

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

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
дипломного проекту

бакалавра
(назва освітнього рівня)

галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва галузі знань)
спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)
освітній рівень бакалавр
(назва освітнього рівня)
кваліфікація бакалавр з телекомунікацій та радіотехніки
(код і назва кваліфікації)

На
тему: «Розробка моделі системи передачі даних на базі BPSK»

Виконавець: студент 4 курсу, групи 172-16зск-1

Гусєв Дмитро Миколайович
(підпис) (прізвище ім'я по-батькові)

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

Дніпро
2019

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)

_____ Гусєв Дмитро Миколайович
(прізвище ім'я по-батькові)

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

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 систем передачі даних на базі BPSK. 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)

Гусєв Д.М.
(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 на базі методів фазової маніпуляції.

Предмет розробки: моделювання систем передачі даних.

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

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

У другому розділі розроблені моделі системи передачі даних на базі BPSK для аналізу якості процесу передачі даних за допомогою показника BER (Bit Error Ratio) і показників спектральної та енергетичної ефективності. Виконано модельний експеримент і проведено аналіз результатів.

У третьому розділі виконано розрахунок капітальних витрат на розробку моделі системи передачі даних.

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

РЕФЕРАТ

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

Объект разработки: системы передачи данных на базе методов фазовой манипуляции.

Предмет разработки: моделирование систем передачи данных.

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

В первом разделе выполнен аналитический обзор литературных источников по теме дипломного проекта. Осуществлена постановка задачи работы.

Во втором разделе разработаны модели системы передачи данных на базе BPSK для анализа качества процесса передачи данных с помощью показателя BER (Bit Error Ratio) и показателей спектральной и энергетической эффективности. Выполнен модельный эксперимент и проведен анализ результатов.

В третьем разделе выполнен расчет капитальных затрат на разработку модели системы передачи данных на базе BPSK

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

ABSTRACT

Explanatory note: p., fig., table., app., lit. sources;

Development object: data transfer systems based on phase-shift keying methods.

Subject of development: modeling of data transmission systems.

The aim of the graduation project: the development of a data transmission system model based on BPSK.

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

In the second section, BPSK-based data transmission system models are developed for analyzing the quality of data transfer using the BER (Bit Error Ratio) indicator and indicators of spectral and energy efficiency. A model experiment was performed and the results were analyzed.

In the third section, a feasibility study of the graduation project was developed. It is shown that this work is effective, having a high scientific, technical and economic level.

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

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АМ - амплітудна модуляція

ОФМ - відносна фазова модуляція

КАМ - квадратурна амплітудна модуляція

ФМ - фазова модуляція

ЧМ - частотна модуляція

AWGN – (Additive White Gaussian Noise) Аддитивний білий гауссовський шум;

BER – (Bit Error Ratio) Вірогідність помилки на біт;

BPSK – (Binary phase-shift keying) Двійкова фазова модуляція;

DIF – (Digital Impacting Filter) Цифровий імпульсний фільтр;

EBPSK – (Extended Binary Phase Shift Keying) Розширена двійкова фазова модуляція;

FSK – (Frequency Shift Keying) Частотна маніпуляція;

GFF – (Geometric Feature Filter) Фільтр з геометричними особливостями;

IIR – (Infinite impulse response) Фільтр з безкінечною імпульсною характеристикою (БІХ);

IoT – (Internet of Things) Інтернет Речей;

MSK – (Minimum Shift Keying) Частотна модуляція з мінімальним здвигом;

OOK – (On-off Keying) Модуляція включенням/виключенням;

PSD – (Power Spectral Density) Спектральна щільність потужності;

SNR – (Signal to Noise Ratio) Відношення сигнал-шум;

UNB – (Ultra-Narrow Band) Вузькополосна модуляція

ЗМІСТ

ВСТУП	
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	
1.1 Аналітичний огляд основних характеристик різних видів маніпуляції.....	
1.1.1 Пропускна здатність.....	
1.1.2 Обмеження смуги в каналах передачі даних.....	
1.1.3 Аналіз різних видів модуляції.....	
1.1.4 Маніпуляція EBPSK.....	
1.1.5 Вплив обмеження смуги на завадастійкість прийому.....	
1.1.6 Гранична швидкість передачі при обмеженні смуги.....	
1.1.7 Еквівалентна смуга приймального тракту.....	
1.1.8 Взаємозв'язок SNR і частотної характеристики фільтра.....	
1.2 Постановка задачі.....	
1.3 Висновки.....	
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА	
2.1 Структура приймально-передавальної системи.....	
2.2 Імітаційна модель.....	
2.3 Аналіз результатів моделювання.....	
2.3.1 Визначення параметрів модульованого сигналу.....	
2.3.2. Визначення ефективності сигналів з EBPSK модуляцією.....	
2.4 Висновки.....	
3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	
3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі	

системи передачі даних на базі ВРСК.....	
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

Інтенсивний розвиток безпроводного зв'язку, цифрового відео і аудіо мовлення, широкосмугових мобільних мереж і інших технологій, зумовив високу зайнятість частотного спектру. Ця обставина привела до необхідності збільшувати ефективність використання спектру, виділеного для систем, що знову розробляються. При цьому можливі два варіанти: збільшення швидкості передачі інформації для заданого частотного діапазону за допомогою модуляції більш високого порядку, і підвищення ефективності використання спектру, яке полягає в зменшенні займаної частотної смуги корисного сигналу, необхідної для забезпечення заданої швидкості. У зв'язку з цим була запропонована свержвузькополосна модуляція (UNB), яка є методом передачі з ефективним використанням частотного ресурсу. UNB модуляція є перспективною в різних безпроводних застосуваннях, таких як Інтернет Речей (IoF).

Важливою вимогою до якості передачі інформації є низький рівень вірогідності помилки (BER), тобто висока достовірність передачі інформації. Ефективність передаваного сигналу визначається спектральною і енергетичною ефективністю. Енергетична ефективність визначається потужністю, необхідною для передачі інформації із заданою достовірністю. Спектральну ефективність характеризує смуга частот, займана системою для передачі інформації з певною швидкістю.

Об'єкт розробки: цифрові системи передачі даних на базі методів фазової маніпуляції.

Предмет розробки : моделювання систем передачі даних.

Метою цієї роботи є розробка моделі системи передачі даних на базі BPSK.

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

- 1 Виконати аналітичний огляд цифрових методів фазової маніпуляції.
- 2 Розробити імітаційну модель системи передачі даних на базі BPSK.

3 Провести модельний експеримент с метою дослідження поведінки основних характеристик системи в умовах шумів.

4 Виконати аналіз отриманих результатів

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Аналітичний огляд основних характеристик різних видів маніпуляції

Основним завданням в організації систем зв'язку нині є передача необхідної кількості інформації за заданий час з необхідною достовірністю при мінімальних енергетичних витратах. Ця обставина пояснює той факт, що більшість систем зв'язку є цифровими. Цифровий спосіб передання повідомлень дозволяє піти від апаратурних погрешностей елементів систем, добитися ідентичності параметрів сигналу в різних блоках і, як наслідок, забезпечити передачу інформації із заданою достовірністю.

1.1.1 Пропускна спроможність

Величиною, визначальною ефективність цифрової системи зв'язку, являється пропускна спроможність, яка характеризує кількість інформації, яка може бути передана в системі в одиницю часу з абсолютною достовірністю [1]. Верхня межа пропускної спроможності при заданому відношенні сигнал/шум визначається по теоремі Шенона [2]:

$$C = F \log_2 (1 + S/N), \quad (1.1)$$

де C - пропускна спроможність каналу (бит/с), F – ширина смуги пропуску системи (Гц), S – середня потужність прийнятого сигналу (Вт), N_0 – середня потужність шуму (Вт), визначається як $= N_0 F$, N_0 - спектральна щільність потужності шуму (Вт/Гц). Теоретично, при будь-якій швидкості, що задовольняє умові $R \leq C$ інформація по каналу зв'язку може бути передана із скільки завгодно малою помилкою, що неможливо при $R > C$.

При дослідженні різних систем зв'язку, як правило, використовують відношення енергії біта до щільності потужності шуму E_b/N_0 , яке визначається як:

$$Eb/N0 = F/C(2^{C/F} - 1), \quad (1.2)$$

де Eb – енергія одного біта.

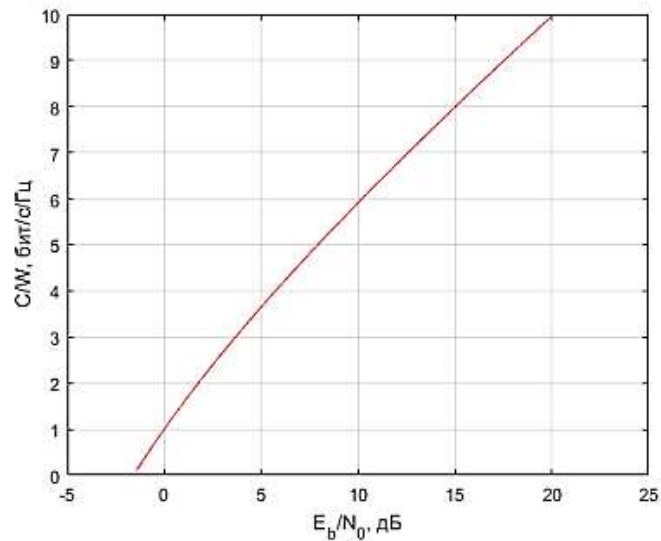


Рисунок 1.1 – Залежність пропускної здатності від $Eb/N0$

На рис.1.1 представлена залежність пропускної здатності від $Eb/N0$ [2]. Значення $Eb/N0 = -1.59$, при якому C/F прагне до нуля, називається межею Шеннона, отже, при $Eb/N0 < -1.59$ не можна домогтись безпомилкової передачі інформації при будь-якій ширині смуги.

1.1.2 Обмеження смуги в каналах передачі даних

Сучасні системи зв'язку працюють в умовах дефіциту частотного ресурсу. Оскільки організація доступу абонентів до послуг мережі багатоканальної системи зв'язку вимагає обмеження спектру сигналу від кожного абонентського передавача для виключення взаємного впливу сигналів абонентів однієї мережі і сигналів інших систем зв'язку.

Таким чином, в умовах зростаючих вимог до цифрових систем зв'язку виникає необхідність в максимально можливому обмеженні спектру сигналу передавача і підвищенні його спектральної ефективності.

Обмеження спектру сигналу здійснюється за допомогою формувального фільтру. Але обмеження спектру впливає на інформацію, що передається сигналом: із-за обмеження ширини спектру імпульси послідовності сигналу стають необмеженими в часі на виході фільтру. При цьому виникає явище міжсимвольної інтерференції (МСИ) - (спотворення інформації шляхом взаємного впливу імпульсів цифрового сигналу згодом обмеження ширини спектру).

Таким чином, важливим завданням стає знаходження компромісу між обмеженням смуги частот цифрового сигналу і допустимим рівнем міжсимвольної інтерференції. Виникнення міжсимвольної інтерференції обумовлене ненульовим значенням суми усіх імпульсів на виході фільтру у момент приходу імпульсу. Отже, у момент часу, nT_s , де T_s – тривалість одного імпульсу, n – ціле число, імпульсна характеристика повинна дорівнювати нулю. Звідси витікає формулювання критерію Найквіста про міжсимвольну інтерференцію: міжсимвольні спотворення при проходженні сигналом лінійного пристрою відсутні, якщо імпульсна характеристика пристрою $h(t)$ задовольняє наступній умові:

$$h(nT_s) = \begin{cases} const, n = 0, \\ 0, n \neq 0. \end{cases} \quad (1.3)$$

Умова (1.3) виконується при величині смуги пропускання фільтру $F = 1/2T_s$. Формула справедлива тільки для фільтрів з ідеальною прямокутною характеристикою, тому в загальному випадку необхідний критерій вибору ширини смуги фільтру: $F \geq 1/2T_s$.

1.1.3 Аналіз різних видів модуляції

Цифрові види модуляції можуть бути амплітудними, фазовими, частотними або комбінованими. У загальному випадку рівняння коливання, має вигляд:

$$s(t) = A(t) \cos(w(t)t + \varphi(t)), \quad (1.4)$$

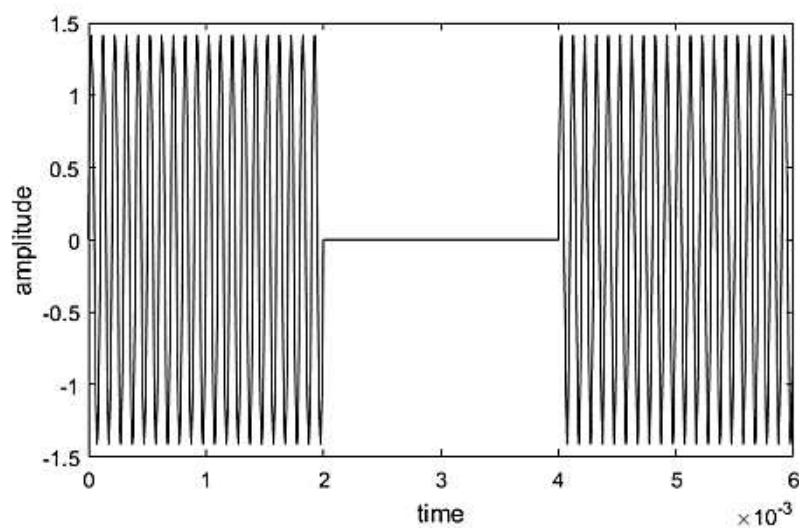
де один або декілька параметрів змінюються відповідно до зміни інформаційного сигналу: $A(t)$, $w(t)$ і $\varphi(t)$ – амплітуда, частота і фаза гармонійного коливання відповідно.

Найпростішим видом цифрової модуляції є амплітудна. Змінюваним параметром в цьому випадку є амплітуда $A(t)$, а модульований сигнал має вигляд:

$$s(t) = A(c(t) + B)\cos(wt + \varphi_0), \quad (1.5)$$

де $c(t)$ – інформаційний цифровий сигнал, A , B і φ_0 – постійні величини, w – несуща частота.

Простий вид амплітудної маніпуляції - модуляція включенням/виключенням (ООК). При цьому амплітуда сигналу приймається рівною нулю при нульовому значенні інформаційного сигналу і значенню A при одиничному. Сигнал з ООК модуляцією в тимчасовій області представлений на мал. 1.2.



Малюнок 1.2 – Модульований ООК сигнал, що відповідає значенням «1-0-1»

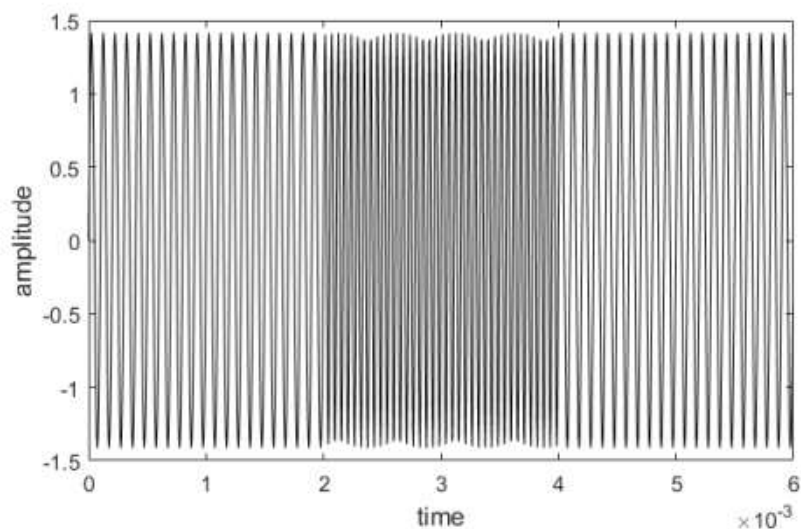
При частотній маніпуляції змінюваним параметром буде частота гармонійного коливання. Рівняння такого модульованого коливання матиме вигляд:

$$s(t) = A \cos(w(t)t + \varphi_0), \quad (1.6)$$

У разі двійкової частотної маніпуляції FSK інформаційний сигнал набуває значень $\{-1;1\}$, де "-1" відповідає початковому значенню інформаційного сигналу 0, а "1" - одиниці, а у відповідність ставиться безліч значень частоти модульованого сигналу $\{w_c - w_d, w_c + w_d\}$, w_c – постійна центральна частота сигналу, w_d – девіація частоти. Сигнал з FSK модуляцією в тимчасовій області представлений на мал. 1.3.

При фазовій маніпуляції змінюваним параметром являється фаза гармонійного коливання, а рівняння модульованого сигналу має вигляд:

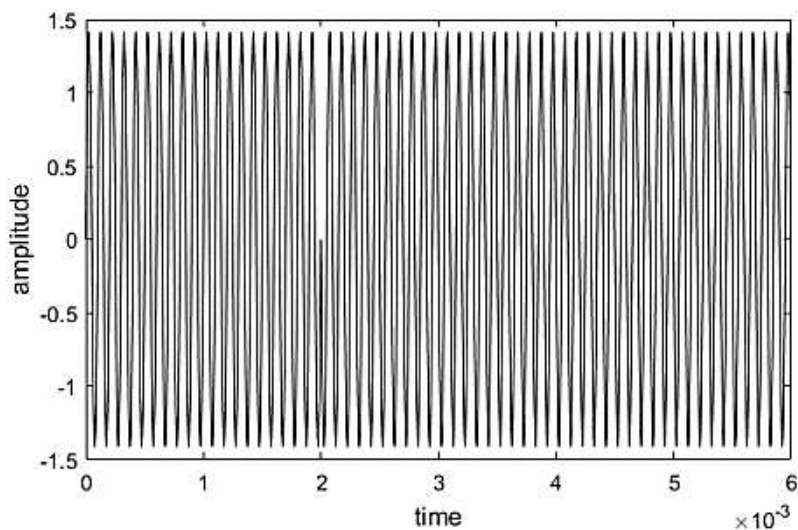
$$s(t) = A \cos(wt + \varphi(t)). \quad (1.7)$$



Малюнок 1.3 – Модульований сигнал FSK, що відповідає значенням «0-1-0»

Тут інформація кодується фазою $\varphi(t)$. Простий випадок фазоманіпуляційного коливання - BPSK модуляція - двійкова цифрова фазова модуляція. В цьому випадку цифровим значенням зміни фази $\{0, \pi\}$ відповідає множина $\{0,1\}$

сигналу. Сигнал з BPSK модуляцією в тимчасовій області представлений на мал. 1.4.



Малюнок 1.4 – Модульований сигнал BPSK, що відповідає значенням «0-1-1»

Для порівняння різних видів модуляції, як правило, використовують два основні критерії: критерії спектральної і енергетичної ефективності модуляції. Спектральна ефективність модуляції характеризує смугу частот, необхідну для передачі корисної інформації із заданою швидкістю. Енергетична ефективність модуляції визначає потужність, необхідну для передачі інформації із заданою достовірністю (із заданою вірогідністю бітової або символної помилки).

Доцільно порівняти різні види модуляції за критерієм енергетичної ефективності.

З цією метою оцінимо для кожного виду модуляції необхідну енергію для передачі інформації з однаковою вірогідністю помилки на біт. Відмітимо, що при збільшенні позиційності модуляції збільшується спектральна ефективність, тому порівнювати необхідно дворівневі види модуляції

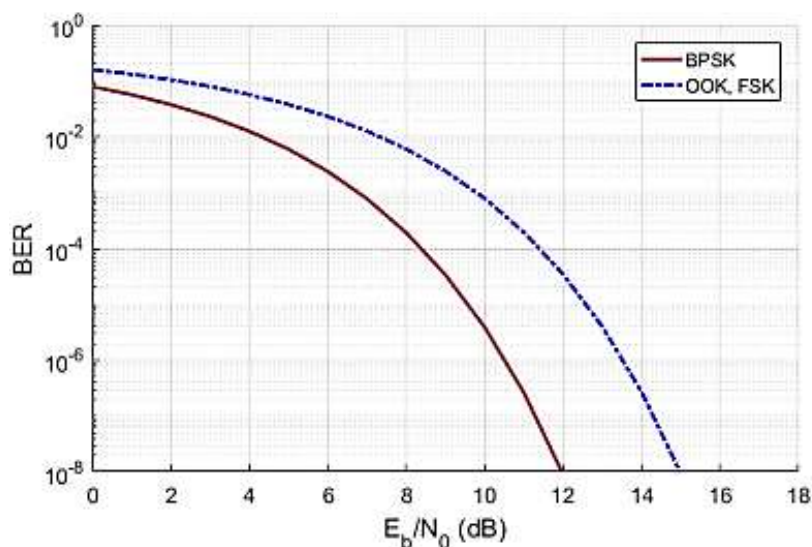
У таблиці. 1.1. представлені співвідношення, що зв'язують вірогідність бітової помилки з величиною E_b/N_0 , що характеризує енергетичну ефективність сигналу, для різних видів дворівневої модуляції [3],

де Q – інтеграл помилок.

Таблиця 1.1 – Вірогідність помилки на біт для різних видів модуляції

Вид маніпуляції	Вірогідність помилки на біт (BER)
OOK	$Q(\sqrt{E_b/N_0})$
FSR	$Q(\sqrt{E_b/N_0})$
BPSK	$Q(\sqrt{2E_b/N_0})$

На мал. 1.5 представлені залежності бітової помилки від відношення сигнал/шум. З малюнка виходить, що OOK і FSK мають однакову енергетичну ефективність, яка менше, ніж BPSK, що розглядається в роботі.



Малюнок 1.5 - Оцінка енергетичної ефективності дворівневих видів модуляції

Проте, смуга частот, займана сигналами з BPSK модуляцією, відносно велика. Тому при роботі системи у вузькому діапазоні частот потрібно більше співвідношення сигнал/шум. Таким чином, виникає необхідність використання методу модуляції, що має велику спектральну ефективність, забезпечує ефективне використання смуги частот при більшій потужності шуму.

1.1.4 Маніпуляція EBPSK

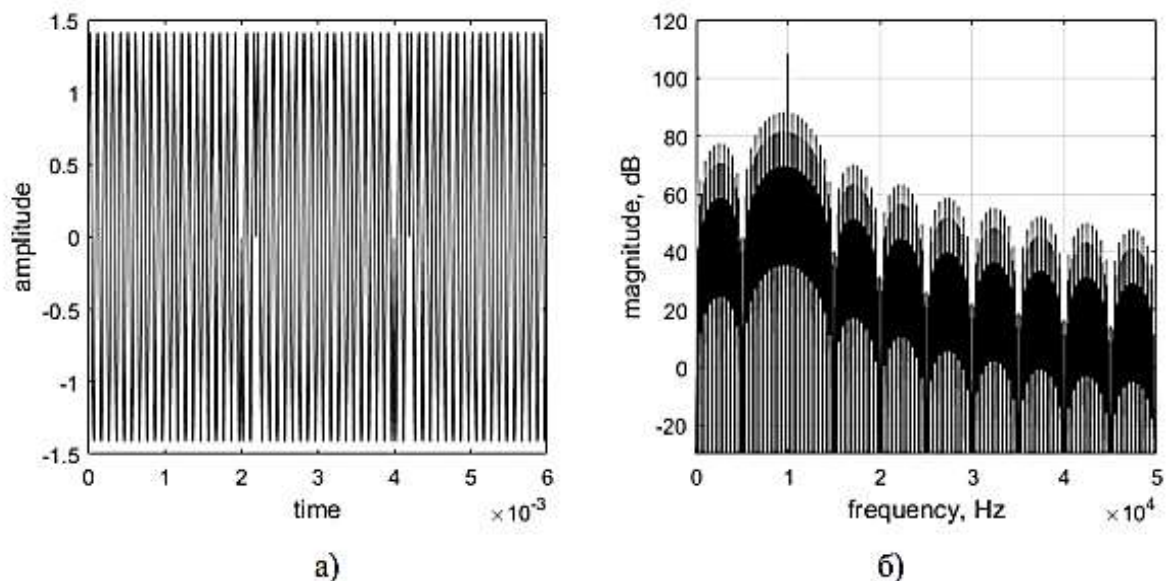
Розглянемо цифровий метод модуляції EBPSK - розширену BPSK, що має високу спектральну ефективність, досить високу швидкість передачі інформації і високу завадостійку. Аналітичне вираження для сигналу має вигляд:

$$s(t) = \begin{cases} y_0 = A \sin \omega t, & 0 \leq t \leq T; \\ y_1(t) = \begin{cases} A \sin(\omega t + \theta), & 0 \leq t \leq \tau, 0 \leq \theta \leq \pi \\ A \sin \omega t, & 0 \leq \tau \leq t \leq T, \end{cases} \end{cases} \quad (1.8)$$

де τ – тривалість символу.

Вирази $y_0(t)$ і $y_1(t)$ як і раніше визначають "0" і "1" сигналу відповідно.

Вид сигналу з EBPSK модуляцією в тимчасовій області і його спектральна щільність потужності представлений на мал. 1.6.

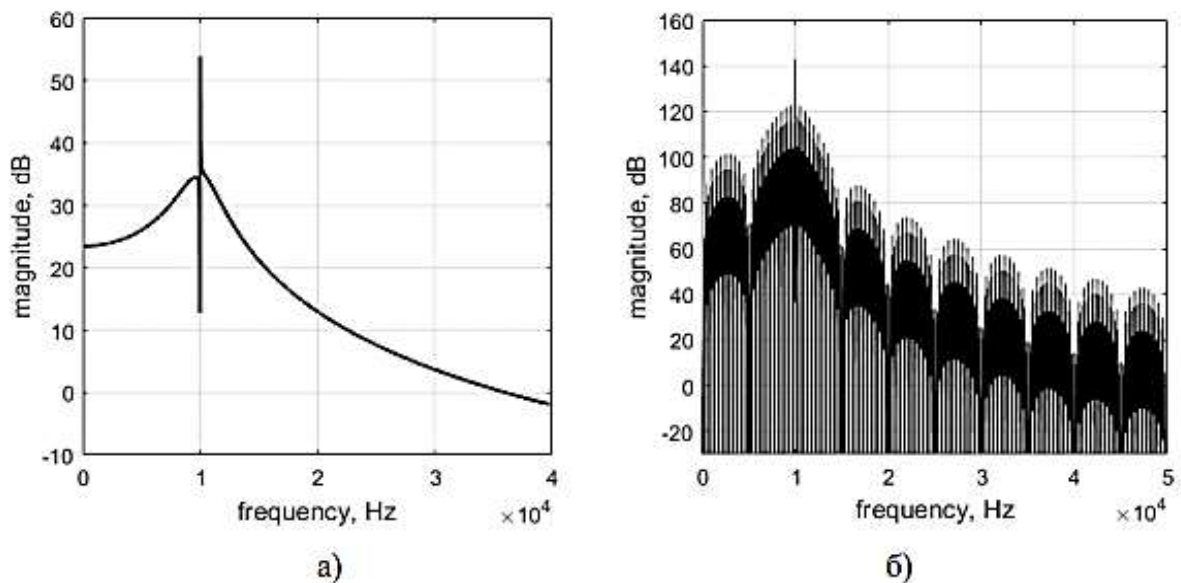


Малюнок 1.6 - Модульований EBPSK сигнал "0-1-1" при $\theta = \pi$, $\tau < T$ (а) і його спектральна щільність потужності (б)

Відмітимо, що при $\tau = T$, $\theta = \pi$, $y_1(t) = A\cos(\omega t + \pi) = -A\cos(\omega t)$, що відповідає класичній BPSK.

Оскільки різниця в тактах сигналу EBPSK, що відповідають "0" і "1", дуже мала і складна для виявлення, для демодуляції сигналів вимагається

використання спеціального DIF фільтру з нескінченною імпульсною характеристикою [4] для отримання максимального імпульсу в точках стрибка фази для перетворення фазової модуляції в амплітудну. АЧХ такого фільтру і спектральна щільність потужності сигналу на виході фільтру представлені на мал. 1.7 відповідно.



Малюнок 1.7 - АЧХ DIF фільтру (а) і спектральна щільність потужності сигналу на його виході (б)

Модульований сигнал EBPSK, що відповідає "0", є чистою синусоїдальною хвилею після проходження DIF фільтру в приймачі, тоді огибаюча r_0 на виході фільтру відповідає розподілу Райса [1] щільність вірогідності якого має вигляд:

$$p(r_0) = \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_0^2 + A_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r_0 A_0}{\sigma^2}\right), \quad (1.9)$$

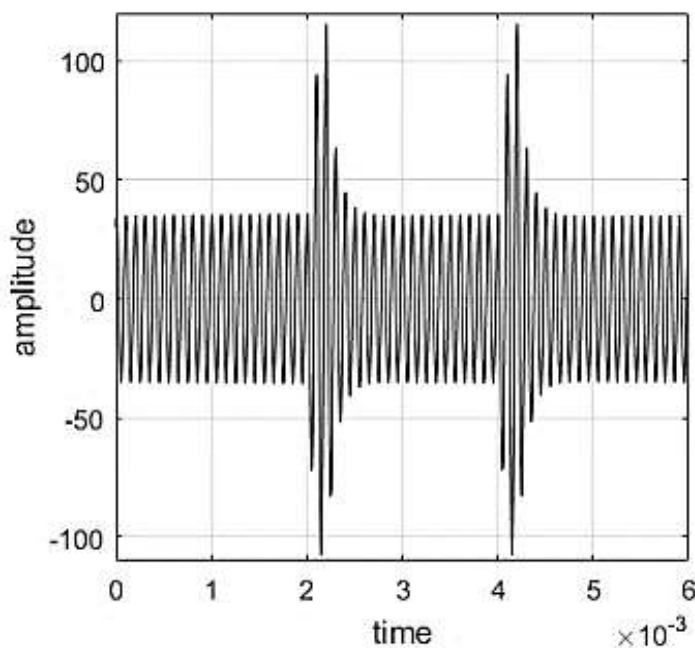
де σ^2 – дисперсія шуму (Вт^2), A_0 – амплітуда сигналу на виході фільтра, $I_0(z)$ – модифікована функція Бесселя нульового порядку, визначується наступним співвідношенням [4]:

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} n! n!}. \quad (1.10)$$

Аналогічним чином аналізується сигнал, що відповідає коду "1", імпульс якого набагато вище фону коду «0», а огинаюча r_1 також схильна до розподілу Райса на виході DIF фільтру:

$$p(r_1) = \frac{r_1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_1^2 + A_1^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r_1 A_1}{\sigma^2}\right), \quad (1.11)$$

де A_1 – амплітуда сигналу, що відповідає коду "1" на виході фільтру, причому $A_1 > A_0$. Тимчасова діаграма на виході фільтру представлена на мал.



1.8.

Малюнок 1.8 - Сигнал на виході фільтру, що відповідає коду "0-1-1"

Для того, щоб отримати мінімальне теоретичне значення вірогідності помилки, поріг ухвалення рішень в DIF фільтрі повинен вибиратися так, щоб вірогідність $p(r_0)$ і $p(r_1)$ були рівні. Проте, пошук порогу ускладнюється наявністю шуму в схемі.

1.1.5 Вплив обмеження смуги на завадостійкість прийому

Оскільки обмеження спектру сигналу відбувається за допомогою фільтрації, в цифровій системі для сигналів з EBPSK модуляцією використовуються спеціальний DIF фільтр, який налаштований на ту, що несе передаваний сигнал, і смуговий фільтр, за допомогою якого обмежується смуга частот сигналу.

При зменшенні смуги пропускання фільтру покращується спектральна ефективність, але при малих значеннях смуги починає зростати помилка передачі інформації. Відмітимо, що фільтр не може збільшити відношення сигнал/шум. У кращому разі значення SNR на виході фільтру залишається рівним його значенню на вході.

Таким чином, вибір смуги частот для сигналу є важливим етапом при обробці сигналів з UNB модуляцією, головною особливістю якої є забезпечення заданої завадостійкої прийому.

1.1.6 Гранична швидкість передачі при обмеженні смуги

При збільшенні швидкості передачі інформації підвищується енергетична ефективність, але швидкість передачі в системі збільшується за допомогою зменшення тривалості біта, а точніше зменшенням кількості отримуваних звітів в символі, що, однозначно веде до зростання МСИ. Тому необхідно

знайти максимально можливу швидкість передачі, при якій завадостійка прийому буде допустима.

Швидкість передачі інформації R (бит/с) визначається як:

$$R = 1/T_s, \quad (1.12)$$

де T_s (с) – тривалість одного символу:

$$T_s = N/F_c, \quad (1.13)$$

де N – кількість тактів у біті, F_c (Гц) – несуща частота сигналу.

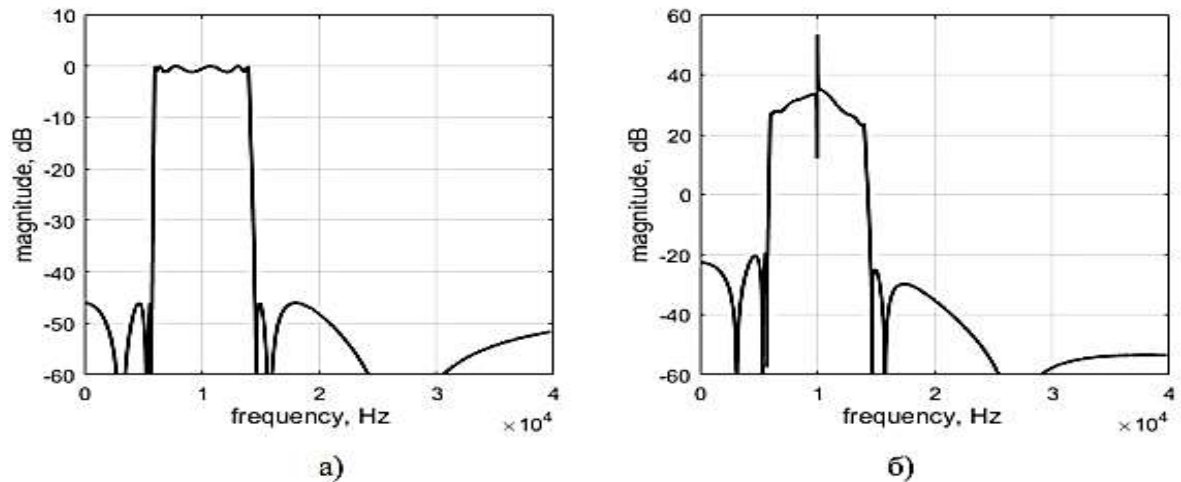
При обмеженні спектру смуги частот сигналу обмежується можливість зміни кількості тактів у біті із-за впливу МСИ: при зменшенні N різко зростає вірогідність помилки після певного значення кількості тактів у біті, визначеної для кожного конкретного випадку індивідуально, тобто швидкість передачі інформації обмежується із-за впливу сусідніх символів сигналу після фільтрації зважаючи на необмеженість тривалість імпульсу спектр.

1.1.7 Еквівалентна смуга приймального тракту

Смуга пропускання смугового фільтру в системі не є смугою приймального тракту системи із-за наявності спеціального DIF фільтру для сигналу с EBPSK модуляцією сигналу. Таким чином, необхідно враховувати сумарну смугу фільтру.

На мал. 1.9 представлені АЧХ смугового фільтру і АЧХ смугового і DIF фільтрів (АЧХ DIF фільтру см на мал.

1.7a).



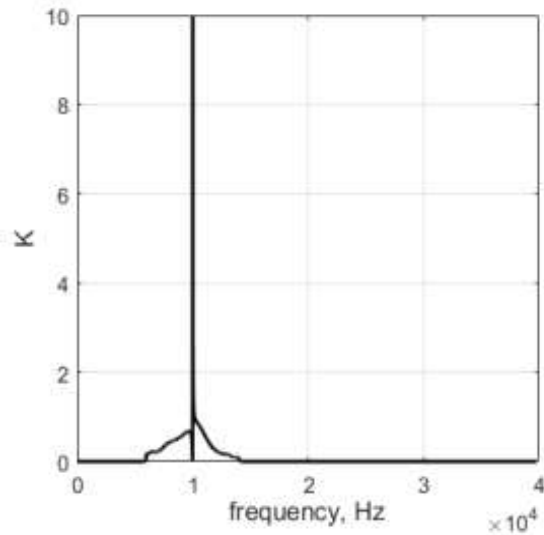
Малюнок 1.9 - АЧХ смугового фільтру (а) і сумарна АЧХ фільтрів системи (б)

Оскільки фільтри системи не є ідеальними, то для розрахунків

результати яких співпадають з дійсними результатами, із-за неідеальності шумової смуги, використовується еквівалентна смуга пропускання.

Еквівалентною смугою пропускання приймального тракту є смуга пропускання шумів - смуга пропускання ідеального фільтру, через який проходить стільки енергії шуму, скільки проходить через даний елемент. Для джерела білого шуму еквівалентну смугу можна отримати за допомогою розрахунку інтеграла нормованої АЧХ фільтрів системи:

$$B_n = \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df / |H(f_c)|^2, \quad (1.14)$$



Малюнок 1.10 - Нормована АЧХ фільтрів системи

На мал. 1.10 приведена нормована АЧХ фільтрів, інтеграл якої і буде еквівалентною смугою пропускання системи.

1.1.8 Взаємозв'язок SNR і частотної характеристики фільтру

Для встановлення зв'язку SNR з частотною характеристикою фільтру вирахуємо середню потужність A (Вт) сигналу на вході фільтру:

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{T}}, \quad (1.15)$$

E_b – енергія одного біта (Вт/бит/с), T – тривалість біта. Тоді SNR на вході фільтру:

$$SNR_{in} = \frac{A^2}{2\varepsilon^2} = \frac{E_b R_b}{N_0 / 2}, \quad (1.16)$$

де $\varepsilon = N0/2$ – середня потужність вхідного шуму (Вт), Rb – швидкість передачі біта (1/с).

Спектральна щільність потужності білого шуму на виході фільтру визначається як $N0/2$ (Вт / Гц), тоді дисперсія σ^2 на виході фільтру з частотною характеристикою $H(w)$:

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2\pi} \int_0^\infty |H(w)|^2 dw, \quad (1.17)$$

Середнє SNR на виході DIF фільтру:

$$SNR_{out} = \frac{A_0^2}{2\sigma^2}, \quad (1.18)$$

де A_0 – амплітуда сигналу на виході фільтру, яка визначається як:

$$A_0 = |H(w_c)| \sqrt{\frac{2E_b}{T}}, \quad (1.19)$$

де w_c – несуща углова частота.

На основі цього (1.16) – (1.19) отримано:

$$SNR_0 = \frac{E_b}{N_0 T} \frac{|H(f_c)|^2}{\int_0^\infty |H(f)|^2 df} = \frac{E_b R_b}{N_0 B_n}, \quad (1.20)$$

f_c - несуща частота, похідна $E_b R_b$ є середньою передаваною потужністю сигналу, - еквівалентна шумова смуга фільтру.

Таким чином, посилення SNR фільтром визначатиметься як:

$$SNR_{out}/SNR_{in} = 1/2Bn. \quad (1.21)$$

Рівняння (1.21) показує, що SNR визначається формою частотною характеристики, тобто шумова смуга є чинником, що управляє для відношення сигнал/шум.

1.2 Постановка задачі

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

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

1.3 Висновки

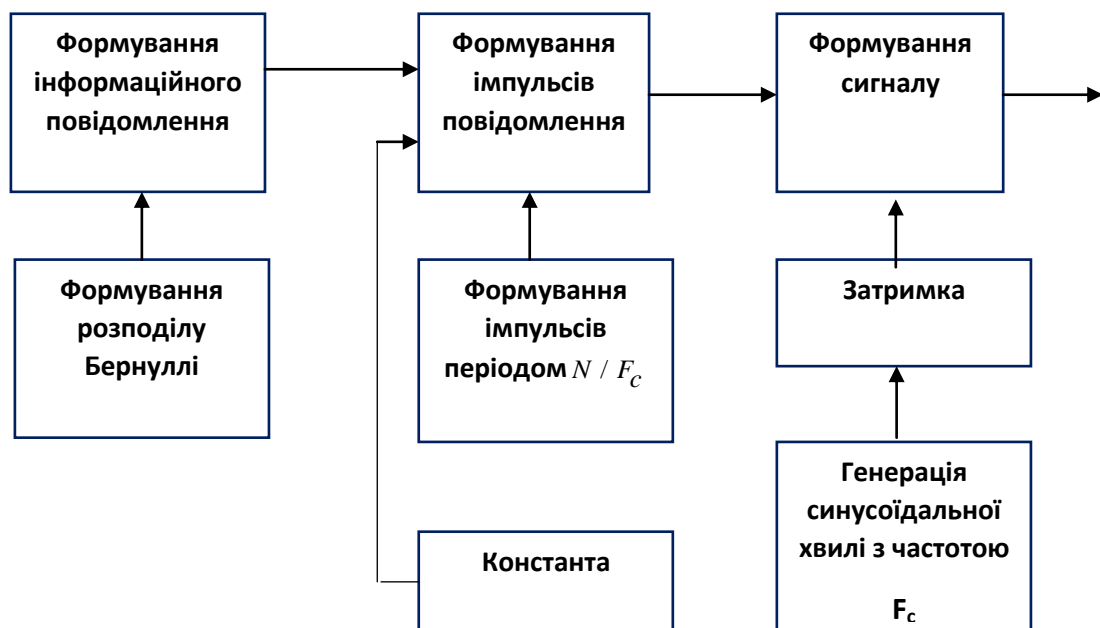
- 1 Виконаний аналітичний огляд цифрових методів фазової маніпуляції.
- 2 Визначена пропускна спроможність каналу зв'язку.
- 3 Визначені вимоги до обмеження смуги займаних сигналом частот.
- 4 Розглянуті різні види модуляції і їх характеристики.
- 5 Запропонований ефективний вид модуляції - EBPSK.
- 6 Виконаний аналіз впливу смуги займаних частот на швидкість передачі сигналу і завадостійка прийому.

7 Визначена еквівалентна смуга приймального тракту і знайдений її взаємозв'язок з відношенням сигнал/шум в моделі.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Структура прийомно-передаючої системи

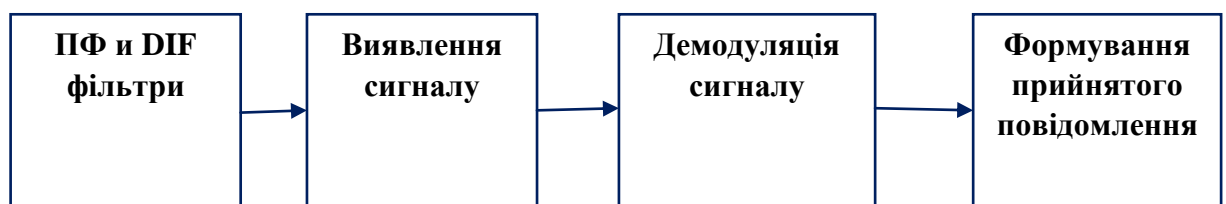
Структурна схема системи передачі містить передавач, канал з аддитивним білим шумом гауса і приймач. Структура передавача приведена на мал. 2.1.



Малюнок 2.1 - Структурна схема передавача сигналу з EBPSK

У схемі мал. 2.1 генеруються дискретні імпульси з періодом N/F_c і шириною імпульсів K/F_c , дискретний випадковий розподіл Бернуллі з періодом N/F_s , що задає випадкову послідовність символів, і константа, порівняно з якою приймається рішення при формуванні імпульсів, що визначають частоту звітів, тривалість символів, їх значення і тривалість сигналу зі зміненою фазою. Крім того, генерується синусоїдальний сигнал з несучою частотою F_c і, після затримки, необхідної для синхронізації за часом з паралельним процесом, бере участь у формуванні модульованого безперервного сигналу.

У каналі зв'язку сигнал підсумовується з аддитивним білим шумом Гауса. Блок-схема приймача сигналу приведена на рис.2.2.



Малюнок 2.2 - Структурна схема приймача сигналу з EBPSK модуляцією

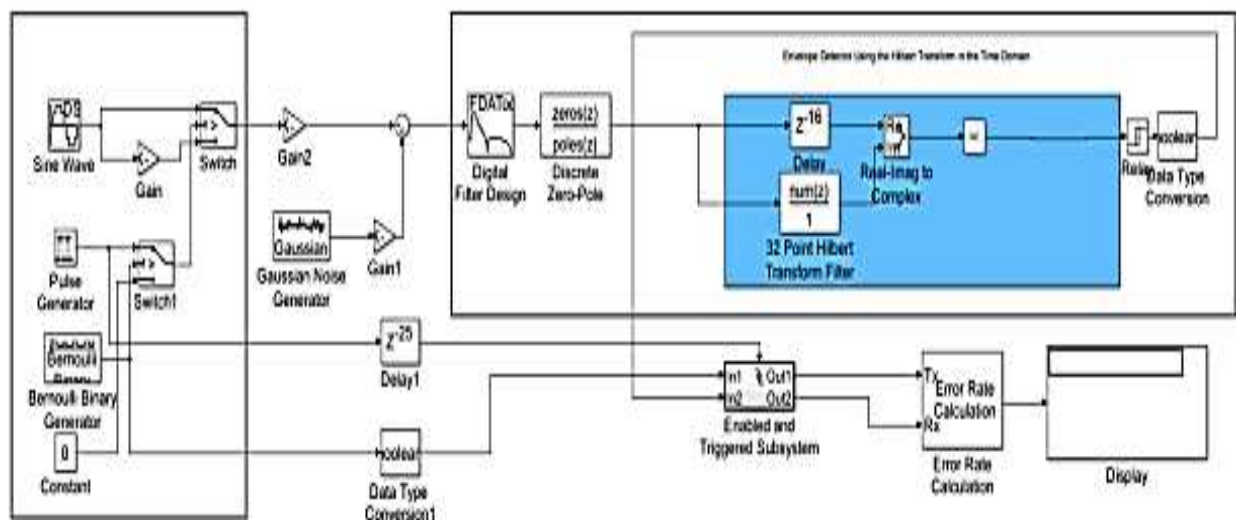
Після прийому сигнал фільтрується за допомогою смугового фільтру (ПФ) і спеціального DIF фільтру для сигналів з EBPSK модуляцією, на виході якого сигнал є амплітудно-модульованим. Виявлення і демодуляція сигналів відбувається у блоці, в якому створюється складний сигнал, дійсна частина якого - сигнал на вході цього блоку, уявна - перетворена Гілберта цього сигналу. На виході приймається рішення значенні сигналу, що демодулюється, за допомогою порогу прийняття рішень U_r .

Потім аналоговий сигнал перетвориться в цифровий, і отримана послідовність символів порівнюється з початковим сигналом передавача і оцінюється достовірність прийому. Результат виводиться на дисплей.

2.2. Імітаційна модель

Моделювання системи передачі виконувалось в середовищі Simulink, оскільки це застосування добре реалізує цифрові прийомно-передаючі системи, забезпечує формування і обробку сигналів, імітацію проходження через канал з аддитивним білим шумом гауса.

Схема моделі представлена на малюнку 2.3. Модель реалізує формування і модуляцію сигналу, передачу його по каналу зв'язку з перешкодою, фільтрацію, детектування символів і аналіз завадостійкої.



Малюнок 2.3 - Модель прийомно-передаючого тракту для сигналу з EBPSK модуляцією

В процесі моделювання цифрової системи були вибрані оптимальні параметри, що забезпечують найкращу ефективність сигналу з EBPSK модуляцією при заданій достовірності прийому. Сигнал проходить через канал з аддитивним білим шумом гауса, для якого відношення сигнал/шум було обрано $SNR = -2$.

У моделі прийнята частота дискретизації $F_s = 200$ кГц, при якій система працює оптимально. Вибрана частота є такою, що несе сигналу $F_c = 10$ кГц, а відношення сигнал/шум, що реалізується в каналі передачі $SNR = -2$: вибраний високий рівень шуму, при якому можливий вірний прийом інформації.

Параметри N і K – тривалість символу модульованого сигналу і тривалість тактів зі зміненою фазою відповідно; вибір цих параметрів впливає на характеристики сигналу. Крім того, вибирається смуга пропускання фільтру F , що забезпечує мінімізацію міжсимвольної інтерференції і шуму. У моделі практичним шляхом визначається поріг ухвалення рішень Ur , що визначає значення сигналу після демодуляції.

2.3 Аналіз результатів моделювання

2.3.1 Визначення параметрів модульованого сигналу

В першу чергу необхідно вибрати поріг ухвалення рішень Ur .

В першу чергу необхідно вибрати поріг ухвалення рішень. На мал.3.1 представлена залежність вірогідності помилки від порогу ухвалення рішень, визначальний вибір значення після демодуляції сигналу, що приймається. Для цієї частоти дискретизації значення порогу ухвалення рішень визначається в діапазоні від 60 до 70. Із залежності видно, що існує значення порогу, при якому досягається мінімізація вірогідності помилки. Це значення дорівнює $Ur = 63$.

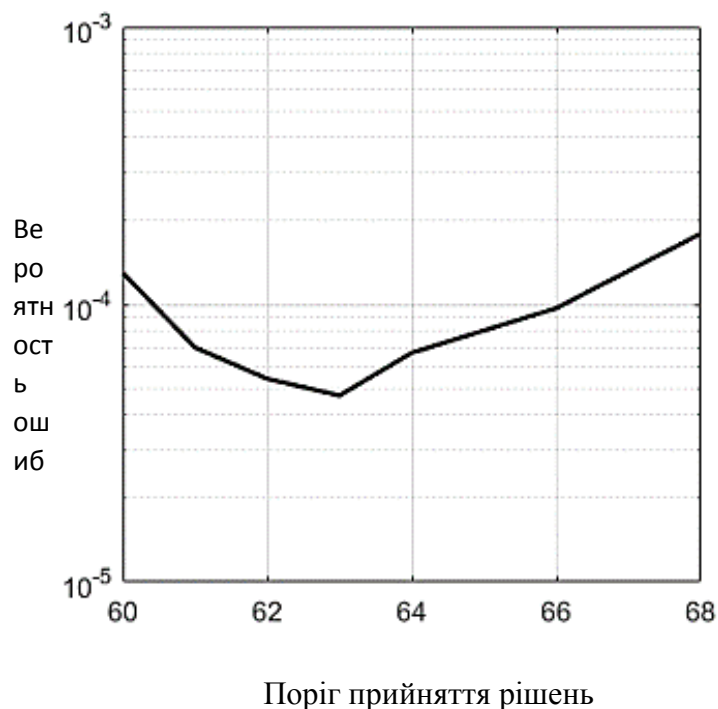


Рисунок 2.4 - Вибір порогу прийняття рішень

Далі необхідно мінімізувати вплив міжсимвольної інтерференції і шуму вибором смуги частот F за допомогою смугового фільтру. На мал. 2.5 представлена залежність вірогідності помилки від смуги пропускання фільтру. При малих значеннях смуги частот на сигнал, що приймається, впливає явище міжсимвольної інтерференції, тому при смузі частот $F < 8$ кГц різко зростає вірогідність помилки прийому; при збільшенні смуги пропускання погіршується фільтрація шуму, тому вибирається

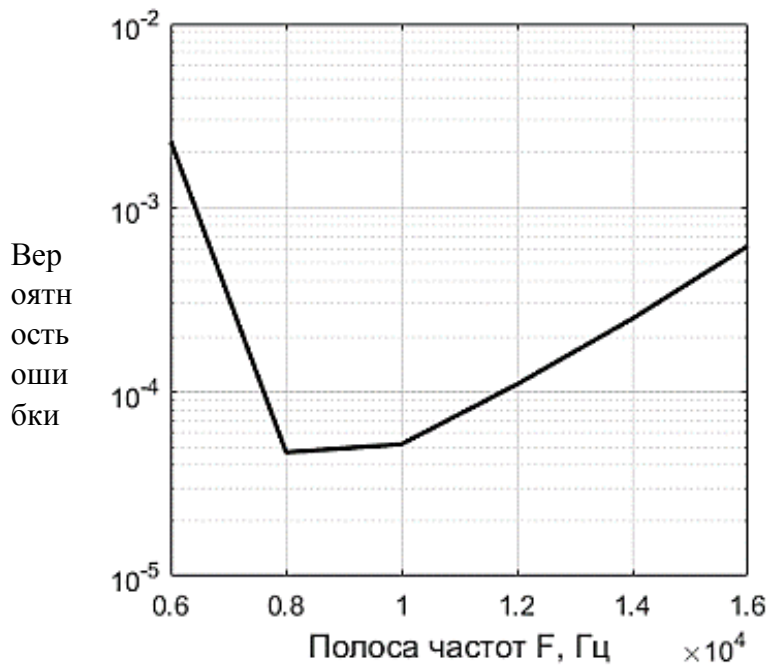
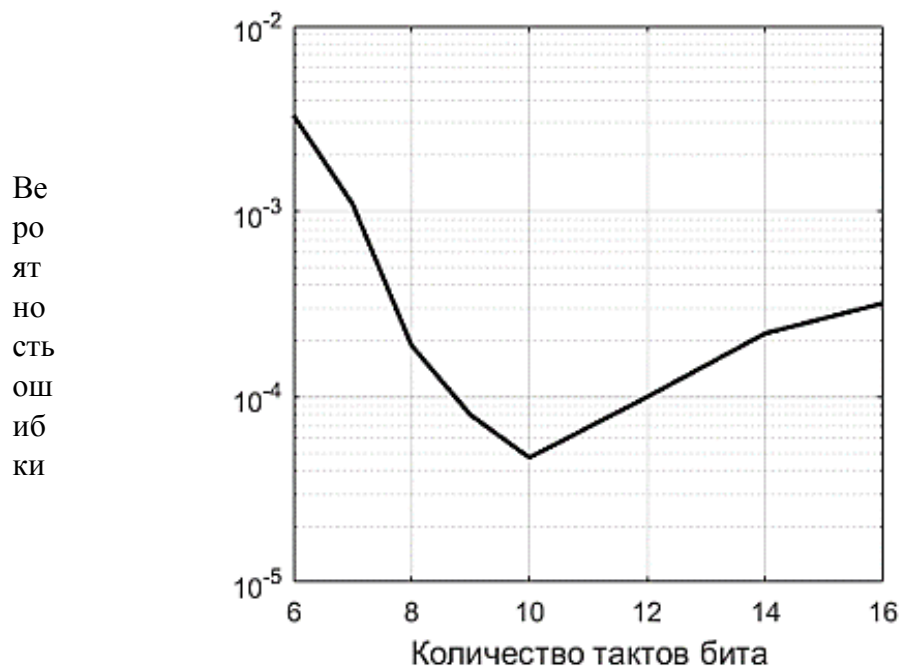


Рисунок 2.5 – Вибір смуги пропускання фільтру

значення смуги пропускання фільтру, що відповідає мінімальній вірогідності помилки $F = 8$ кГц.

Швидкість передачі сигналу безпосередньо залежить від кількості тактів у біті, коригованого в системі. На мал. 2.6 представлена залежність вірогідності помилки від кількості тактів в символі при його зміні від 6 до 16. Значення N впливає на спектральну ефективність модуляції, тому, як правило, вибирається мінімально можливе значення при допустимій вірогідності помилки. Відмітимо, що при малих значеннях параметра вірогідність помилки різко зростає із-за впливу міжсимвольної інтерференції.



Малюнок 2.6 - Вибір кількості тактів у біті

Прийmemo $BER \leq 10^{-3}$ – цього достатньо для правильної роботи системи зв'язку при передачі інформації, наприклад, мовної: помилка з такою частотою не буде різнитися на слух. В цьому випадку, в зв'язку з залежністю, можна прийняти $N = 8$, але якщо потрібна точніша передача даних, наприклад, необхідно добитися $BER \leq 10^{-4}$, слід вибрати кількість тактів $N = 9$, а для передачі інформації з максимально можливою достовірністю – $N = 10$. При подальшому збільшенні параметра вірогідність помилки зростає із-за наявності міжсимвольної інтерференції.

2.3.2. Визначення ефективності сигналів з EBPSK модуляцією

Ефективність UNB сигналів оцінюється наступними характеристиками: енергетична ефективність - оцінюється відношенням $Eb/N0$; спектральна ефективність – оцінюється питомою швидкістю γ (бит/с/Гц) [1]:

$$\gamma = \frac{F_c / N}{F \log_2(1 + SNR)}, \quad (2.1)$$

де $F=3.5$ кГц – еквівалентна смуга частот: вибране співвідношення сигнал/шум $SNR = -2$ дБ.

Визначення енергетичної ефективності здійснюється з рівняння:

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR \frac{F_s}{2R}, \quad (2.2)$$

де F_s – частота дискретизації сигналу.

У попередньому пункті було запропоновано три варіанти набору параметрів сигналу для трьох різних вимог прийомно-передаючої системи к вірогідності бітової помилки. Результати розрахунків ефективності EBPSK представлені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 - Розрахунок енергетичної і спектральної ефективності EBPSK

BER	$1.9 * 10^{-4}$	$8 * 10^{-5}$	$4.7 * 10^{-5}$
γ , бит/с/Гц	0.51	0.45	0.41
E_b/N_0 , дБ	17	17.6	18

Для порівняння отриманої енергетичної ефективності сигналу з EBPSK модуляцією з сигналом з BPSK модуляцією по залежності мал. 1.5 були визначені необхідні співвідношення E_b/N_0 . Результати оцінки занесені в таблиці.2.3.

Таблиця.2.3 - Оцінка ефективності сигналу з BPSK модуляцією

BER	$1.9 * 10^{-4}$	$8 * 10^{-5}$	$4.7 * 10^{-5}$
SNR	4.44	5.19	5.93
γ , бит/с/Гц	0.30	0.28	0.27
E_b/N_0 , дБ	6	7	8

За оцінкою енергетичної ефективності знайдено необхідне SNR:

$$SNR = \frac{E_b R}{N_0 F}, \quad (2.3)$$

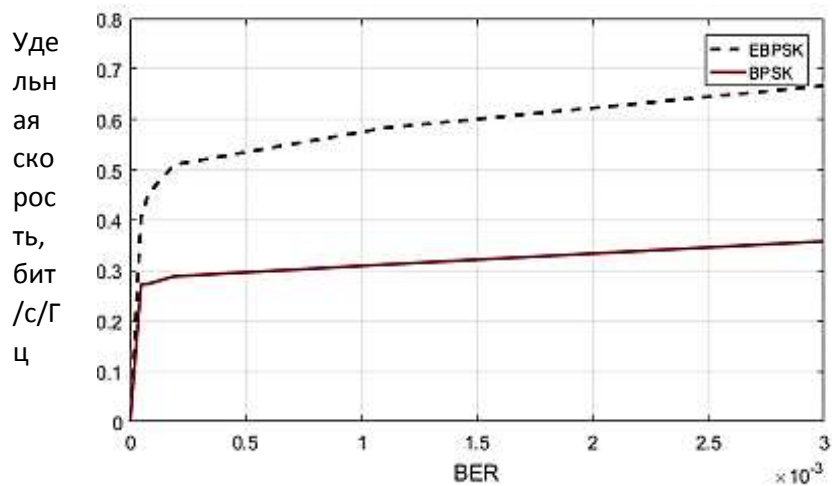
де F – смуга фільтру визначається як [5]:

$$F = (1 + \alpha)R, \quad (2.4)$$

де α коефіцієнт округлення фільтру. Спектральна ефективність сигналу з BPSK модуляцією також оцінюється питомою швидкістю, результати розрахунку якої також занесені в таблиці. 2.3.

Отримані результати показують, що сигнали з EBPSK модуляцією перевершують сигнали з BPSK модуляцією по спектральній ефективності, але поступаються по енергетичній. Одночасно, сигнали з EBPSK модуляцією забезпечують більший рівень відношення сигнал/шум, що необхідно для цього виду модуляції, оскільки при демодуляції сигналів рішення приймається по амплітуді такою, що огинає на виході фільтру.

На рис.2.7 наведені залежності, яка оцінює спектральну ефективність сигналу с EBPSK і сигналу с BPSK модуляцією.



Малюнок 2.7 - Порівняння спектральної ефективності сигналів з BPSK і EBPSK модуляцією

2.4. Висновки

- 1 Розроблена структура приймально-передавальної системи з EBPSK.
- 2 Розроблена імітаційна модель приймально-передавального тракту, формування і обробки сигналів з EBPSK модуляцією.
- 3 Визначені параметри для досягнення найкращої ефективності сигналу при заданій вірогідності помилки.
- 4 Виконано розрахунок спектральної і енергетичної ефективності.
- 5 Виконано порівняльний аналіз енергетичної і спектральної ефективності сигналу з EBPSK і сигналу з BPSK модуляцією.
- 6 Показано, що застосування EBPSK сигналів дозволяє збільшити спектральну ефективність більше, ніж в півтора рази.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

В цьому проекті розроблена імітаційна модель системи передачі даних на базі ВРСК. 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):

$$t = tmз + tv + ta + tnp + tonp + t\partial \text{ [год]}. \quad (3.1)$$

де $t_{mз}$ – тривалість складання технічного завдання на впровадження методу;

$t_{\text{в}}$ – тривалість вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою;

t_a – тривалість розробки моделі;

t_{np} – тривалість модулювання віртуального аналога каналу зв'язку;

t_{onp} – тривалість опрацювання здобутих характеристик;

t_{∂} – 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	$t_{\text{в}}$, год	t_a , год	t_{np} , год	t_{onp} , год	t_{∂} , год
45	48	69	19	19	29

Розрахуємо трудомісткість розробки моделі за формулою (3.1):

$$t = 45+48+69+19+19+29=229 \text{ [год]}.$$

3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі

Витрати на розробку моделі $K_{пз}$ складаються з витрат на заробітну платню розробника $Z_{п}$ 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 70 грн/год.

Розрахуємо заробітну платню проектувальника за формулою (3.3):

$$Z_{зп} = 229 \cdot 70 = 16030,00 \text{ [грн]}.$$

Вартість машинного часу на ПК визначається за формулою:

$$\begin{aligned} & (\\ & 3 \\ & \cdot \\ & 4 \\ & \text{ [грн]}. \\ &) \end{aligned}$$

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	H_a , частка одиниці	$K_{лнз}$, грн	$H_{анз}$, частка одиниці	F_p , год
1,4	1,60	20000,00	0,4	8100,00	0,4	1920,00

Тоді за формулою (3.6) отримаємо розмір енерговитрат:

$$C_e = 1,4 \cdot 1,60 = 2/24 \text{ [грн/год]}.$$

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

$$Na = \frac{1}{T} \cdot 100\% \quad (3.7)$$

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

Розрахуємо річну норму амортизації за формулою (3.7):

$$Na = \frac{1}{5} \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Строк корисного використання ліцензійного програмування дорівнює 5 років.

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

$$Na_{пз} = \frac{1}{5} \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

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):

$$C_{мч} = 1,4 \cdot 229 \cdot 1,60 + \frac{20000 \cdot 0,40}{1920} + \frac{8100 \cdot 0,40}{1920} = 518,82 \text{ [грн/год]}$$

Розрахуємо вартість машинного часу за формулою (3.4):

$$Z_{мч}=(69+19+19+29) \cdot 518,82 = 70559,52 \text{ [грн]}.$$

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

$$K_{пз} = 16030+70559,52=86589,52 \text{ [грн]}.$$

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

<i>Kпз</i> , грн	<i>Kнавч</i> , грн	<i>Kн</i> , грн
86589,52	5400,00	1300,00

Отже, капітальні витрати становлять:

$$KЗ = 86589,52+5400+1300=93289,52 \text{ [грн]}.$$

3.2 Висновки

В економічному розділі було розраховано:

- 1 Трудомісткість розробки імітаційної моделі каналу зв'язку – 229 год;
- 2 Заробітна платня проектувальника – 16030,00 грн;
- 3 Витрати на розробку моделі – 86589,52 грн;
- 4 Капітальні витрати на розробку моделі системи передачі даних –
– 93289,52 грн.

ВИСНОВКИ

- 1 Розроблена структура прийомно-передаючої системи з EBPSK.
- 2 Розроблена імітаційна модель прийомно-передаючого тракту, формування і обробки сигналів з EBPSK модуляцією.
- 3 Визначені параметри для досягнення найкращої ефективності сигналу при заданій вірогідності помилки.
- 4 Виконаний розрахунок спектральної і енергетичної ефективності.
- 5 Виконаний порівняльний аналіз енергетичної і спектральної ефективності сигналу з EBPSK і сигналу з BPSK модуляцією.
- 6 Показано, що застосування EBPSK сигналів дозволяє збільшити спектральну ефективність більше, ніж в півтора рази. Цей факт дозволяє використати EBPSK модуляцію з метою економії частотного ресурсу.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д.Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.: ил.
- 2 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пре. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.: ил.
- 3 Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. - М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432с.
- 4 Wu L.; Feng M. On BER Performance of EBPSK-MODEM in AWGN Channel.
- 5 Феер К.: Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: пер. с англ./ Под ред. И.В. Журавлёва. - М.: Радио и связь, 2000. – 520с.
- 6 Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. Пер.

с англ. Бронина, Б.Н./ Под редакцией к.т.н. Гальперина, М.В. – Москва:

№	Формат	Найменування	Кількість лістів	Примітки
---	--------	--------------	---------------------	----------

Издательство «Мир», 1979. – 318с.

7 Recent Patents on Ultra Narrow Band Modulations/ Lenan Wu, Man Feng, Chenhao Qi and Feng He. - School of Information Science & Engineering, Southeast University, 2011 – с. 36-47.

8 Варгаузин, В.А.: Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи: учебное пособие/В.А.Варгаузин, И.А.Цикин. – СПб.: БХВ-Петербург,2013. – 352с.:ил.

<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат		
2	A4	Список умовних скорочень		
	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 А. Відомість матеріалів дипломного проекту

ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу

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.