Висновки		
9	A4	Перелік посилань		
10	A4	Додаток А		
11	A4	Додаток Б		
12	A4	Додаток В		
12		Матеріали дипломного проекту на оптичному носії		Оптичний диск

ДОДАТОК В Відгук керівника дипломної роботи
ВІДГУК
на дипломний проект

Студента(ки)

гр.

_____ (прізвище, ім'я)

на тему:

Актуальність теми

Повнота розкриття теми

Теоретичний рівень

Практична значущість

Самостійність виконання роботи

Якість оформлення, загальна та спеціальна грамотність

Переваги та недоліки роботи

Загальна оцінка роботи та висновок щодо рекомендації до захисту в ДЕК

Науковий керівник

к.ф.-м.н., професор

(посада)

(підпис)

Гусєв О.Ю.

(ініціали, прізвище)

« ____ » _____ 2019 р.