

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інститут інформатики та радіоелектроніки
Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)
бакалавра
(ступінь вищої освіти)

на тему Модель модулятора в основній смузі частот для дослідження енергетичних спектрів сигналів з цифровою фазовою модуляцією.
Комплексний проект

Виконав: студент(ка) 4 курсу, групи РТ-918сп

Спеціальності _____
172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)
«Інформаційні мережі зв'язку»

Рубан Ярослав Олександрович
(прізвище та ініціали)

Керівник Кабак В.С.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Касьян М.М.
(прізвище та ініціали)

2021 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіoeлектроніки, ФРЕТ
Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
Ступінь вищої освіти Бакалавр
Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування)
Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТк.т.н., доц. Морщавка С.В.« » травня 20 21 року

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Рубану Ярославу Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Модель модулятора в основній смузі частот для дослідження енергетичних спектрів сигналів з цифровою фазовою модуляцією. Комплексний проєкт

керівник проєкту (роботи) Кабак Владислав Семенович, доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «30»квітня 2021 року № 164

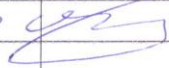
2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 26 травня 2021 р.

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Моделі модуляторів сигналів BPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK в основній смузі частот

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Апаратна реалізація модуляторів для різновидів цифрової фазової модуляції. Методики визначення спектральних характеристик (енергетичного спектру) для відповідних методів. Розробка моделей модуляторів для дослідження енергетичного.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
Презентація 25 слайдів

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-4	Кабак В.С., доцент		
Нормоконтроль	Мороз Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання « 2 » квітня 20 21 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Пошук та вивчення наукових джерел	05.04-15.04	
2	Дослідження існуючих методів цифрової фазової модуляції мережі	01.04-15.04	
3	Апаратна реалізація модуляторів методів BPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK	16.04-02.05	
4	Розробка моделей модуляторів в основній смузі частот	03.05-5.05	
5	Оформлення пояснювальної записки	5.05-15.05	
6	Перевірка ПЗ на доброчесність	18.05-19.05	
7	Створення презентації у Power Point	20.05-26.05	
8	Захист	4.06	

Студент(ка)

Керівник бакалаврської роботи


 (підпис)
 Рубан Я.О.
 (прізвище та ініціали)


 (підпис)
 Кабак В.С.
 (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 70 аркушів, 58 рисунків, 6 джерел

Об'єкт дослідження – Різновиди цифрової фазової модуляції

Мета роботи – Розробити моделі модуляторів BPSK, QPSK та OQPSK сигналів в основній смузі частот.

Метод дослідження – математичний та комп'ютерна симуляція.

В першому розділі проаналізовані вимоги до сучасних безпроводних телекомунікаційних систем, визначені показники ефективності системи зв'язку, показано вплив вибору виду модуляції на показники системи у цілому, розглянуто принципи побудови модуляторів для різновидів цифрової фазової модуляції, визначені якісні характеристики методів BPSK, QPSK, OQPSK.

У другому розділі розглянуто методику визначення енергетичних спектрів сигналів BPSK, QPSK, OQPSK на базі аналітичних виразів за наведеними функціональними схемами модуляторів. Показано, що спектр радіосигналу для різних видів цифрової фазової модуляції визначається формою модулюючих символів.

На підставі проведеного аналізу у третьому розділі запропоновані моделі модуляторів в основній смузі частот з використанням середовища Matlab для дослідження енергетичних спектрів сигналів методів BPSK, QPSK, OQPSK і DQPSK. Розроблені моделі дозволяють наочно проводити порівняльну оцінку спектральних характеристик різновидів цифрової фазової модуляції з визначенням їх основних характеристик – ширини спектру, рівень бічних пелюсток, швидкість спадання бічних пелюсток.

МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ, ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ,
ЦИФРОВА ФАЗОВА МОДУЛЯЦІЯ, КВАДРАТУРНО-ФАЗОВА
МОДУЛЯЦІЯ, I, Q– МОДУЛЯТОР, ЕНЕРГЕТИЧНИЙ СПЕКТР

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП.....	7
1 ПОКАЗНИКИ ЕФЕКТИВНОСТІ БЕЗПРОВІДНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ	8
1.1 Основні вимоги до сучасних безпроводних телекомунікаційних мереж.....	8
1.2 Показники ефективності системи зв'язку.....	13
1.3 Класифікація видів цифрової модуляції.....	17
1.4 Різновиди фазової маніпуляції.....	21
2 СПЕКТРИ СИГНАЛІВ З ЦИФРОВИМИ ВИДАМИ ФАЗОВОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ.....	37
2.1 Методика визначення енергетичного спектру сигналів з цифровою фазовою модуляцією.....	38
3 МОДЕЛІ МОДУЛЯТОРІВ В ОСНОВНІЙ СМУЗІ ЧАСТОТ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО СПЕКТРУ СИГНАЛІВ З ЦИФРОВОЮ ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ.....	44
3.1 Модель модулятора BPSK в основній смузі частот.....	44
3.2 Модель модуляторів QPSK, OQPSK, DQPSK в основній смузі частот.....	58
ВИСНОВКИ.....	69
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	70

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

AM	– Амплітудна модуляція
ЧМ	– Частотна модуляція
ФМ	– Фазова модуляція
ФНЧ	– Фільтр нижніх частот
BASK	– Бінарна амплітудна маніпуляція
BFSK	– Бінарна частотна маніпуляція
BPSK	– Бінарна фазова маніпуляція
DQPSK	– Диференціальна квадратурно-фазова маніпуляція
NRZ	– Формат без повернення до нуля
OQPSK	– Офсетна квадратурно-фазова маніпуляція
MPSK	– М-ічна фазова маніпуляція
QPSK	– Квадратурно-фазова маніпуляція

ВСТУП

Для перенесення інформації у безпроводних системах зв'язку необхідним етапом обробки сигналів виступає модуляція. Як відомо, модуляція призначена для перенесення смуги частот, яка властива низькочастотному відеосигналу, у виділений для конкретної системи зв'язку частотний діапазон, або, іншими словами, відбувається накладання низькочастотного інформаційного сигналу на високочастотне несуче гармонічне коливання. Як відомо, гармонічний сигнал може відрізнятися один від одного за амплітудою, частотою або фазою. Відповідно модуляцію можна розглядати як процес варіювання амплітуди, частот або фази (або їх комбінацій) радіочастотної несучої відповідно до інформації, що передається.

Цифрова модуляція – це процес перетворення цифрових символів на сигнали, які сумісні з характеристиками каналу. Відповідно, при смуговій модуляції імпульси заданої форми модулюють несуче коливання.

Під час вибору виду цифрової модуляції необхідно досягати певного компромісу між вимогами до якісних характеристик системи зв'язку (ймовірність помилкового прийому одного біта, пропускна здатність каналу, швидкість передачі інформації) і виділеними на систему частотно-енергетичними ресурсами.

Тому задача дослідження енергетичних спектрів для різновидів фазової модуляції є актуальною, оскільки вибір типу модуляції – двійкової або багатопозиційної буде у значній мірі визначати як спектральну ефективність системи зв'язку у визначеному частотному діапазоні, абонентську ємність системи зв'язку так й її завадозахищеність. Розроблені моделі для дослідження енергетичних спектрів різновидів цифрової фазової модуляції – BPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK сигналів дозволяють проводити порівняльну оцінку цих методів з визначенням основних показників спектральної ефективності конкретного методу.

1 ПОКАЗНИКИ ЕФЕКТИВНОСТІ БЕЗПРОВІДНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Основні вимоги до сучасних безпроводних телекомунікаційних мереж

Серед основних вимог, які висуваються до сучасних телекомунікаційних систем і зокрема безпроводних мереж можна виділити такі [1]:

$$P_b \leq P_{b\text{ном}} \quad (1.1)$$

$$R \geq R_{\text{ном}} \quad (1.2)$$

де P_b , – ймовірність помилкового прийому одного біта, або коефіцієнт бітової помилки BER (Bit Error Rate);

$P_{b\text{ном}}$ – номінальне значення коефіцієнта бітової помилки;

R – швидкість передачі інформації;

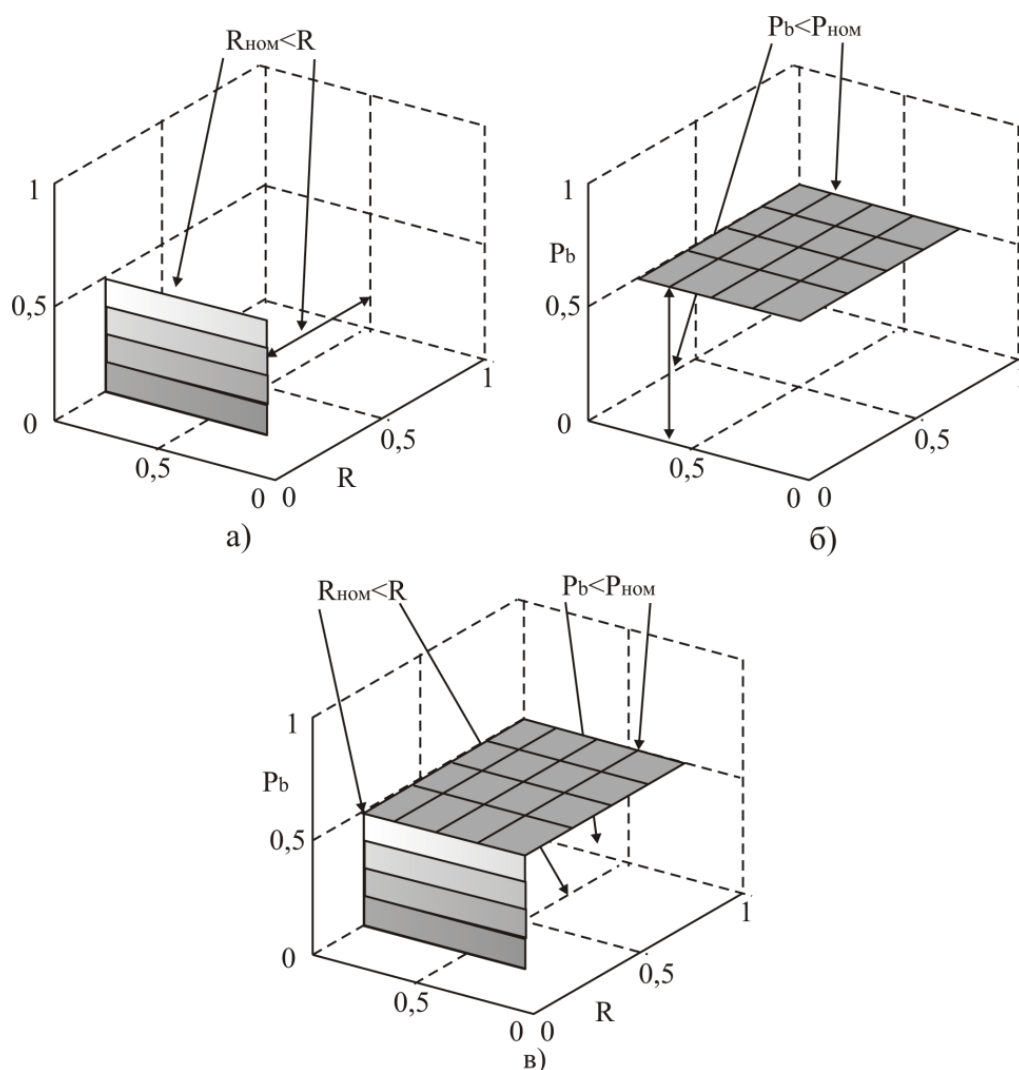
$R_{\text{ном}}$ – необхідне значення швидкості передачі, або номінальне значення.

З аналізу нерівностей (1.1), (1.2) постає задача забезпечення необхідного запасу отриманих у системі зв'язку значень P_b та R порівняно з їх номінальними значеннями.

З одного боку можна вважати, що чим більші запаси виконання (1.1) і (1.2), тим більше можна покращити характеристики системи зв'язку. Але, необхідно розуміти, що збільшення таких запасів обов'язково буде вимагати більших затрат під час запровадження і експлуатації системи зв'язку.

Одним з можливих рішень такої задачі є забезпечення роботи системи з дотриманням нерівностей (1.1), (1.2) з невеликим запасом.

Вимоги (1.1), (1.2) можна інтерпретувати у такій графічній інтерпретації (рис. 1.1).



а – за швидкістю передавання R , б – за ймовірністю помилкового прийому P_b ,
сумісно за параметрами R і P_b

Рисунок 1.1 – Геометрична інтерпретація вимог до системи зв'язку

Очевидно, що для забезпечення заданих технічних вимог системі необхідно надати певні ресурси. Такими ресурсами являються необхідна смуга частот B та відношення сигнал/шум на вході приймача, яке для цифрових систем подається у вигляді енергії, що приходить на один біт до спектральної щільності шуму N_0 - E_b/N_0 . З математичної точки зору це можна сформулювати так: в системі зв'язку необхідно забезпечити виконання умов (1.1), (1.2) за наявністю виділених смуги пропускання на систему B і певних енергетичних запасів E_b/N_0 [1]:

$$B \leq B_{\text{ном}} \quad (1.3)$$

$$E_b/N_0 \leq (E_b/N_0)_{\text{ном}}, \quad (1.4)$$

Можна відзначити, що для аналогових систем відношення сигнал/шум визначається як правило у вигляді у $P_c/P_{\text{ш}}$ у точці прийому (де P_c – потужність інформаційного сигналу, $P_{\text{ш}}$ – потужність шуму). Для цифрових систем зв'язку доцільно користуватися саме відношенням E_b/N_0 , оскільки у цифрових системах необхідно врахувати швидкість передачі інформації у визначеній смузі частот. Зв'язок між цими параметрами достатньо легко можна визначити з наступних міркувань. Енергію, що приходить на один біт можна визначити як:

$$E_b = P_{\text{ш}} T_b.$$

У свою чергу потужність шуму рівняється:

$$P_{\text{ш}} = BN_0,$$

а швидкість передавання інформації визначиться через тривалість одного біта як

$$R = \frac{1}{T_b}, \quad (1.5)$$

Тоді для відношення сигнал/шум можна записати:

$$\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \cdot \frac{T_b}{T_b} = \frac{E_b}{BN_0} \frac{1}{T_b} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B} \quad (1.6)$$

або

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{с}}} \cdot \frac{B}{R} \quad (1.7)$$

Перевагою застосування саме відношення E_b/N_0 як енергетичного ресурсу є той факт, що це відношення є безрозмірною величиною.

Можна відзначити, що виконання нерівностей (1.3), (1.4) викликає такі ж самі протиріччя, як і дотримання базових умов (1.1), (1.2). Очевидно, що на перший погляд доцільно надати системі більші ресурси (більші значення $(E_b/N_0)_{\text{ном}}$ та $B_{\text{ном}}$) з метою надійного виконання покладених на систему зв'язку функцій, але, зрозуміло, що це призведе збільшення затрат на систему зв'язку.

Проектування системи зв'язку проводиться саме з умов забезпечення базових умов (1.1), (1.2) на підставі можливих виділених ресурсів на систему зв'язку (1.3), (1.4)

При аналізі цифрових систем інформаційний сигнал підлягає ряду перетворень, які будуть впливати на дотримання визначених умов. Так, серед основних перетворень інформаційного сигналу можна відзначити [1]: кодування повідомлень, фільтрація кодованих повідомлень, канальне кодування і модуляцію.

Для цифрової системи зв'язку корисна інформація подається у вигляді послідовності логічних нулів і одиниць. Безпосередньо для вводу такої інформації до системи зв'язку необхідно спочатку перетворити її на послідовність електричних імпульсів – тобто реалізувати кодування вхідної інформації.

Кожному логічному сигналу ставиться у відповідність електричний імпульс, тривалість якого і визначається як T_b (тривалість одного біта). Як було визначено, тривалість одного біта визначає швидкість зміни вхідної інформації або швидкість передачі інформації відповідно до (1.5).

Досить часто для цифрових методів модуляції і зокрема для методів цифрової фазової модуляції реалізується перетворення вхідної інформації у

послідовність двохполярних імпульсів прямокутної форми. Такий формат відомий як NRZ (Non Return to Zero) - формат без повернення до нуля [2].

Але, для послідовності прямокутних імпульсів характерна наявність крутих фронтів і зрізів імпульсів. Тому не завжди така форма перетворення виглядає оптимальною і використання більш пологих фронтів, або зміна форми прямокутного імпульсу на відрізок гармонічної півхвилі або коло колоподібну форму дозволяє досягнути більш якісних характеристик системи зв'язку. Таке перетворення електричного сигналу реалізується саме фільтрацією кодованих вхідних сигналів.

Як правило, безпроводні системи зв'язку працюють в умовах ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Відповідно у безпроводних каналах виникають завмирання сигналів, як повільні (великомасштабні), так і швидкі (дрібномасштабні). Зокрема фатальними для систем зв'язку виступають швидкі і частотно-селективні завмирання, які математично описуються законом розподілу Релея.

Релеївські завмирання призводять до провалів у рівні прийнятого сигналу до 30 дБ, що унеможливорює проведення сеансу зв'язку з дотриманням необхідних показників якості [3]. З точки зору наведених умов це однозначно призводить до неможливост виконання базової умови (1.1).

Тому практично для усіх цифрових систем наступною операцією після кодування вхідної інформації виступає, так зване, каналне кодування.. Таке кодування призводить до введення надлишкової інформації, яка дозволяє на приймальному боці визначати і виправляти пошкоджені біти, що і дозволяє виконувати нерівність (1.1) – тобто забезпечувати значення BER меншим за номінальне значення.

І нарешті, заключним етапом перетворень вхідної інформації виступає модуляція. Як відомо, модуляція призначена для перенесення смуги частот, яка властива низькочастотному повідомленню (відеосигнал), у виділений для конкретної системи зв'язку частотний діапазон – тобто формуванню модульованого радіочастотного сигналу. Як буде показано у подальшій

класифікації видів модуляції, кожен з видів модуляції має свої показники ефективності і тому використання конкретного виду модуляції буде сильно впливати на показники безпроводних систем зв'язку у цілому і впливати на дотримання умов (1.1)... (1.4).

1.2 Показники ефективності системи зв'язку

В процесі проектування безпроводної системи зв'язку можливе з'явлення певних протиріч між заданими технічними показниками і ефективністю системи. Існування таких протиріч пояснюється наявністю двох принципових теоретичних обмежень, які властиві для телекомунікаційних систем.

Перше обмеження визначається теоремою Найквіста про відсутність міжсимвольних спотворень. Як було визначено, у безпроводних мережах у каналі виникають частотно-селективні релієвські завмирання. Фізичний сенс таких завмирань проявляється у тому, що до точки прийому сигнал від передавача надходить за різними шляхами через такі ефекти як перевідбиття, дифракція та розсіювання сигналу.

Відповідно сигнали за кожним з шляхів набувають різну затримку і у точці прийому відбувається накладання великої кількості затриманих сигналів на конкретний переданий символ, що призводить до спотворення корисного переданого символу. Такі спотворення які виникають через накладання перевідбитих символів, отримали назву міжсимвольної інтерференції.

Але, проявлення міжсимвольної інтерференції характерне не тільки для радіосигналу, а можливе і під час передачі відеосигналу. Дійсно, якщо відоімпульси передаються через канал з обмеженою смугою частот, то враховуючи, що прямокутні імпульси мають теоретично нескінченний спектр, то відбувається обрізання у каналі височастотних складових спектру, що рівнозначно певній фільтрації у каналі.

Така фільтрація супроводжується розтягуванням у часі переданих імпульсів з відповідним їх накладання одне на одне у точці прийому – тобто у каналі з обмеженою смугою і на відеочастоті виникає міжсимвольна інтерференція.

Теорема Найквіста про передачу сигналу без міжсимвольних спотворень саме і визначає мінімальну смугу пропускання каналу при якій міжсимвольні спотворення відсутні. Так, якщо у каналі відбувається передача інформації зі швидкістю R , то смуга пропускання каналу з ідеальною частотною характеристикою у повинна визначатися з умови [2,3]:

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

Вираз (1.8), практично визначає мінімальну смугу пропускання при якій забезпечується задана в системі швидкість передачі R .

Але, з іншого боку ця теорема визначає теоретичну максимальну частотну ефективність системи на відночастоті. Дійсно, якщо поділити швидкість передавання на ширину смуги частот такого каналу, то можна визначити максимальну кількість символів, яка може бути передана у смузі 1 Гц – цей параметр можна охарактеризувати як частотну ефективність системи зв'язку на відночастоті:

$$E_B = \gamma = \frac{R}{B} \leq 2 \text{ символ/с/Гц} \quad (1.9)$$

Очевидно, що згідно з теоремою Найквіста максимальна теоретична частотна ефективність для відеосигналу складає $\gamma_{\max}=2$.

Іншим теоретичне обмеження на систему зв'язку виступає теорема Шенона-Хартлі, яка визначає максимальну пропускну здатність каналу зв'язку при виділених частотних і енергетичних ресурсах.

Відповідно до теореми Шенона-Хартлі пропускна здатність системи визначається таким виразом [1,3]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right) \quad (1.10)$$

де C – пропускна здатність системи;

$P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ – відношення сигнал шум за потужністю.

Як правило, під пропускною здатністю розуміють максимальне значення швидкості передачі інформації, яке можливо реалізувати у канал зв'язку, тобто, максимальну швидкість передавання $C=R_{\text{max}}$;

Вочевидь, що теорема Шенона-Хартлі надає взаємозв'язок між виділеними енергетичним і частотним ресурсом і ефективністю системи.

На рис 1.2 зображено геометричну інтерпретацію теореми згідно з виразом (1.10).

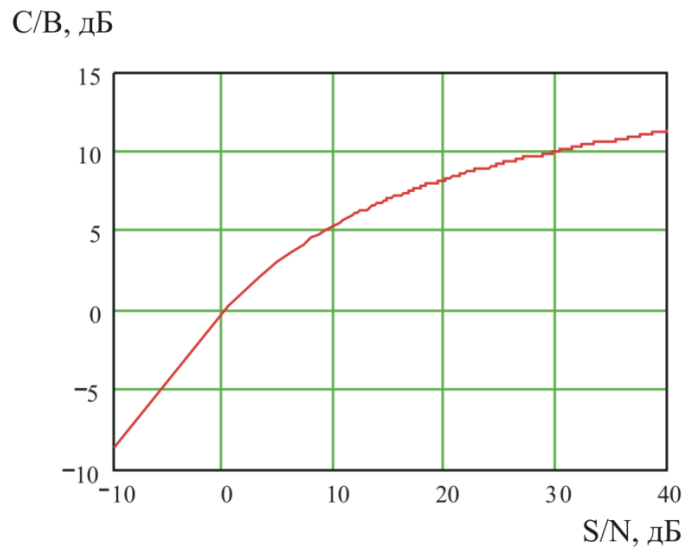


Рисунок 1.2 – Нормована пропускна здатність як функція відношення сигнал/шум

Практично наведений графік визначає границі нормованої до смуги пропускання пропускної здатності в залежності від виділеного енергетичного ресурсу.

Відповідно, на підставі проведеного аналізу, можна виділити наступні показники ефективності системи зв'язку [1]:

– частотна ефективність, під якою розуміють ступень використання виділеного частотного ресурсу системи відповідно до виразу (1.9):

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

– енергетична ефективність, як ступінь використання енергетичного ресурсу системи:

$$E_{PN} = \frac{R}{P_r/N_0} \quad (1.11)$$

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

$$E_C = \frac{R}{C} \quad (1.12)$$

Відповідно під час проектування безпроводної системи необхідно реалізувати певний компроміс між досягненням оптимальних значень показників ефективності систем зв'язку з одночасним дотриманням умов (1.1)...(1.4).

У цьому сенсі можна відзначити, що кожен вид модуляції, який може бути запропонованим для запровадження у телекомунікаційній системі має свої показники ефективності і тому, показники системи у цілому в багатьох будуть залежати від обраного методу модуляції.

1.3 Класифікація видів цифрової модуляції

Можливий варіант класифікації видів цифрової модуляції зображено на рис. 1.3 [1].

Оскільки основною задачею, що за технічним завданням виноситься на бакалаврську роботу, є моделювання спектральних характеристик різновидів цифрової фазової модуляції, тому у наведеній класифікації більш детально проведено аналіз вузькосмугових методів модуляції - зокрема різновидів двійкової або бінарної фазової маніпуляції BPSK, а також розглянуто ряд методів багатопозиційної маніпуляції, серед яких можна виділити різновиди квадратурної фазової маніпуляції – QPSK, OQPSK, DQPSK.

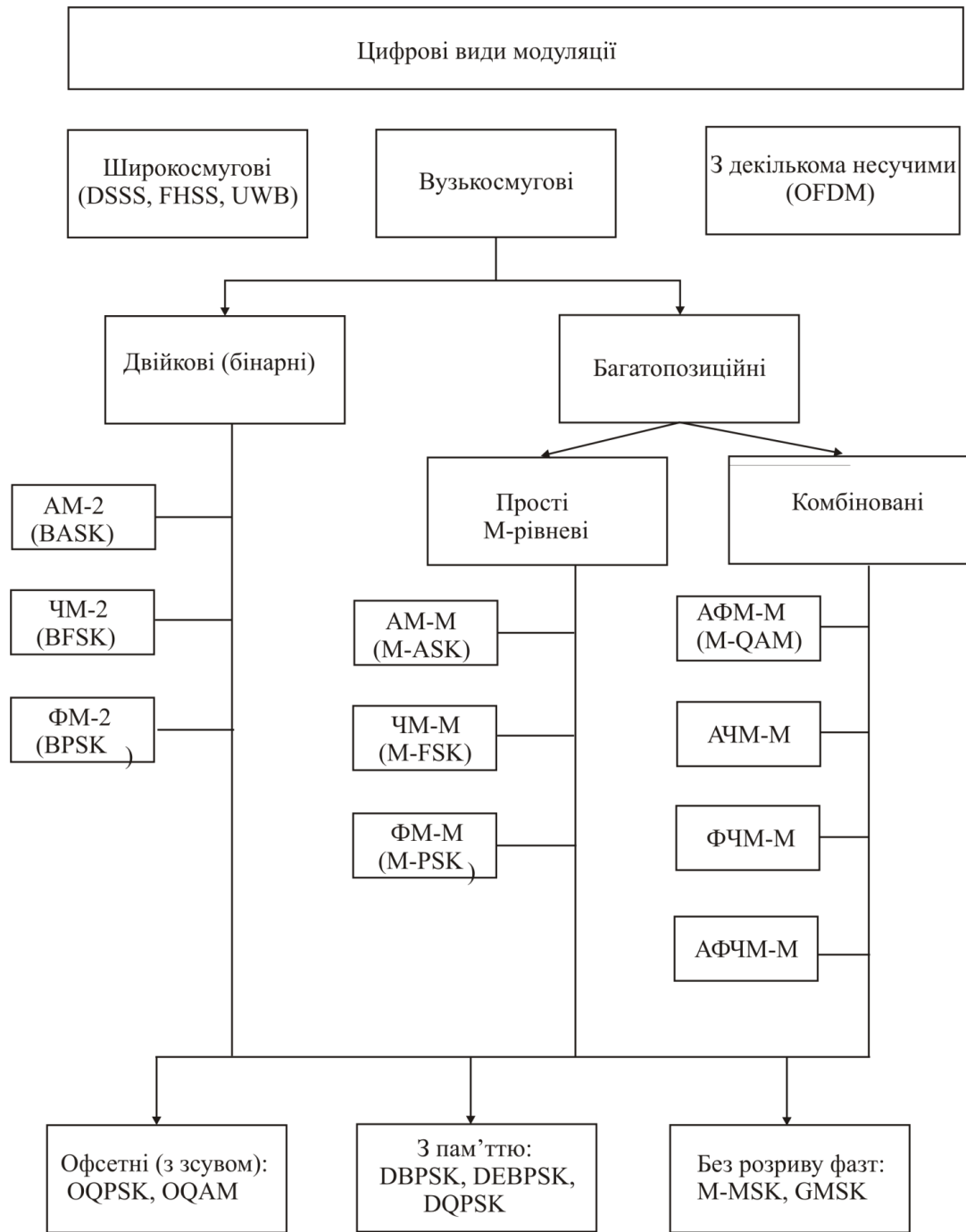


Рисунок 1.3 – Класифікація видів цифрової модуляції

Як видно з рис.1.3, усі види вузько смугової модуляції розділені на два класи: двійкові і багатопозиційні. Для двійкових видів модуляції кількість можливих дискретних станів $M=2$ і, відповідно, один радіо символ перносить інформацію про один інформаційний біт.

Для багатопозиційних видів модуляції відбувається формування блоків з n біт і, відповідно, формуються $M=2^n$ символів, які і передаються по черзі

через канал зв'язку. Це означає, що один радіосимвол тепер перносить інформацію відразу про n - інформаційних бітів, що суттєво збільшує частотну ефективність системи зв'язку.

Окрім того, в залежності від кількості параметрів радіосигналу, які змінюються під час модуляції виділяють прості і комбіновані види.

Якщо в процесі модуляції змінюється тільки один інформативний параметр, то такі види багатопозиційної модуляції відносять до простих. Зокрема до простих видів багатопозиційної модуляції можна віднести M -ічну фазову маніпуляцію ФМ-М (MPSK), M -ічну частотну маніпуляцію ЧМ-М (MFSK) і M -ічну амплітудну маніпуляцію АМ-М (MASK).

До комбінованих видів відносять маніпуляцію, де під дією модулюючого сигналу змінюється декілька параметрів радіосигналу. Так, широко використовується маніпуляція, де одночасно змінюється як амплітуда, так і фаза радіосигналу - M -ічна амплітудно-фазова маніпуляція, яку в технічній літературі звичайно трактують як квадратурну амплітудну маніпуляцію або метод M -QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Також можна виділити M -ічну амплітудно-частотну маніпуляцію (АЧМ-М), M -ічну фазочастотну маніпуляцію (ФЧМ-М) і M -ічну амплітудно-фазочастотну маніпуляцію АФЧМ-М.

Взагалі можна виділити такі основні показники, які звичайно характеризують будь-який вид модуляції (рис.1.4) [1].

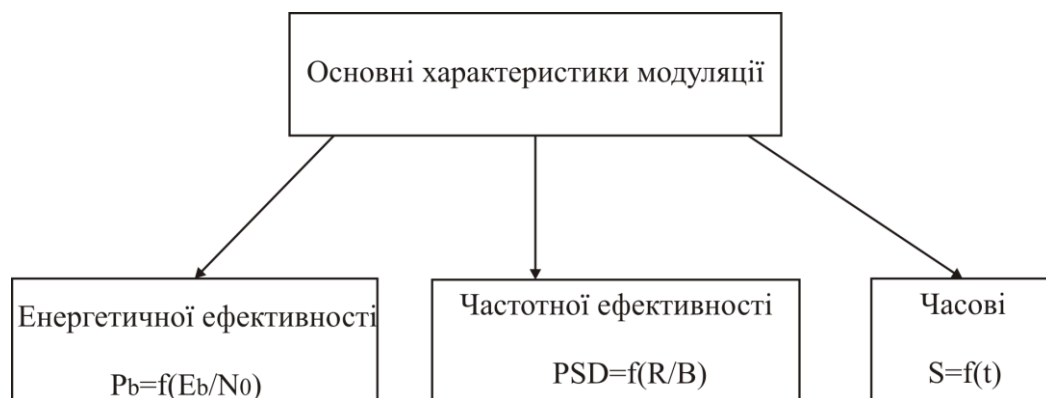


Рисунок 1.4 – Основні показники методів модуляції

Серед наведених характеристик в, першу чергу, необхідно виділити частотні та енергетичні показники ефективності модуляції, які будуть безпосередньо визначати характеристики усієї системи зв'язку. Часові ж характеристики системи мають більш познавальний характер і демонструють принципи роботи обраного виду модуляції.

Якщо ж розглядати показники частотної ефективності модульованого радіосигналу, то необхідно відзначити, що тут ситуація виглядає гірше порівняно з відеосигналом. Так, у параграфі 1.2 було показано, що максимальна частотна ефективність системи передавання відеосигналу згідно з теоремою Найквіста рівняється $(R/B)_{\max}=2$.

Але, наприклад, більшість різновидів цифрової фазової модуляції відноситься до лінійних видів модуляції, для яких спектр модулюючого сигналу переноситься на радіочастоту і віддзеркалюється відносно несучої [2, 3]. Це означає, що ширина спектру модульованого сигналу практично подвоюється і, відповідно, максимальна частотна ефективність в ідеальному варіанті для простих видів модуляції стає удвічі меншою – $(R/B)_{\max}=1$. Вирішенням цієї проблеми стає саме перехід до багатопозиційних методів маніпуляції, що і спостерігається для сучасних телекомунікаційних безпроводних систем зв'язку.

Тому визначення типу модуляції, який обирається для систему зв'язку з повним розумінням їх частотної і енергетичної характеристик . є важливим для проектування системи зв'язку.

У технічному завданні на проект дослідженню підлягає визначення спектральних характеристик різновидів цифрової фазової маніпуляції. Тому спочатку розглянемо більш детально принципи формування простих і багатопозиційних характеристик цих видів з визначенням їх часових характеристик, а потім розробимо модель для оцінки їх спектральних характеристик.

1.4 Різновиди фазової маніпуляції

Перед розглядом конкретних типів фазової маніпуляції початку визначимо загальні особливості цифрової модуляції: [4]:

- по-перше, будь-які повідомлення надаються у цифровій формі, тобто у вигляді послідовності біт $\{a_i, i = \dots -1, 0, +1, \dots\}$; для довільного значення індексу «i» символ a_i може приймати тільки значення із алфавіту $\{0, 1\}$;

- по-друге, передавач системи зв'язку формує і передає по черзі у канал передачі кінцеву кількість сигналів $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$, що відрізняються за формою, які прийнято називати канальними символами; один канальний символ переносить один або більшу кількість інформаційних біт, які належать передачі; якщо $M = 2$, то систему передачі називають двійковою, а для $M > 2$ маємо M-ічну систему.

- по третє, під час формування канальних символів інформаційні біти перетворюються досить часто на послідовність додатних і від'ємних імпульсів прямокутної форми (цей сигнальний формат для двійкових сигналів відомий як формат без повернення до нуля – NRZ) або імпульсів більш складної форми (наприклад, гармонічні півхвилі у випадку модуляції MSK). Послідовність утворених таким способом імпульсів і є модулюючим сигналом для цифрових методів модуляції.

Як відомо, в процесі фазової модуляції відбувається процес зміни поточної фази за законом зміни модулюючого сигналу. Відповідно фазомодульований сигнал можна представити як [4]:

$$s[t, b(t)] = C \cdot \cos\{2\pi f_0 t + \varphi[u(t)]\} = \operatorname{Re}\{C \cdot \exp\{j\varphi[u(t)]\} \cdot \exp[j2\pi f_0 t]\} \quad (1.13)$$

де C – амплітуда сигналу;

f_0 – несуча частота;

φ – значення фази модульованого сигналу;

$u(t)$ – модулююча послідовність.

Якщо проаналізувати вираз (1.13), то можна зробити висновок що інформація про закон зміни модулюючого сигналу закладена у множнику

$$C^* = C \cdot \exp\{j\varphi[u(t)]\}. \quad (1.14)$$

У технічній літературі цей множник отримав назву комплексної обвідної, тому можна стверджувати, що інформація про закон зміни модулюючого сигналу для фазомодульованих коливань закодована у комплексній обвідній сигналу.:

Необхідно відзначити, поняття комплексної обвідної відіграє важливу роль як для теорії, так і для техніки цифрового зв'язку [4].

У випадку дискретного інформаційного сигналу фазова модуляція перетворюється на фазову маніпуляцію. Під час модуляції двійковим інформаційним сигналом фаза радіосигналу для бінарної фазової маніпуляції на кожному тактовому інтервалі може приймати тільки два значення, які відрізняються на 180° .

У сучасних системах часто використовують більші набори фазових кутів. Це дозволяє передавати у одному каналному символі не один, а декілька інформаційних біт. Наприклад, системи стільникового зв'язку стандарту IS-136 CDMA, використовують квадратурну фазову маніпуляцію КФМ-4 (QPSK), яка реалізує передачу двох інформаційних біт за один каналний символ, що збільшує спектральну ефективність системи у цілому.

Двійкова фазова маніпуляція або бінарна фазова маніпуляція (ФМ-2 або англійською BPSK), яка впливає з узагальненої класифікації, відноситься до простих видів модуляції, тобто, кількість можливих станів $M=2$. Оскільки інформація кодується у фазі модульованого сигналу, це означає, що відхилення фази радіосигналу від фази немодульованого сигналу може бути або 0° , або 180° .

Тоді згідно із загальним поданням фазомодульованого сигналу(1.13) для методу BPSK, необхідно забезпечити виконання таких умов [4]:

$$\varphi[u(t)] \equiv 0 \text{ при } u(t) \equiv 1, \quad \varphi[u(t)] \equiv \pi \text{ при } u(t) \equiv -1; \quad 0 \leq t \leq T.$$

Тоді відповідно до визначення комплексної обвідної, вона для BPSK сигналу не змінюється на тактовому інтервалі $0 \leq t \leq T$ і за (1.14), може приймати такі значення:

$$\tilde{N}^*(t) = \tilde{N} \text{ при } u(t) \equiv 1, \quad \tilde{N}^*(t) = -\tilde{N} \text{ при } u(t) \equiv -1, \quad 0 \leq t \leq T.$$

Комплексну обвідну часто відображають на площині комплексної змінної. Таке графічне подання комплексної обвідної трактується як сигнальне сузір'я методику модуляції [4]. Для методу BPSK комплексна обвідна відповідно до (1.14) може приймати тільки два значення, що і відображено на рис. 1.5.

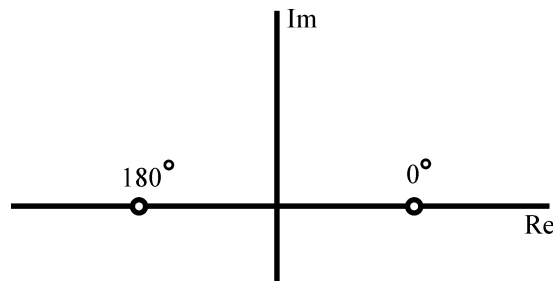


Рисунок 1.5 – Сигнальне сузір'я методу BPSK

Відповідно модульований BPSK сигнал повинен формувати два радіосимволи $s_1(t)$, $s_2(t)$, які можна подати як:

$$s_1(t) = C \cos(\omega_0 t),$$

$$s_2(t) = -C \cos(\omega_0 t).$$

Такі радіосимволи можна реалізувати, якщо перемножити модулюючий сигнал $u(t)$ на сигнал несучого коливання:

$$s(t) = u(t) \cdot C \cos(\omega_0 t). \quad (1.15).$$

Дійсно, оскільки модулюючий сигнал $u(t)$ для методу BPSK подається у форматі NRZ – тобто, є синхронною послідовністю двохполярних прямокутних імпульсів з прями випадковий двійковий сигнал з амплітудами $+1$ і -1 з бітовою швидкістю $f_b = 1/T_b$, то модульований сигнал у такому разі буде складатися з протифазних фазоманіпульованих радіосимволів $s_1(t)$ і $s_2(t)$. Відповідно інформація про модулюючий сигнал буде відображатися саме у фазі модульованого сигналу:

$$s(t) = u(t) \cdot C \cos\{\omega_0 t + \varphi[u(t)]\} \quad (1.16)$$

де $\varphi[u(t)] = 0^\circ$ або 180° .

Спрощену структурну схему каналу зв'язку з використанням двійкової фазової маніпуляції можна подати у такому вигляді (рис.1.6) [2]:

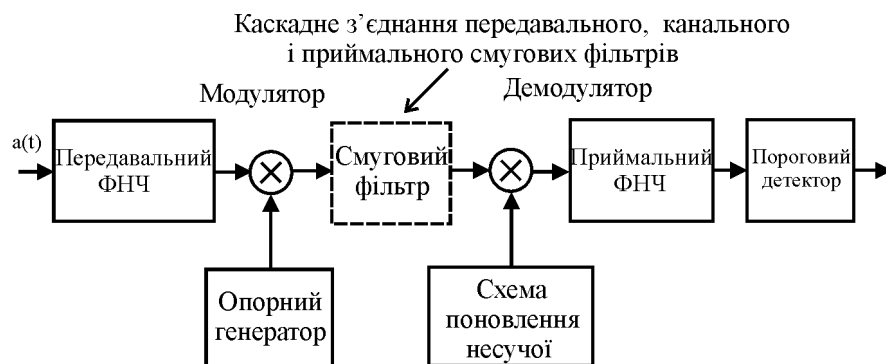


Рисунок 1.6 – Еквівалентна модель каналу зв'язку з використанням методу BPSK

На структурній схемі високочастотні тракти передавача і приймача, і характеристики каналу зв'язку відображені еквівалентним смуговим

фільтром, який має узагальнену передавальну функцію, яка відображує передавальні функції послідовно включених передавального смугового фільтра, каналного фільтра та приймального смугового фільтра [2].

Також необхідно відзначити, що для забезпечення передачі без міжсимвольних спотворень, згідно з теоремами Найквіста про передачу без міжсимвольних спотворень і про часткову симетрію, додатково в канал включається формуючий фільтр як, який на схемі позначено як передавальний ФНЧ.

Відповідно до проведеного аналізу принципу формування BPSK часові характеристики методу BPSK сигналу можна подати у такому вигляді (рис.1.7).

На рис. 1.7 зображені вхідна послідовність бітів $a(t)$ у вигляді логічних одиниць і нулів, яка перетворюється у послідовність двохполярних імпульсів у форматі NRZ – модулюючий сигнал $U(t)$, а на нижній епюрі зображено безпосередньо модульований радіосигнал за методом BPSK.

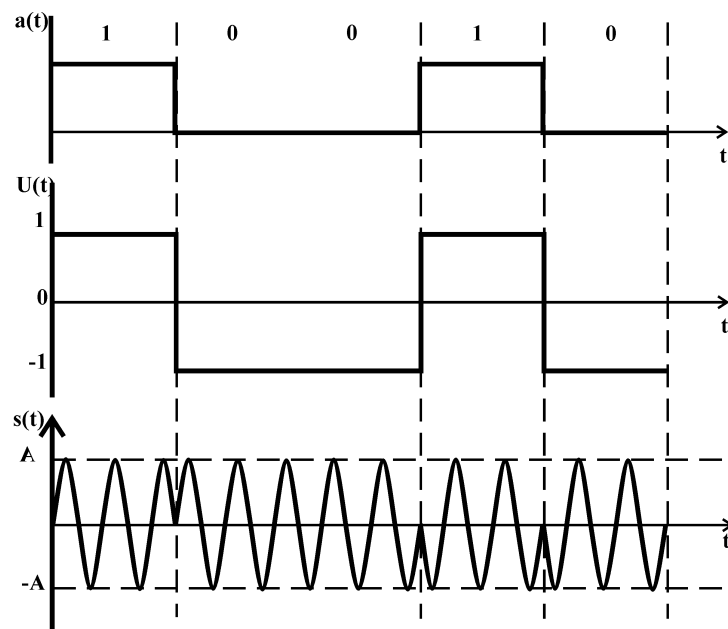


Рисунок 1.7 – Часові характеристики сигналу BPSK

Аналіз епюрів свідчить, що основною особливістю сформованого BPSK радіосигналу є стрибки фази на 180° під час зміни полярності

модуючого сигналу. Це свідчить про те, що в момент зміну знаків модулюючої послідовності спостерігається розривність фази радіосигналу і саме цей факт у підсумку призводить до того, що спектральна щільність потужності для ФМ-2 суттєво відрізняється від нуля у дуже широкій смузі частот.

В теорії електрозв'язку досить часто ширину спектра, яку займає радіосигнал, оцінюють частотним інтервалом, в якому міститься 99% енергії, сигналу, що передається - Δf_{99} . Для BPSK сигналу значення Δf_{99} рівняється [5]:

$$\Delta f_{99,BPSK} \approx \frac{18,5}{T_b}$$

Справа у тому, що бічні пелюстки спектра BPSK сигналу спадають досить повільно – пропорційно $1/f^2$, що і призводить до такого широкого значення Δf_{99} .

Квадратурно-фазова маніпуляція. З проведеного аналізу методу BPSK виходить, що спектральна ефективність бінарної фазової маніпуляції в принципі не може перевищувати значення 1біт/с/Гц, оскільки один сформований у модуляторі радіосимвол переносить тільки один інформаційний біт.

Підвищити спектральну ефективність фазової маніпуляції можливо, якщо перейти до багатопозиційних методів модуляції. Найпростішим з різновидів багатопозиційної ФМ можна вважати метод 4-PSK або, як найчастіше трактується у технічній літературі, метод квадратурної фазової маніпуляції QPSK та її різновид OQPSK. Сам термін 4-PSK означає, що кількість можливих фазових станів $M=4$.

В методі QPSK замість того, щоб кодувати кожен біт вхідної послідовності використовується той очевидний факт, що пари бітів, які

надходять один за одним, можуть приймати тільки чотири можливих комбінації: $\{0\ 0\}$, $\{0\ 1\}$, $\{1\ 0\}$, $\{1\ 1\}$.

Тому, якщо провести кодування для кожної пари, то необхідно реалізувати чотири каналні символи, які і будуть передаватися через канал зв'язку. Але, у такому разі за один переданий радіосимвол буде переноситься інформація відразу за два інформаційних біти і тому, з таких очевидних міркувань можна вважати, що спектральна ефективність методу QPSK буде удвічі більшою порівняно з методом BPSK.

Тобто, для QPSK сигналу необхідно сформувати чотири радіосимволи, які прийнято подавати у такому вигляді [4]:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= s[t, \varphi_i(t)] = C \cdot \cos[2\pi f_0 t + \varphi_i(t)] = \\ &= \operatorname{Re}\{\dot{C} \cdot \exp[j\varphi_i(t)] \cdot \exp[j2\pi f_0 t]\}, \quad 0 \leq t \leq 2T \quad (1.17) \end{aligned}$$

де $\varphi_i(t) \equiv \frac{\pi}{4}(2i+1)$ – відхилення фази радіосигналу з номером i від фази немодульованого несучого коливання;

$\dot{C} = C \cdot \exp[j\varphi_i(t)]$ – комплексна обвідна сигналу QPSK на інтервалі часу $[0, 2T]$ для $i = 0, 1, 2, 3$.

Але, набагато зручніше замість окремих чотирьох радіосимволів, які описуються за (1.17), розглядати один радіосигнал, комплексна обвідна якого може приймати на тактовому інтервалі одне з чотирьох можливих значень. Тоді сигнальне сузір'я для методу QPSK може бути подано у такому вигляді (рис. 1.8).

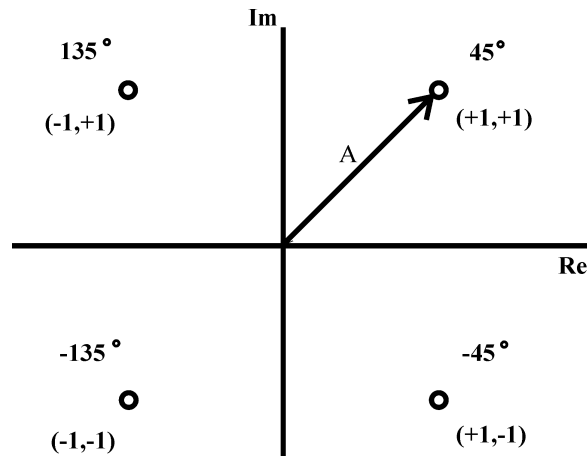


Рисунок 1.8 – Сигнальне сузір'я сигналу QPSK

Метод QPSK (4-PSK) може бути реалізовано на підставі квадратурного подання радіосигналу.

Так, якщо розглянути загальний вираз для ФМ радіосигналів, то згідно з правилами тригонометрії його можна подати у вигляді комбінації синусоїдного і косинусоїдного коливань з нульовими початковими фазами:

$$\begin{aligned} A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) &= A(t) \cos \varphi \cdot \cos \omega_0 t - A(t) \sin \varphi \cdot \sin \omega_0 t = \\ &= I(t) \cdot \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (1.18)$$

При цьому, оскільки впродовж тактового інтервалу поточна фаза має дискретний характер (константа), то $A(t) \cos \varphi$ і $A(t) \sin \varphi$ впродовж цього інтервалу є константами. Тобто, модульований радіосигнал можна представити як лінійну комбінацію високочастотних квадратур $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$.

Відповідно коефіцієнт $I(t) = A \cos \omega_0 t$ прийнято називати реальною або синфазною компонентою даних, а синусоїдний $Q(t) = -A \sin \omega_0 t$ – уявною, або квадратурною складовою [4]. Практично у кожному з каналів відбувається окрема двійкова маніпуляція з наступним додаванням сигналів квадратурних

каналів. Такі модулятори у технічній літературі отримали назву I, Q - модулятори.

Функціональна схема I, Q – модулятора для методу QPSK зображена на рисунку 1.9 [2, 4].

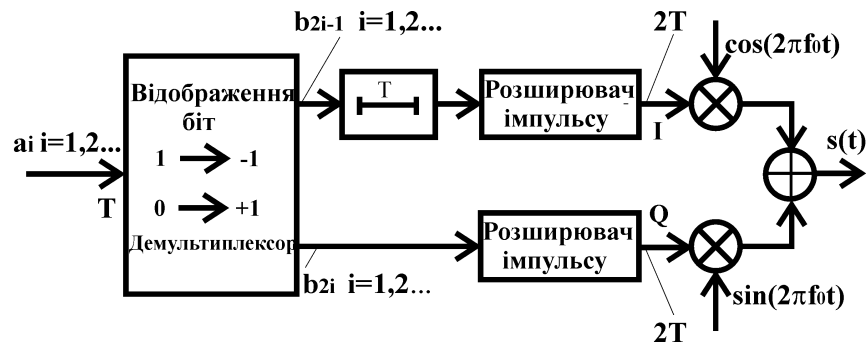


Рисунок 1.9 – Функціональна схема модулятора КФМ-4 (QPSK)

Принцип формування модульованого сигналу відбувається у відповідності з рівнянням (1.18). Вхідний послідовний потік даних з бітовою швидкістю $1/T$ (біт/с) за допомогою демультимплексора розділяється на два незалежних субпотіки. До виходу I- каналу модулятора згідно з принципом дії демультимплексора надходять усі непарні біти, а до виходу Q- каналу – усі парні біти. Демультимплексор практично застосовується як послідовно-паралельний перетворювач.

З метою синхронізації у часі послідовностей непарних і парних бітів, послідовність на виході I-каналу модулятора затримується на 1 тактовий інтервал, тобто на час T_b . Подалі тривалість імпульсів в обох каналах збільшується до величини $2T_b$ і вже після цього відбувається перемноження на відповідну високочастотну квадратуру з наступним додаванням. Практично у кожному з квадратурних каналів відбувається бінарна фазова маніпуляція BPSK, але тривалість модулюючого імпульсу збільшена у два рази порівняно з класичним методом QPSK.

Якщо розглянути формування сигналу QPSK з математичної точки зору, то можна вважати що на вході відбувається формування блоків з двох бітів, які після демультимплексору можна трактувати як комплексні біти [4].

Дійсна частина такого комплексного біту є біт непарної підпослідовності (синфазна або I компонента), а уявна частина – біт парної підпослідовності (квадратурна або Q компонента). Отримані таким чином комплексні біти перетворюється у комплексну послідовність електричних імпульсів тривалістю $2T$ (тривалість канального символу) зі значеннями $+1$ або -1 дійсної та уявної частин, які трактуються як модулюючі I, Q – символи і саме вони використовуються для модуляції несучого коливання $\exp \{j2\pi f_0 t\}$ [2, 4].

Доведено, що така побудова модулятора дійсно дозволяє реалізувати комплексну обвідну у вигляді (1.17) і сформувати чотири фазових стани $\pm\pi/4$ ($\pm 45^\circ$), $\pm 3\pi/4$ ($\pm 135^\circ$), а сам модулятор називають квадратурним або комплексним I, Q - модулятором. Епюри сигналів у відповідності до функціональної схеми рисунку 1.9 зображено на рисунку 1.10 [4].

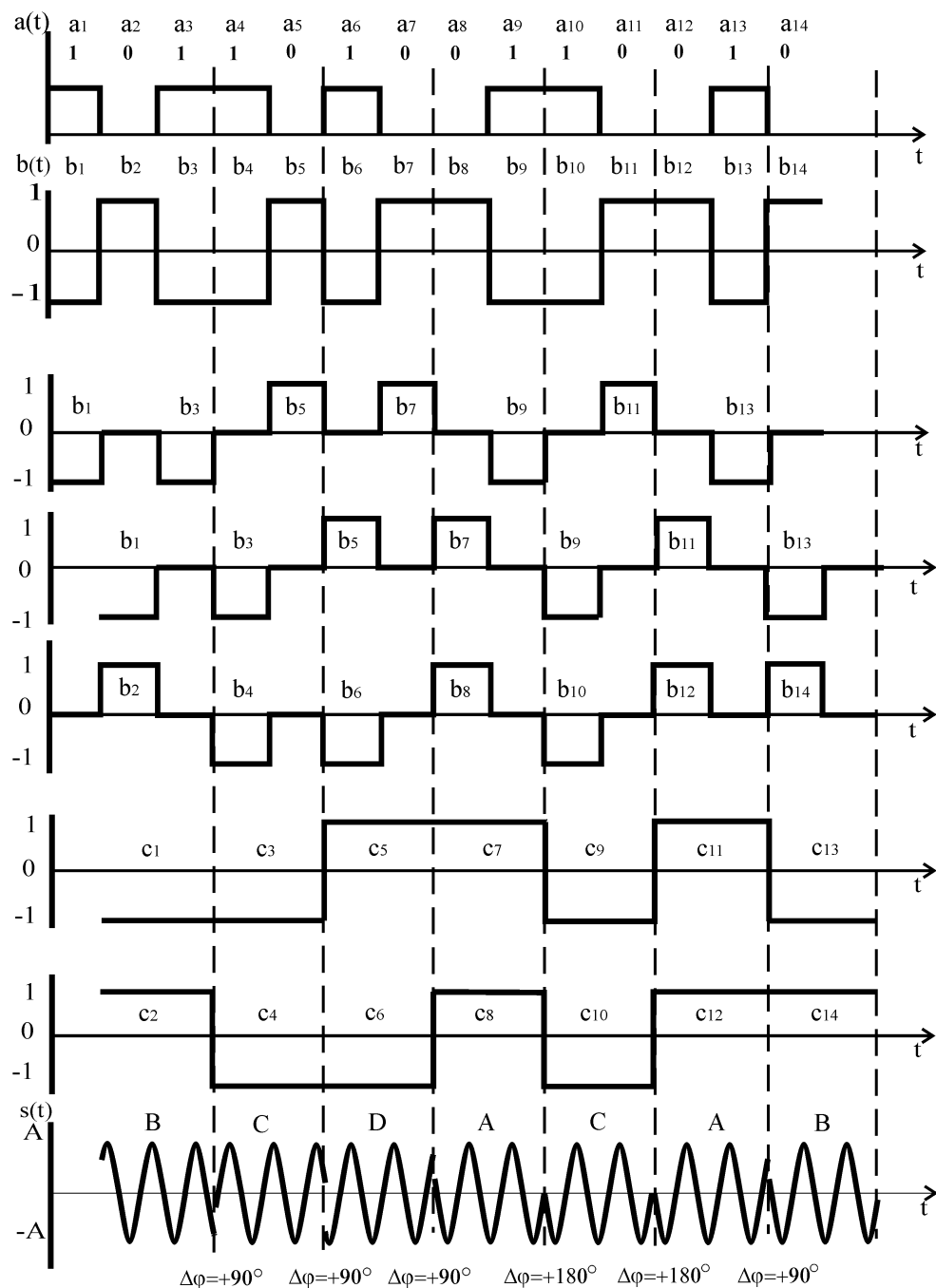


Рисунок 1.10 – Часові характеристики методу QPSK

З аналізу функціональної схеми модулятора і часових характеристик з рис.1.10 виходить, що швидкість передачі модулюючих I, Q символів для QPSK зменшується удвічі порівняно з класичним методом BPSK, оскільки тривалість символів удвічі збільшилась.

Це означає, що порівняно з методом BPSK ширина спектру модулюючих символів у кожному з квадратурних каналах зменшиться удвічі,

а як буде показано далі саме спектром модулюючих імпульсів буде визначатися і спектр радіосигналів з цифровими методами фазової маніпуляції. Оскільки модулюючі символи у кожному з каналів є статистично незалежними, то ширина спектру результуючого сигналу визначиться як сума спектрів квадратурних каналів. В результаті можна очікувати, що результуючий спектр QPSK сигналу буде займати удвічі меншу смугу порівняно з методом BPSK.

Дійсно, для сигналів QPSK значення Δf_{99} стає удвічі меншим:

$$\Delta f_{99} \approx \frac{9,2}{T_b}$$

З іншого боку цей факт можна трактувати, як можливість в одній і тій же виділеній смузі частот отримати за використанням методу QPSK удвічі більшої швидкості передачі інформації порівняно з методом BPSK.

Наочною характеристикою методу QPSK виступає діаграма фазових переходів або фазове сузір'я. Така діаграма відтворює рух фазового стану в залежності від комбінації вхідних комплексних бітів. Введення комплексних I, Q символів дозволяє перейти на комплексній площині до визначення по осі абсцис через дійсне значення комплексного символу – I, а по осі ординат – відкласти значення уявної частини символу Q. Оскільки значення I і Q можуть приймати значення тільки ± 1 , то фазове сузір'я набуває вигляду квадрату (рис.1.11) [2, 4].

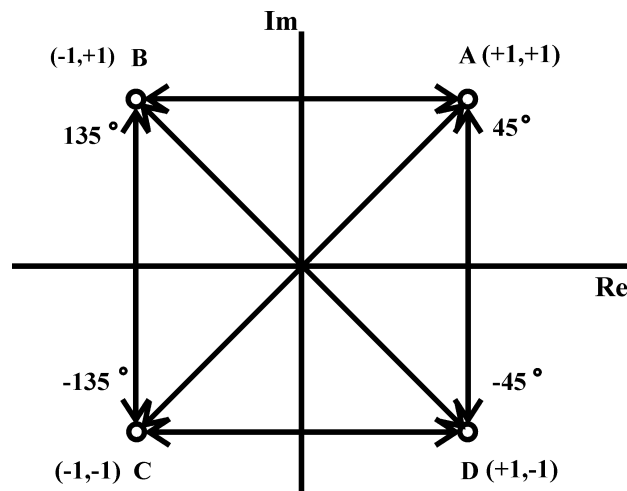


Рисунок 1.11 – Фазове сузір'я методу QPSK

Рух фазової траєкторії можливий як по сторонам квадрату, так і по діагоналям. Рух по сторонам відповідає стрибку фази на $\pm 90^\circ$ і відбувається коли зміна знаку I, Q символів відбувається тільки в одному з каналів модулятора. У той час як рух по діагоналям можливий тільки у випадку одночасної зміни знаків I, Q символів в обох каналах модулятора.

Квадратурна фазова модуляція зі зсувом. Метод офсетної квадратурної маніпуляції або метод OQPSK подібний до реалізації розглянутого методу QPSK. Єдина принципова різниця стосується формування модулюючих символів, а саме після демультимплексора вирівнювання фронтів імпульсів непарної і парної підпоследовностей не відбувається.

Саме зсув потоку даних непарної підпоследовності на час рівний тривалості одного біту відносно парної підпоследовності перетворює метод QPSK на квадратурну офсетну фазову модуляцію або модуляцію зі зсувом - OQPSK.

Функціональна схема модулятора для методу OQPSK зображена на рисунку 1.12 [4].

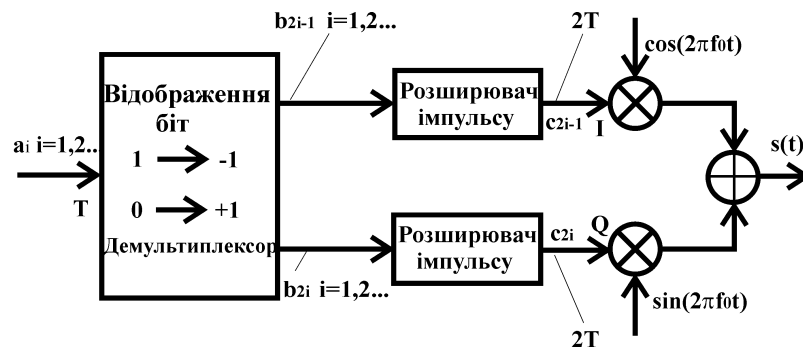


Рисунок 1.12 – Функціональна схема модулятора OQPSK

Вочевидь, що явною відмінністю від модулятора QPSK є відсутність лінії затримки у I-каналі модулятора порівняно з рис. 1.9.. Відповідні часові діаграми у контрольних точках зображені на рис.1.13.

Порівнюючи формування каналних модулюючих I, Q символів на рисунку 1.13 для OQPSK. і для QPSK рис.1.10, то можна відзначити важливу різницю у діаграмах для каналних символів, а саме – зміна фази сигналів у квадратурних каналах не може проходити одночасно [4].

Це і є саме наслідком зсуву підпоследовностей непарних і парних символів на час рівний тривалості одного біта. Але, цей факт призводить до іншого важливого наслідку – неможливість одночасної зміни модулюючих I, Q – символів, що унеможливорює рух по діагоналям фазового сузір'я.

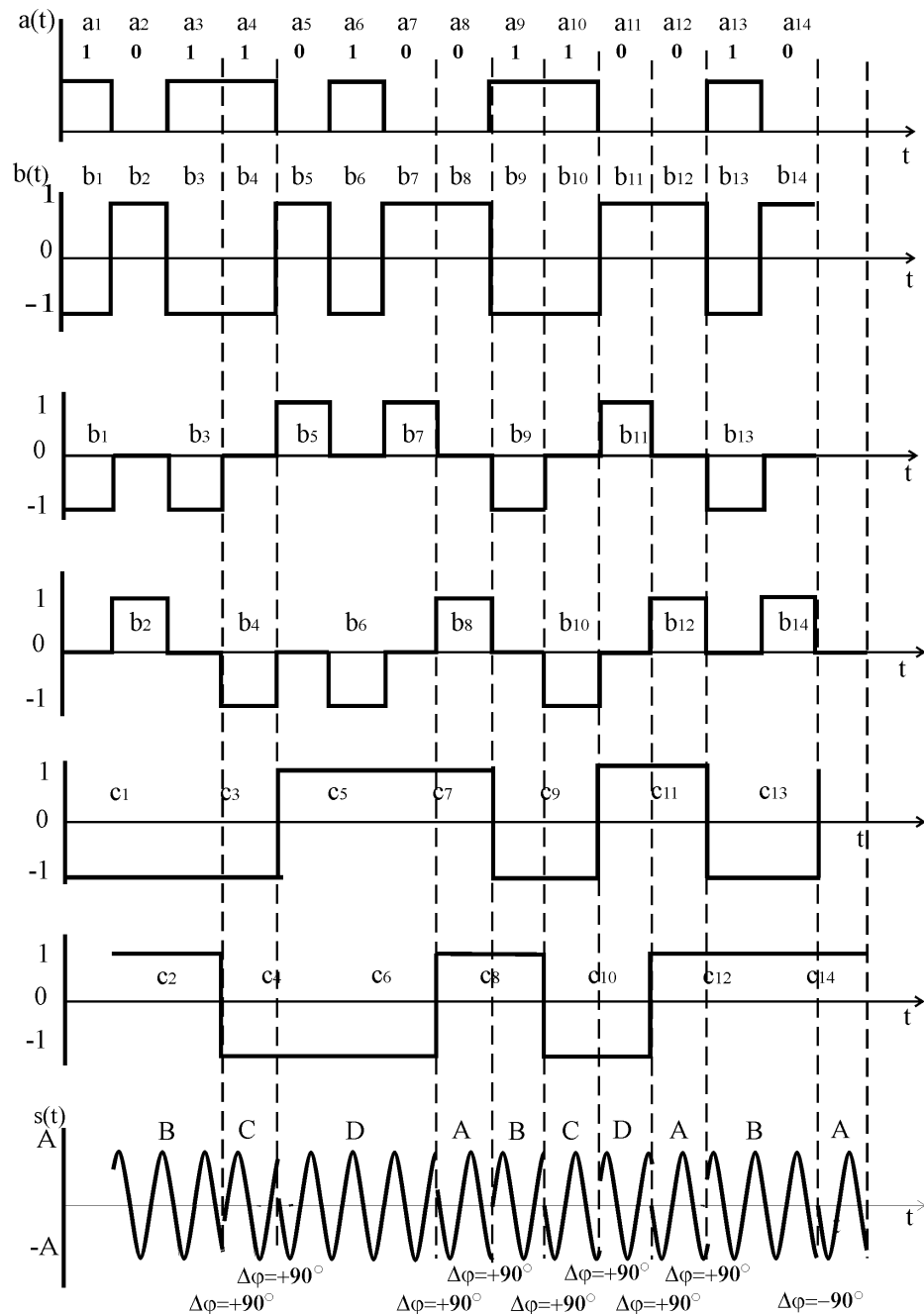


Рисунок 1.13 – Часові діаграми для квадратурно-фазового методу модуляції зі зсувом (OQPSK)

Відповідне фазове сузір'я для методу OQPSK зображено на рисунку 1.14.

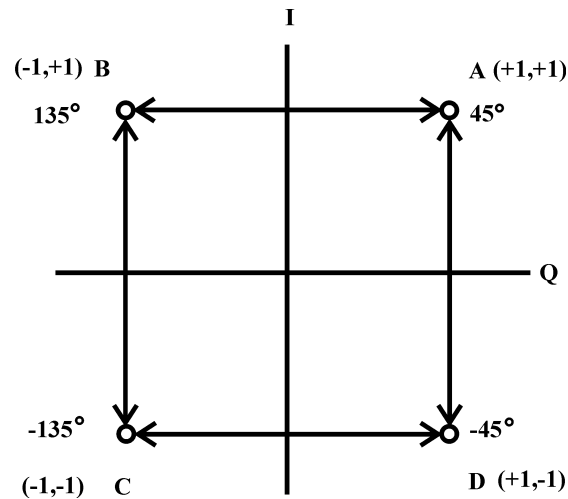


Рисунок 1.14 – Фазове сузір'я для квадратурної фазової модуляції
зі зсувом

Тобто максимальне значення стрибка фази для методу OQPSK обмежено значенням $\pm 90^\circ$. Після фільтрації на виході модулятора обвідна OQPSK радіосигналу буде мати менші флуктуації вихідного сигналу. Так, відзначається, що зміна рівня обвідної радіосигналу на виході модулятора після фільтрації з використанням OQPSK складає лише 3 дБ (30%), на відміну від можливої 100-відсоткових провалів обвідної для методу класичної КФМ-4 [2]. Це відбувається саме через обмеження максимального стрибка фази для методу OQPSK на $\pm 90^\circ$.

2 СПЕКТРИ СИГНАЛІВ З ЦИФРОВИМИ ВИДАМИ ФАЗОВОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ

Аналіз спектрів сигналів із цифровими видами модуляції проведемо за методикою запропонованою у [4].

Модуючий двополярний сигнал, що утворюється після перетворення послідовності інформаційних біт до формату NRZ, подамо у такому виді:

$$u(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot d_r^{(k)},$$

де функція $\phi_T(t)$ визначається за як

$$\phi_T(t) = \begin{cases} 1, & (0 \leq t \leq T), \\ 0, & (T < t, t < 0), \end{cases}$$

а значення $d_r^{(k)}$ залежить від індексу r конкретного k -го інформаційного біту, а індекс $r=1, 2, \dots, m$ визначається кількістю можливих фазових станів m .

Так, для класичної бінарної фазової маніпуляції $m = 2$ - зміна фази відбувається стрибком на 180° - і, відповідно,

$$d_r^{(k)} = \begin{cases} 1, & r = 1, \\ -1, & r = 2. \end{cases}$$

Тоді послідовність із N радіочастотних сигналів з фазовою маніпуляцією можна представити у наступному вигляді:

$$y(t) = A_0 \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_r^{(k)}(t - kT)), 0 \leq t \leq NT. \quad (1.19)$$

Поточне значення фази для кожного k -го радіочастотного імпульсу визначимо як:

$$\varphi_r^{(k)}(t - kT) = d_r^{(k)} \cdot v(t - kT) \cdot \pi / m,$$

де $v(t - kT)$ визначає закон зміни фази.

Вочевидь, що для класичної бінарної фазової маніпуляції значення фази радіосигналу на інтервалі інформаційного імпульсу залишається незмінним і функція $v(t - kT)$ дорівнює одиниці на інтервалі T [4].

2.1 Методика визначення енергетичного спектру сигналів з цифровою фазовою модуляцією

В принципі можна підійти до визначення спектральних характеристик модульованого сигналу класичним способом, а саме визначити спектральну щільність радіосигналу через пряме перетворення Фур'є.

Визначення спектральних характеристик сигналу BPSK

Спектр послідовності (1.19) згідно з прямим перетворенням Фур'є визначиться як:

$$S(\omega) = A_0 \int_0^{NT} \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi_r^{(k)}(t - kT)] \cdot \exp(-j\omega t) dt. \quad (2.1)$$

За допомогою формули Ейлера, подамо вираз (1.20) у такому вигляді:

$$\begin{aligned} S(\omega) = & \frac{A_0}{2} \int_0^{NT} \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot \exp\{j[(\omega_0 - \omega)t + \varphi_r^{(k)}(t - kT)]\} dt + \\ & + \frac{A_0}{2} \int_0^{NT} \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot \exp\{j[-(\omega_0 + \omega)t + \varphi_r^{(k)}(t - kT)]\} dt = S_+(\omega) + S_-(\omega), \end{aligned}$$

де $S_+(\omega)$ визначає спектр для додатних значень частоти;

$S_-(\omega)$ для від'ємних.

Якщо ввести позначення $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, то спектр для додатних значень частоти набуде наступного вигляду [4]:

$$S_+(\omega) = \frac{A_0}{2} \int_0^{NT} \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot \exp \{j[-\Delta\omega t + \varphi_r^{(k)}(t - kT)]\} dt. \quad (2.2)$$

Енергетичний спектр послідовності з N фазоманіпульованих радіоімпульсів, якщо N простягається до нескінченності, визначиться як [4]:

$$G_\omega = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT} M \{ |S_+|^2 \}, \quad (2.3)$$

де M – математичне сподівання, що визначається шляхом усереднення по усім можливим кінцевим послідовностям інформаційних символів.

Проведення необхідних математичних перетворень за виразами (2.2) і (2.3) (повний математичний вивід наведено у [2]) дозволяє представити енергетичний спектр фазоманіпульованого сигналу для класичної бінарної фазової маніпуляції BPSK у вигляді суми неперервної $G_{+н}$ і дискретної $G_{+д}$ компонент енергетичного спектру:

$$G_+(\omega) = G_{+н}(\omega) + G_{+д}(\omega).$$

Результати подальших розрахунків свідчать, що дискретна складова спектру BPSK радіосигналу рівняється нулю, а для неперервної складової осьовою можна отримати [2, 4]:

$$G_{+н} = \frac{A_0^2 T}{4} \cdot \left| \frac{\sin \Delta\omega T / 2}{\Delta\omega T / 2} \right|^2. \quad (2.4)$$

Визначення спектральних характеристик сигналу QPSK. Відповідно до функціональної схеми модулятора QPSK вхідний інформаційний потік розділяється на дві підпослідовності, де у подальшому тривалість кожного імпульсу збільшується удвічі. Тому для математичного опису модулюючих символів тривалістю $2T_b$ вводиться функція $\phi_{2T}(t)$ [4]:

$$\phi_{2T}(t) = \begin{cases} 1, & (0 \leq t \leq 2T), \\ 0, & (2T < t, t < 0). \end{cases} \quad (2.5)$$

Тоді послідовності модулюючих символів у форматі NRZ без врахування лінії затримки можуть бути подані у такому вигляді

$$u_1(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT) \cdot d_r^{(2k)}, \quad (2.6)$$

$$u_2(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_q^{(2k+1)}. \quad (2.7)$$

Враховуючи лінію затримки в I –каналі модулятора для моделюючої послідовності у цьому каналі остаточно можна записати:

$$u_1(t - T) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_r^{(2k)}, \quad (2.8)$$

Результуючий радіосигнал QPSK формується у виглядіє суми високочастотних квадратур:

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.9)$$

де

$$y_1(t) = (A_0 / \sqrt{2}) u_1(t - T) \sin(\omega_0 t + \pi / 4),$$

$$y_2(t) = (A_0 / \sqrt{2}) u_2(t) \cos(\omega_0 t + \pi / 4).$$

Спектральну щільність такого сигналу визначимо за допомогою прямого перетворення Фур'є:

$$S(\omega) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \int_0^{NT} \left[\sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_r^{(2k)} \cdot \sin(\omega_0 t + \pi/4) + \right.$$

$$+ \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t-2kT-T) \cdot d_q^{(2k+1)} \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/4) \cdot \exp(-j\omega t) dt \quad (2.10)$$

З (2.10) можна отримати вираз для спектральної щільності як в області додатних, так і від'ємних частот. Оскільки інтерес представляє саме вираз спектральної щільності для додатних частот, то можна отримати [4]:

$$S_+(\omega) = \frac{A_0}{2\sqrt{2}} \int_0^{NT(N-1)/2} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t-2kT-T) \cdot d_q^{(2k+1)} \cdot e^{-j(\Delta\omega t - \pi/4)} - \\ - j \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t-2kT-T) \cdot d_r^{(2k)} \cdot e^{-j(\Delta\omega t - \pi/4)} \cdot dt.$$

Наступним шляхом подібно до проведеного аналізу методу BPSK є визначення енергетичного спектру

$$G_\omega = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT} M \left\{ |S_+|^2 \right\}.$$

Результати розрахунків для неперервної складової енергетичного спектру сигналів QPSK (повний математичний вивід наведено у [2. 4]) надають наступне:

$$G_+(\omega) = \frac{A_0^2 T}{2} \left| \frac{\sin(\Delta\omega T)}{(\Delta\omega T)} \right|^2. \quad (2.11)$$

Порівнюючи вирази (2.4) і (2.11), отримані для енергетичного спектру сигналів із бінарною фазовою модуляцією і квадратурною фазовою модуляцією можна відзначити, що якісно вони відрізняються тільки множником 1/2 у аргументі функції $\sin x/x$. Це означає, що ширина пелюсток спектру для QPSK буде удвічі менша у порівнянні із бінарною фазовою маніпуляцією.

Саме через зменшення ширини пелюстки спектру QPSK і OQPSK сигналів значення Δf_{99} також зменшується удвічі [5]:

$$\Delta f_{99,QPSK} \approx \frac{9,2}{T_b}$$

Проводячи подібний гармонічний аналіз для методу OQPSK можна показати [2], що вираз для енергетичного спектру сигналів OQPSK повністю тотожний методу QPSK і також визначається виразом (2.11).

Проведений аналіз дозволяє зробити висновок, що спектри сигналів з різновидами цифрової фазової модуляції визначаються поведінкою функції $\sin x/x$. Такий спектр є характерним для сигналів у вигляді імпульсів постійного струму (відеоімпульсів) [2,4,6].

Через те що, як для класичного методу простої фазової маніпуляції BPSK, так і для різновидів багатопозиційної фазової маніпуляції QPSK і OQPSK модулюючий сигнал подається у форматі NRZ – двох полярних прямокутних імпульсів з рівнями $\pm$ можна, очевидно, спростити визначення енергетичного спектра шляхом спектрального аналізу модулюючих імпульсів на відеочастоті – тобто в основній смузі частот.

Дійсно у [2] показано що різновиди фазової маніпуляції відносяться до лінійних видів модуляції. Для лінійної модуляції характерне лінійне перетворення спектра, тобто, або лінійно модульований сигнал можна розглядати як результат амплітудної модуляції з двома бічними смугами і придушеною несучою частотою (англійською Double-sideband Supressed-Carrier Amplitude Modulation, аббревіатура DSB-SC-AM) [2].

Результатом такої модуляції є перенесення спектра модулюючого сигналу на частоту несучого коливання і його розташування навколо несучої частоти.

Як висновок, можна стверджувати, що в системах з цифровою модуляцією при використанні формату NRZ утворюється спектр модульованого сигналу, який визначається функцією $\sin x/x$, але перенесений до частоти несучого коливання. Різниця у спектрах буде проявлятися у ширині пелюсток, яка в свою чергу визначається тривалістю

модуючого символу або з іншого боку кількістю інформаційних бітів, що переносяться одним радіо символом. На рис. 2.1 представлені енергетичні спектри сигналів BPSK, QPSK і OQPSK, які визначені у відповідності з виразами зі зсувом (OQPSK) розраховані за виразами (2.4.) і (2.11) [4].

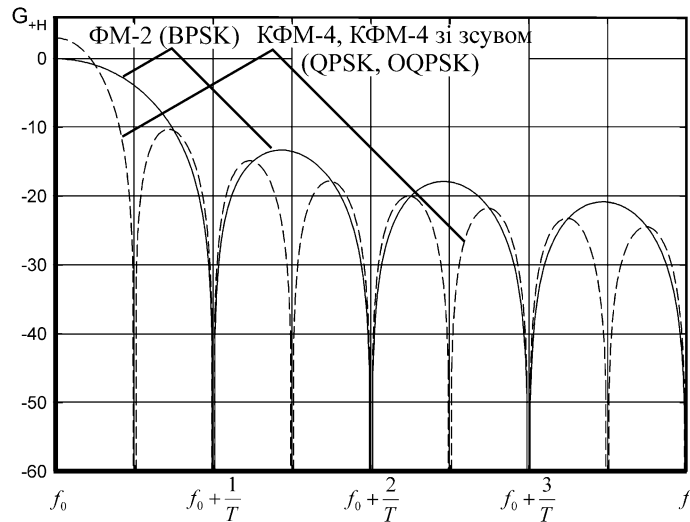


Рисунок 2.1 – Енергетичні спектри сигналів BPSK, QPSK, OQPSK

Розуміння того факту, що енергетичний спектр сигналів з різновидами цифрової фазової модуляції формується спектром модулюючих сигналів дозволяє запропонувати для цілей навчального процесу дослідження спектрів за допомогою пакету Matlab з використанням простих моделей модуляторів в основній смузі частот.

3 МОДЕЛІ МОДУЛЯТОРІВ В ОСНОВНІЙ СМУЗІ ЧАСТОТ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО СПЕКТРУ СИГНАЛІВ З ЦИФРОВОЮ ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

На підставі проведеного аналізу можна розробити достатньо прості моделі модуляторів для дослідження спектральних характеристик сигналів з різновидами цифрової фазової модуляції на базі потужного комплексу MATLAB®. MATLAB® має достатньо гнучкий набір інструментів і зокрема блоки Simulink® і CommunicationsToolbox™, які дозволяють наочно отримати спектральні характеристики сигналів з цифровою модуляцією.

3.1 Модель модулятора BPSK в основній смузі частот

Для формування моделі модулятора BPSK в основній смузі частот пропонується наступний порядок процедур.

1. Відкрити середовище Matlab. На екрані з'явиться вікно з панеллю інструментів Matlab (рисунок 3.1).

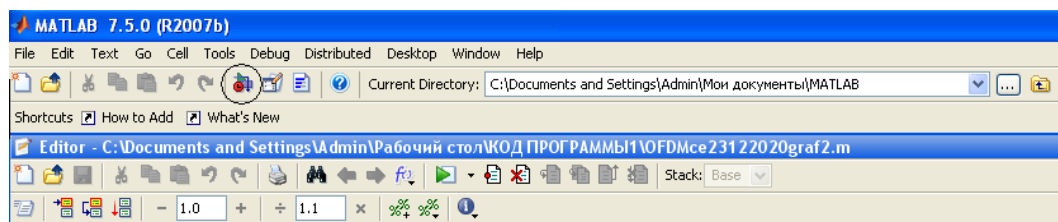


Рисунок 3.1 – Вікно панелі інструментів Mathlab

Запустити Simulink за допомогою піктограми  (на рис.3.1 позначено кільцем).

2. За допомогою наведених операцій створити нову модель в обраній директорії і зберегти її під назвою BPSK (рисунок 3.2).

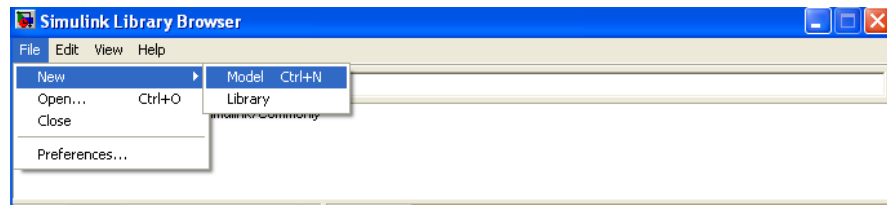


Рисунок 3.2 – Створення нової моделі

3. В бібліотеці функціональних блоків відкрити набір Communication Blockset. В цій директорії за шляхом Comm Sources/Random Data Sources знайти джерело випадкових даних (рисунки 3.3, 3.4).

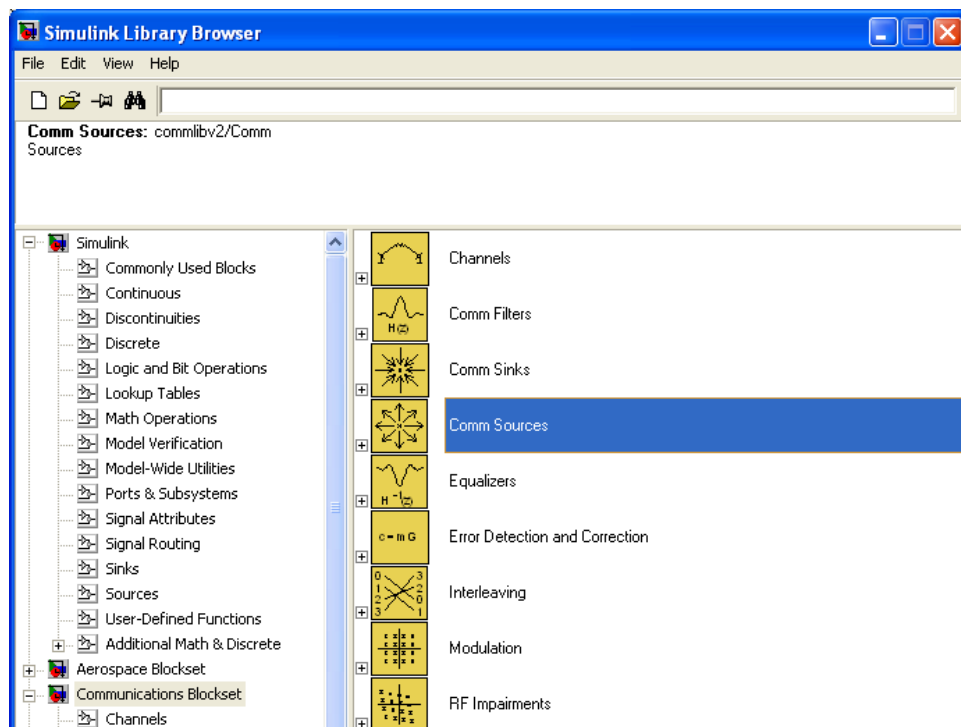


Рисунок 3.3 – Вибір джерел сигналу з директорії Communicatio Blockset

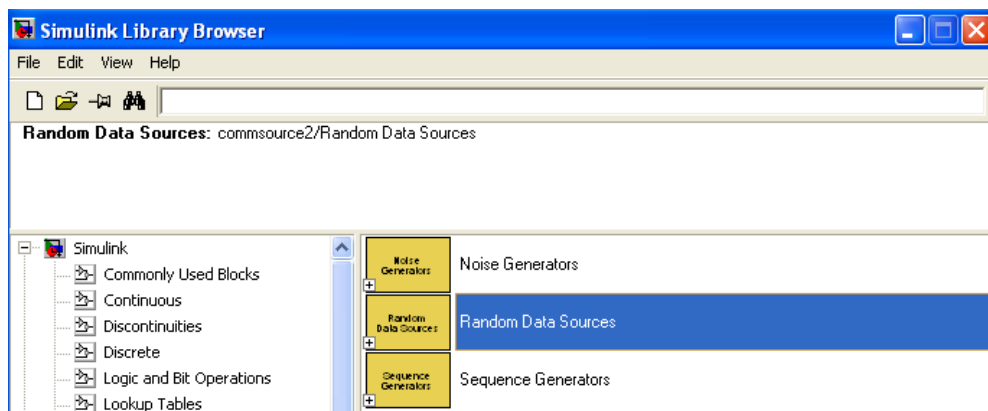


Рисунок 3.4 – Вибір джерела сигналу з піддиректорії Random Data Source

У вікні піддиректорії Random Data Source (рисунок 3.5) задати джерело сигналу. Пропонується обрати джерело сигналу Bernoulli Binary Generator, яке надає можливість формування випадкових двійкових даних за законом розподілу Бернуллі.

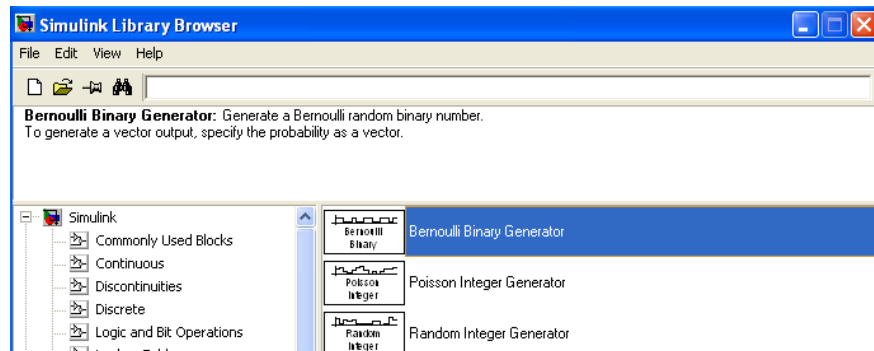


Рисунок 3.5 – Вибір випадкового джерела сигналу

Перетягнути модель генератора до поля моделювання. (рисунок 3.6)

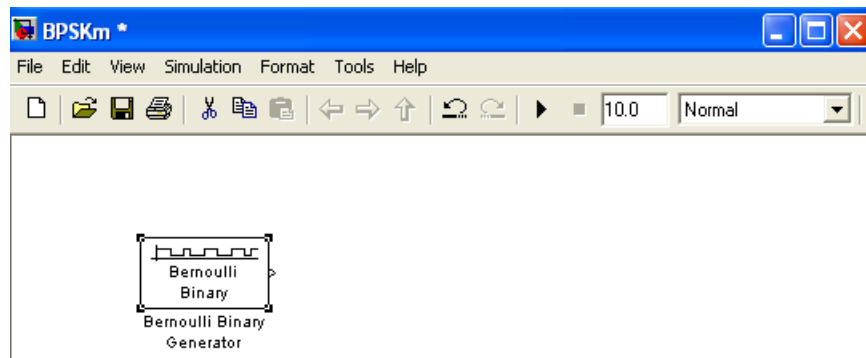


Рисунок 3.6 – Перший крок формування моделі

4. Задати параметри джерела сигналу Bernoulli Binary Generator. Подвійним натисканням лівої кнопки “миші” задати параметри для обраного генератора:

Probability of zero (ймовірність з’явлення одиниць і нулів) – 0,5;

Initial Seed (початковий параметр генератора, який обирається згідно з номером по журналу академічної групи) – №xx;

Sample Time – інтервал часу між випадковими двійковими даними. У нашому варіанті моделювання це практично тривалість модулюючого

символу) – 1(нормоване значення). Підтвердити завдання параметрів натисканням кнопки “OK”.

5. Повернутися до директорії Communication Blockset і обрати піддиректорію Modulation і відкрити її. (рисунок 3.7).

У вікні, що відкрилося, задати піддиректорію Digital Baseband Modulation (рисунок 3.8). Тобто реалізується моделювання цифрових видів модуляції в основній смузі частот (без перенесення на радіочастоту).

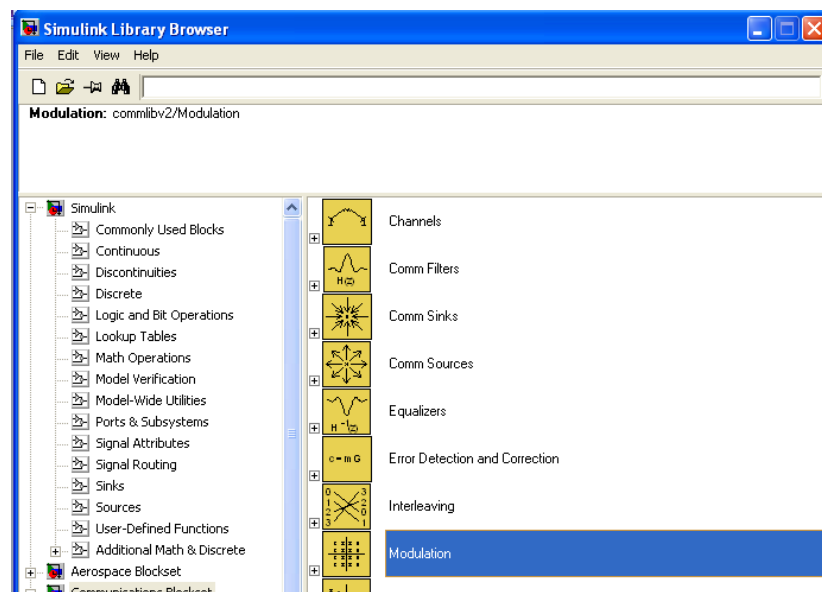


Рисунок 3.7 – Вибір виду модуляції з блоку Modulation

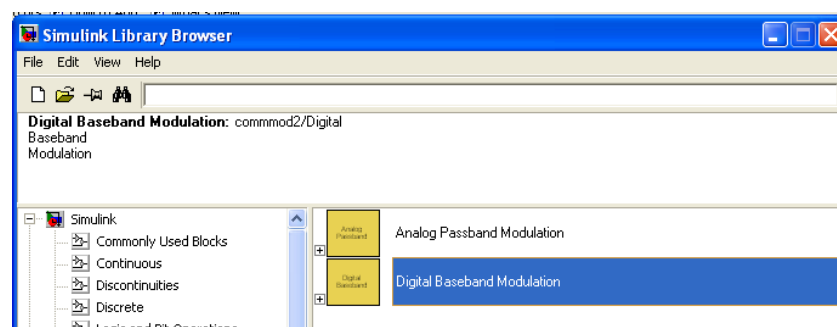


Рисунок 3.8 – Вибір цифрової модуляції в основній смузі частот

У вікні, що відкрилося після натискання блоку Digital Baseband Modulation, обрати блок PM (Phase Modulation) (рисунок 3.9), який містить

широкий набір модуляторів і демодуляторів для достатньо великого набору різновидів цифрової фазової модуляції в основній смузі частот.

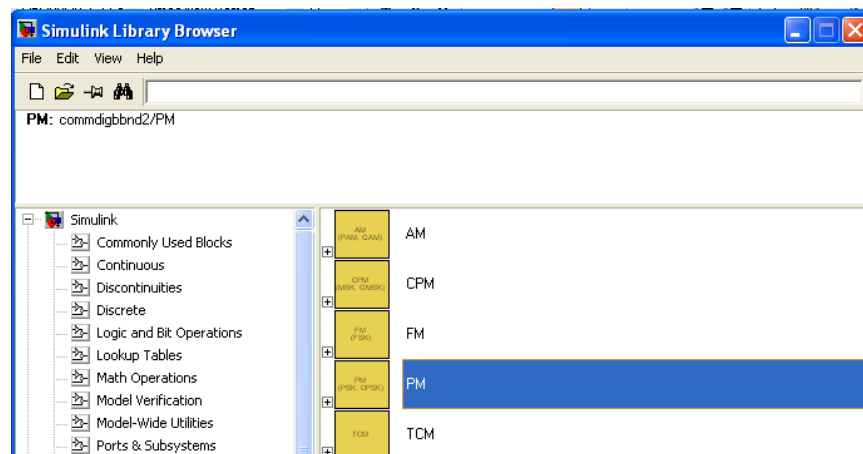


Рисунок 3.9 – Вибір блоку фазової модуляції

6. Обрати модель модулятора сигналу з двійковою фазовою маніпуляцією BPSK Modulator Baseband (рисунок 3.10) і перетягнути цей функціональний вузол до поля моделі. Підключити вхід модулятора до виходу джерела випадкового двійкового сигналу (рисунок 3.11).

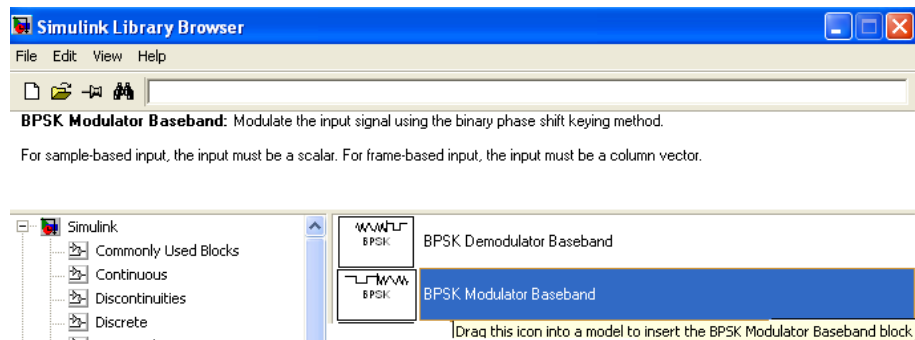


Рисунок 3.10 – Вибір модулятора BPSK

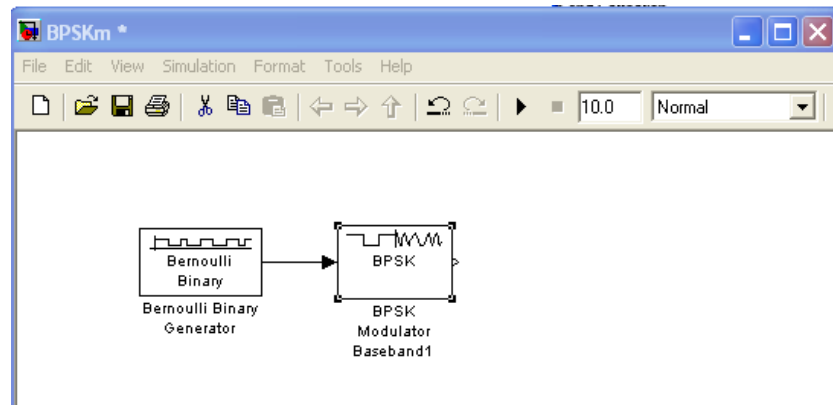


Рисунок 3.11 – Другий крок формування моделі модулятора BPSK

Натисканням на блок BPSK, задати параметри модулятора, які мають бути:

Phase offset (фазовий зсув) – 0;

Output data type (тип вихідних даних) – double.

Підтвердити завдання параметрів блоку BPSK натисканням на кнопку “OK”.

7. На виході блоку BPSK формується набір дискретних даних (вибірок), які відповідають алгоритму роботи модулятора BPSK. Тому наступною задачею виступає формування електричних імпульсів, які вже дозволять проводити дослідження енергетичного спектру.

Для формування таких імпульсів пропонує додати до моделі функціональний вузол Ideal Rectangular Pulse Filter – фільтр з ідеальною прямокутною імпульсною характеристикою.

Для цього необхідно знову повернутися до браузеру бібліотеки Simulink Library Browser і в директорії Communication Blockset обрати піддиректорію Comm Filters. Ця піддиректорія містить набір фільтрів, які широко застосовуються у засобах телекомунікацій (рисунок 3.12).

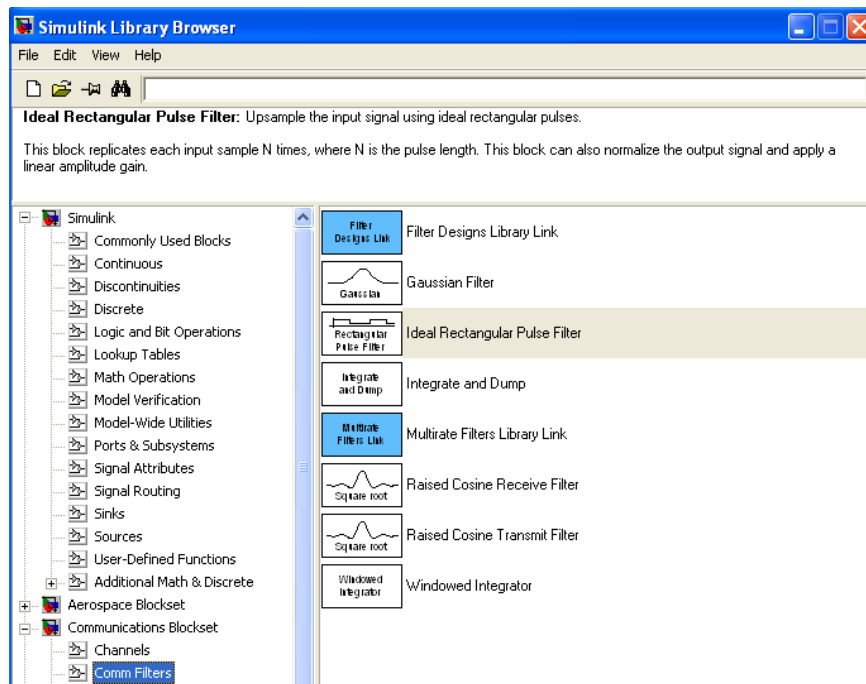


Рисунок 3.12 – Вибір фільтра для формування електричних імпульсів

Задати функціональний вузол Ideal Rectangular Pulse Filter і перетягнути його до поля моделювання. Підключити вхід фільтра до виходу блоку BPSK (рисунок 3.13).

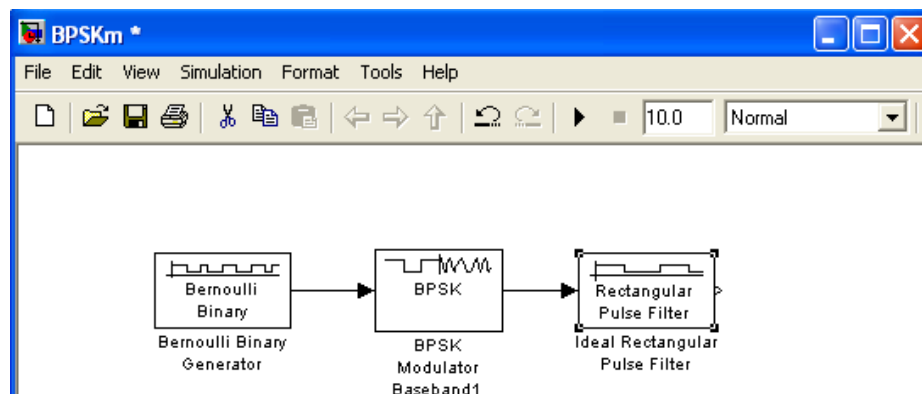


Рисунок 3.13 – Третій крок формування моделі

Натисканням на блок Rectangular Pulse Filter задати параметри фільтра, які мають бути:

Pulse length (тривалість імпульсу)– 8;

Pulse delay (затримка імпульсу)– 0;

Input sampling mode – Sample-based;

Normalization method – активувати;

Linear amplitude Gain – 8.

Normalization method –sum of samples;

Linear amplitude gain -1..

Цей блок практично повторює кожну вибірку вхідного дискретного сигналу N-раз формуючи таким чином електричний імпульс довжиною N – задається це параметром Pulse length. Підтвердити завдання параметрів фільтра.

8. Останнім етапом формування моделі виступає підключення аналізатора спектра до виходу моделі. Для цього знову необхідно повернутися до браузера бібліотеки Simulink Library Browser і обрати директорію **Signal processing blockset** (набір блоків для обробки сигналів) (рисунок 3.14).

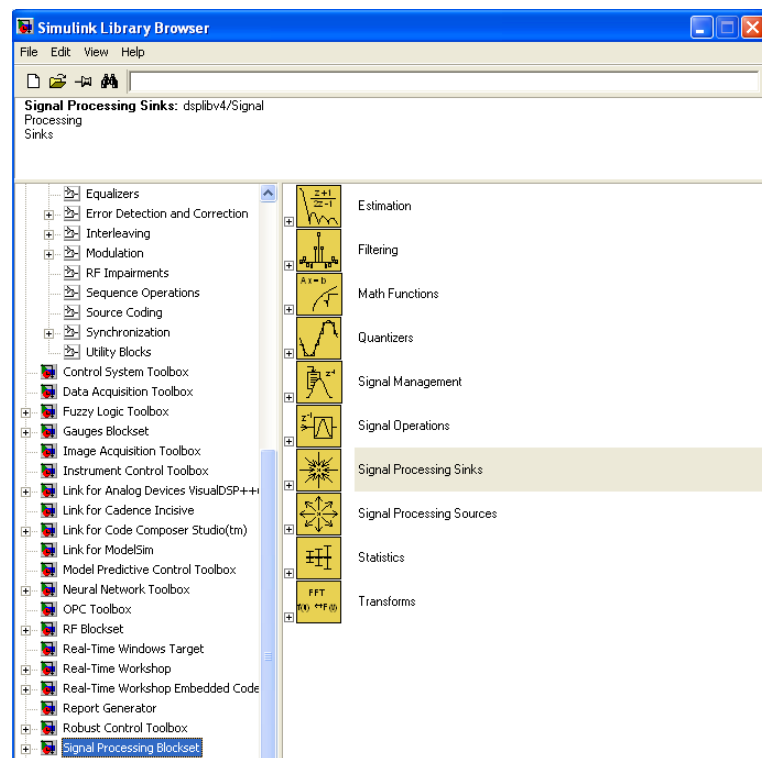


Рисунок 3.14 – Вікно директорії Signal Processing Blockset

У відкритшомуся вікні обрати піддиректорію Signal Processing Sinks і відкрити її.

Серед набору інструментів Signal Processing Sinks обрати блок аналізатора спектру Spectrum Scope і перетягнути його до поля моделі (рис.3.15).

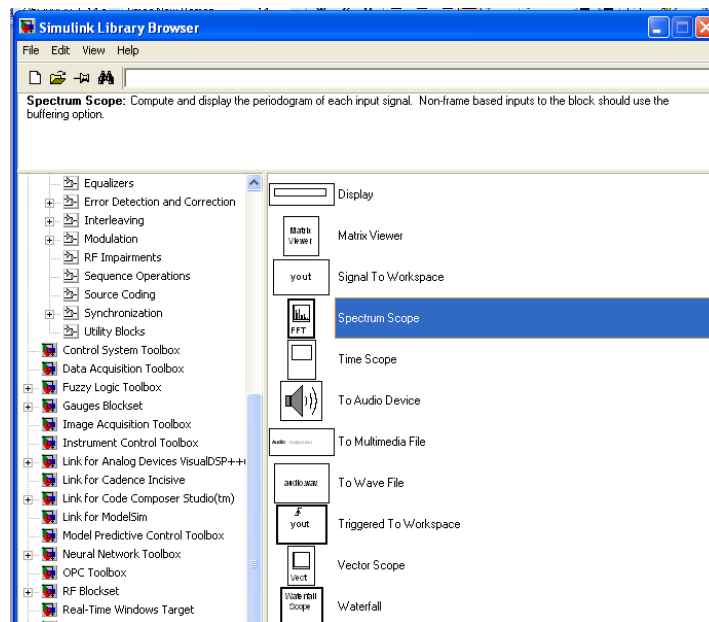


Рисунок 3.15 – Додавання до моделі блоку аналізатора спектра

Перетягнути блок аналізатора спектра до поля моделі модулятора і підключити вхід аналізатора спектра до виходу блока Rectangular Pulse Filter (рисунок 3.17).

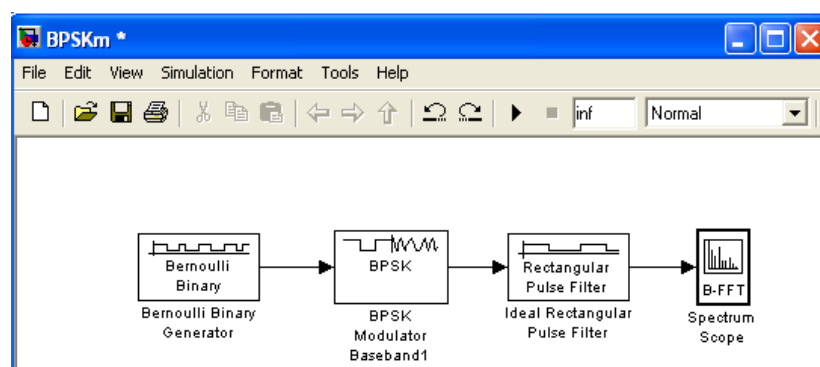


Рисунок 3.17 – Остаточне формування моделі модулятора BPSK модулятора

Натисканням на блок аналізатора спектра задати його параметри у відповідності з рисунками 3.18, 3.19, 3.20. У блоці Scope Properties (рисунок 3.18) задається розмірність буфера для проведення скалярних обчислень –

4096, тип вікна – вікно Ханна, довжина швидкого перетворення Фур’є – 1024 і кількість реалізацій для отримання усередненої характеристики – 64.

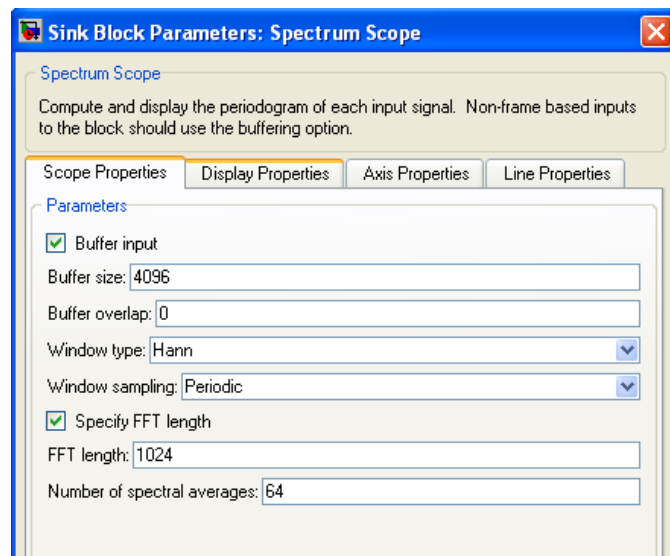


Рисунок 3.18 – Завдання параметрів аналізатора спектра для блоку Scope Properties

У блоці Display Properties (властивості дисплею) для вікна дисплею задається розмірна сітка і опція відкриття дисплею з початку моделювання (рисунок 3.19).

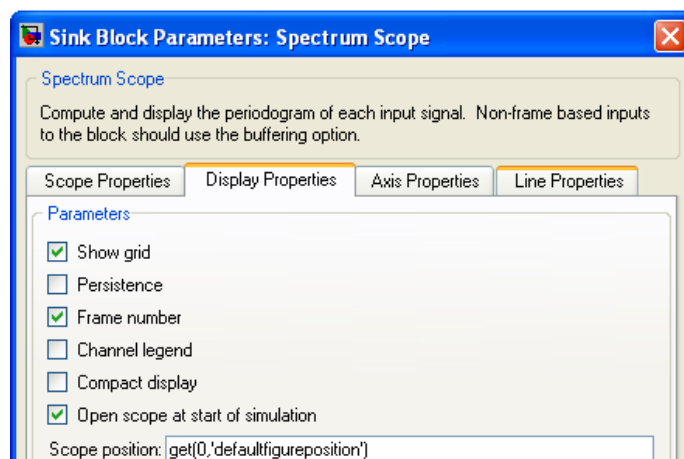


Рисунок 3.19 – Завдання параметрів аналізатора спектра для блоку Scope Properties

У блоці Axis Properties (властивості осей координат) для осей задається діапазон зміни частоти – Frequency Range, а по осі ординат, оскільки

визначаємо енергетичний спектр задається відкладання квадрату амплітуди – Magnitude – squared, визначене у децибелах. (рисунок 3.20).

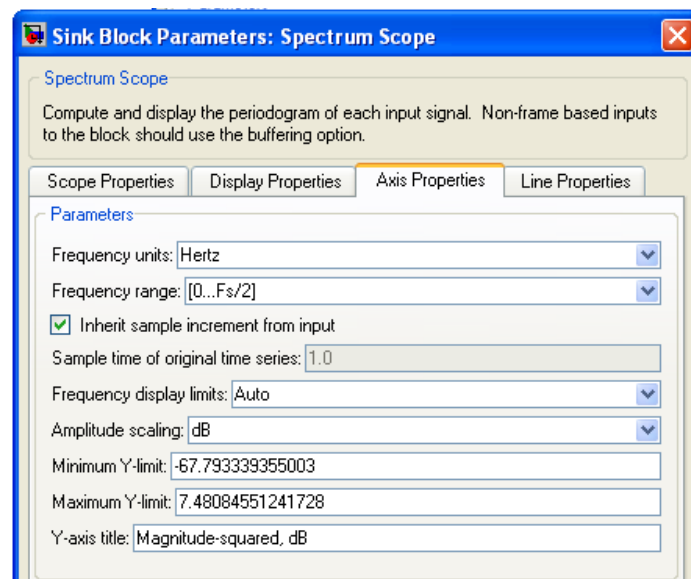


Рисунок 3.20 – Завдання параметрів аналізатора спектра для блоку Axis Properties (властивості осей координат)

9. Для того, щоб запустити модель на обчислення енергетичного спектру необхідно провести настроювання параметрів конфігурації – Configuration Parameters на полі моделі (рисунок 3.21)

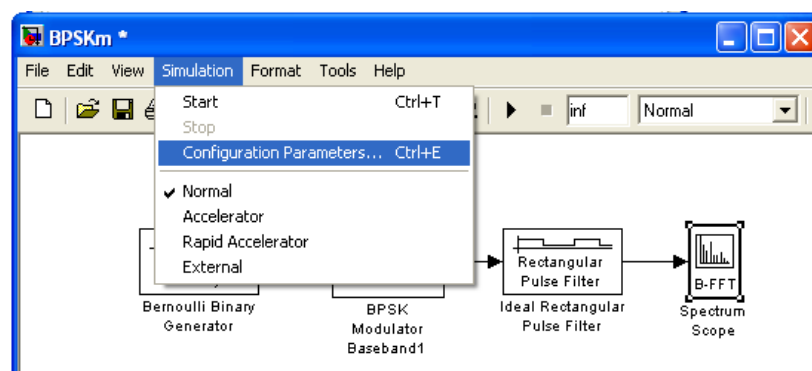


Рисунок 3.21 – Вибір параметрів конфігурації обчислень

У вікні, що відкрилося, задати параметри конфігурації відповідно до рисунку 3.22. Обов'язково задати опцію для вирішуючого пристрою discrete (no continuous states), а в опції Stop time задати значення – inf (нескінченість).

При цьому розрахунок з виводом результатів моделювання буде проводитися неперервно до припинення моделювання.

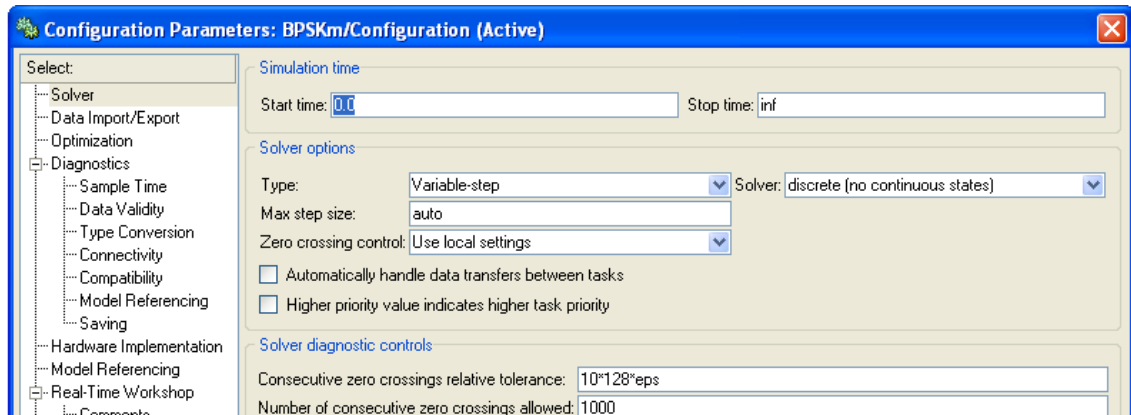


Рисунок 3.22 – Завдання параметрів конфігурації

10. Запустити моделювання натисканням або на опцію Start або на піктограму, що позначена на рисунку 3.23 кільцем.

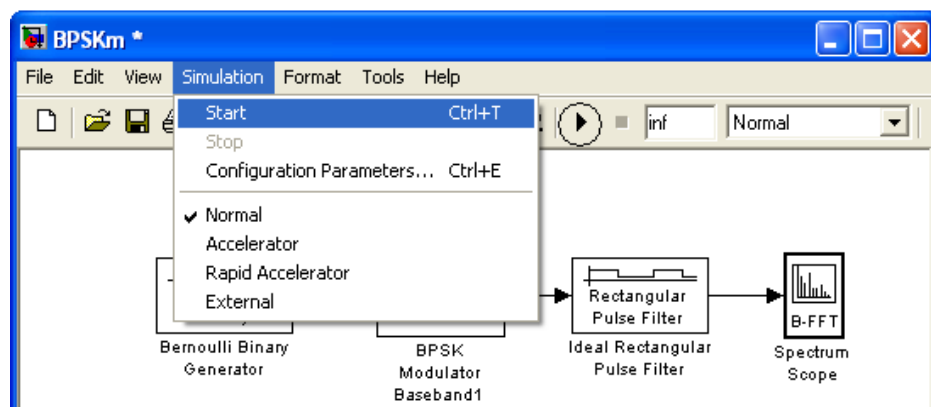


Рисунок 3.23 – Запуск симуляції

В результаті роботи моделі модулятора BPSK в основній смузі частот формується енергетичний спектр сигналу BPSK (рисунок 3.24).

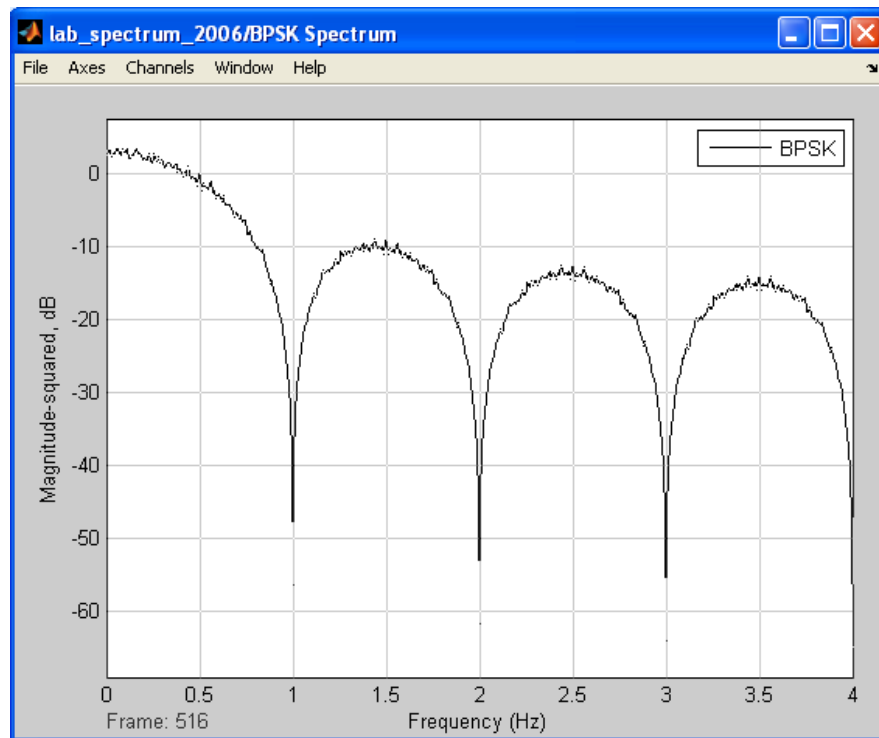


Рисунок 3.24 – Енергетичний спектр сигналів BPSK

З аналізу рисунку 3.24 можна зробити висновок, що, оскільки тривалість модулюючого імпульсу за умовами моделювання прийнята рівній нормованому значенню $T_b = 1$, то ширина пелюсток спектру визначається як $1/T_b$. Очевидно, що це повністю узгоджується з виразом (1.23) для енергетичного спектру BPSK сигналу:

$$G_{\pm i} = \frac{A_0^2 T}{4} \cdot \left| \frac{\sin \Delta \omega T / 2}{\Delta \omega T / 2} \right|^2 \dots$$

На рисунку 3.25 зображено 99%-вікно для спектру сигналу BPSK в основній смузі частот.

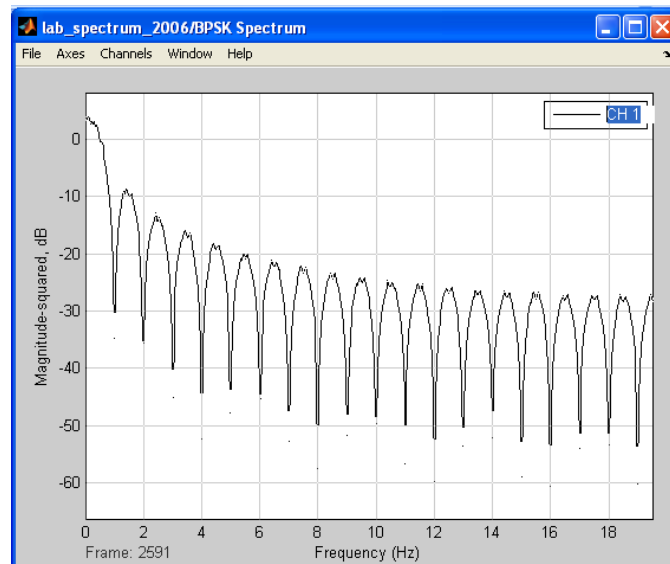


Рисунок 3.25 – 99%- вікно для енергетичного спектру BPSK в основній смузі частот

11. Симулювати спектр BPSK сигналу для радіочастоти. Якщо розглянути спектр BPSK радіосигналу, то згідно з проведенням у другому розділі аналізом, його необхідно перенести до частоти несучого коливання і віддзеркалити його відносно частоти f_0 . Для цього у моделі аналізатора спектру у полі Axis Properties (властивості осей координат) для осі абсцис змінити діапазон зміни частоти – Frequency Range згідно з рисунком 3.26.

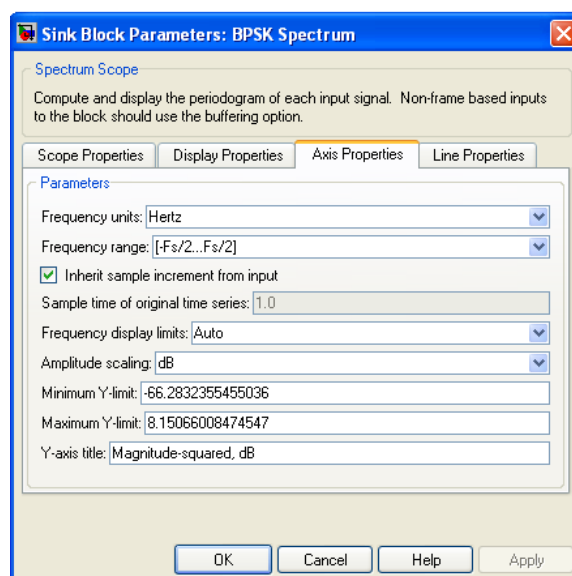


Рисунок 3.26 – Зміна частотного діапазону по осі абсцис

Підтвердити зміну частотного діапазону. Запустити моделювання.

В результаті отримуємо спектр, який можна розглядати як спектр радіосигналу BPSK нормований по відношенню до частоти несучого коливання f_0 (рисунок 3.27).

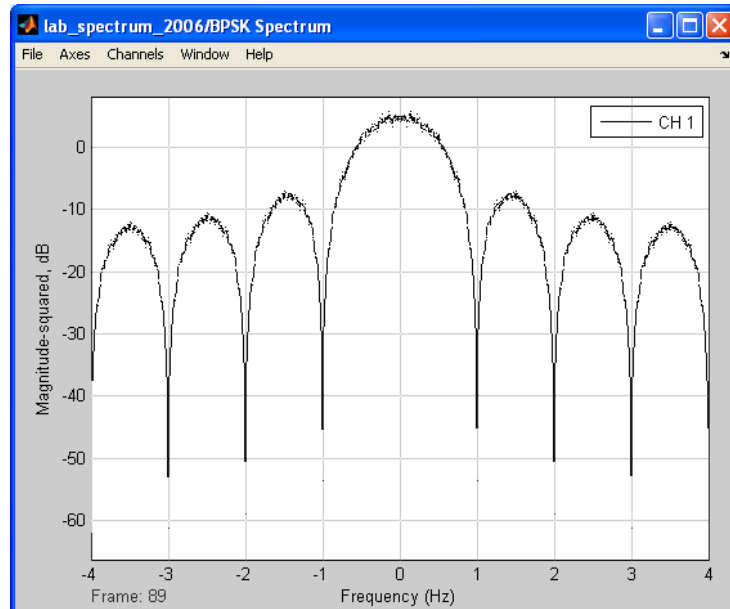


Рисунок 3.27 – Енергетичний спектр радіосигналу BPSK нормований до частот несучого коливання

3.2 Модель модуляторів QPSK, OQPSK, DQPSK в основній смузі частот

Для формування моделі модуляторів QPSK, OQPSK, DQPSK в основній смузі частот пропонується наступний порядок процедур.

1. Відкрити середовище Matlab.

Запустити Simulink за допомогою піктограми .

2. Створити нову модель в обраній директорії і зберегти її під назвою MPSK.

3. В бібліотеці функціональних блоків Simulink Library Browser відкрити набір Communication Blockset. За шляхом Comm Sources/Random Data Sources знайти джерело випадкових даних.

У вікні піддиректорії Random Data Source (рисунок 3.28) задати джерело сигналу. Пропонується обрати джерело сигналу Random Integer Generator, яке надає можливість формування випадкових цілих чисел

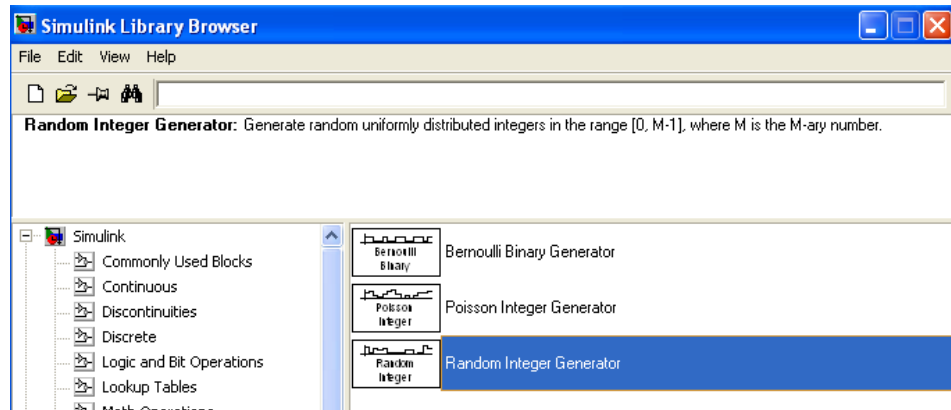


Рисунок 3.28 – Вибір джерела випадкових цілих чисел

Додати його до поля повної моделі MPSK (рисунок 3.29).

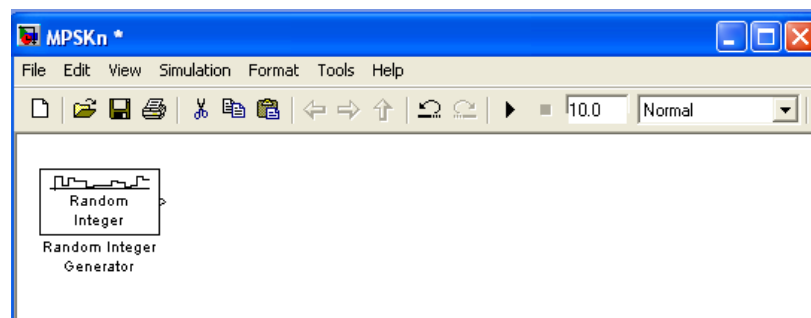


Рисунок 3.29 – Перший крок формування моделі MPSK

Задати параметри генератора згідно з рисунком 3.30.

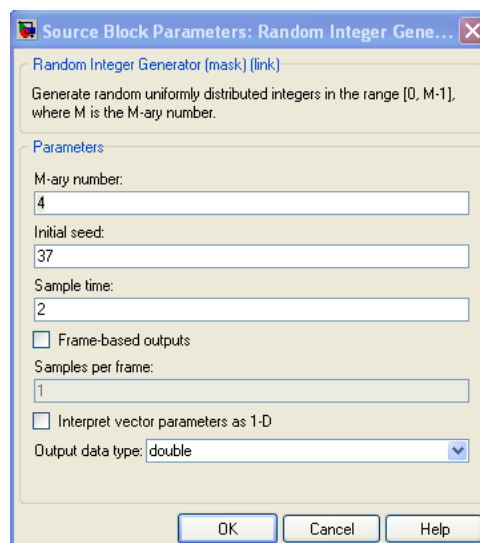


Рисунок 3.30 – Завдання параметрів генератора цілих чисел

На відміну від моделі модулятора BPSK в основній смузі частот, для модуляторів MPSK необхідно замість генератора Bernoulli Binary Generator як джерело вхідного сигналу задати саме генератор випадкових чисел Random Integer Generator, оскільки це є вимогою для нормальної роботи модулів QPSK, OQPSK і DQPSK, які представлені в бібліотеці Matlab. Оскільки для методів КФМ кількість фазових станів рівняється чотирьом, то основним параметром який необхідно задати для генератора є $M=4$. В результаті відбудеться випадкова генерація цілих чисел у діапазоні $[0...3]$. Також, оскільки тривалість модулюючих I, Q символів в схемах модуляторів (рис.1.9, рис.1.12) збільшується удвічі, то також змінено значення параметру $\text{Sample time}=2$.

4. Додати модель функціонального модуля QPSK до повної моделі модуляторів MPSK. Для цього повернутися до Simulink Library Browser і відкрити набір Communication Blockset. За шляхом Modulation/ Digital Baseband Modulation/PM обрати функціональний модуль модулятора QPSK. Перетягнути його до поля повної моделі MPSK. Підключити вихід джерела Random Integer Generator до входу модуля QPSK (рисунок 3.31).

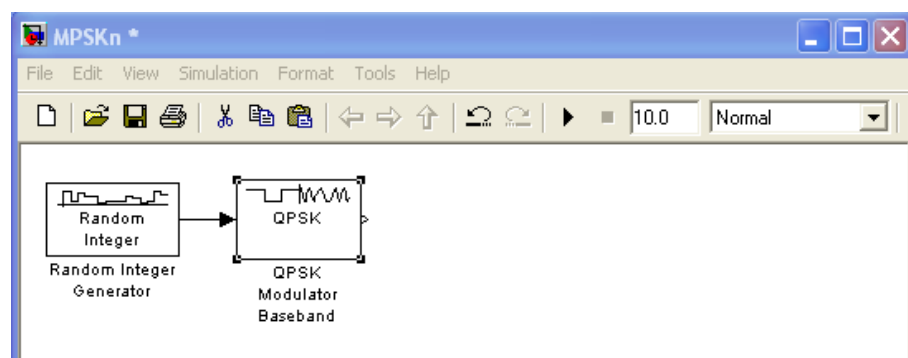


Рисунок 3.31 – Підключення до моделі модуля QPSK

Задати параметри функціонального модуля згідно з рисунком 3.32.

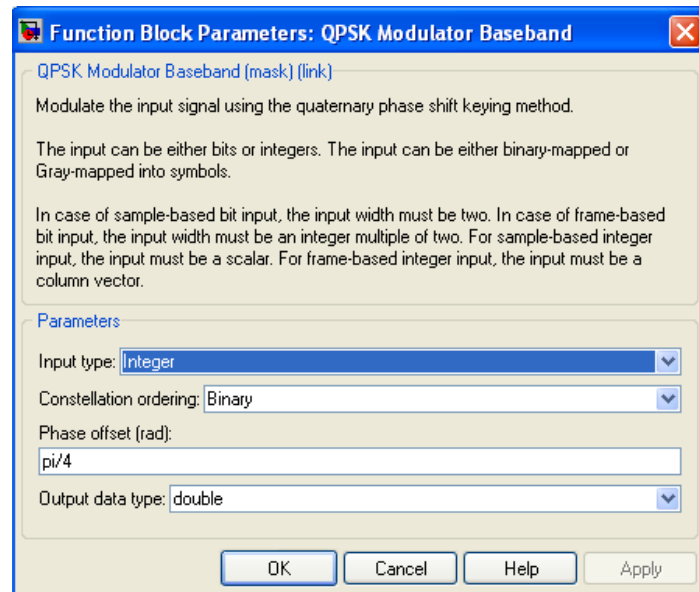


Рисунок 3.32 – Завдання параметрів модулю QPSK

5. Подібно до повної моделі модулятора BPSK додати до моделі MPSK модуль Ideal Rectangular Pulse Filter (за шляхом Communication Blockset/ Comm Filters/ Ideal Rectangular Pulse Filter). Перетягнути його до поля моделі MPSK. Підключити вихід модуля QPSK до входу фільтра. Параметри фільтра задати тотожними пункту 8 підрозділу 3.1.

6. Підключити до повної моделі блок аналізатора спектру. Процедура підключення блоку Spectrum Scope повністю тотожна пункту 9 підрозділу 3.1. Підключити вхід аналізатора спектру до виходу модуля Ideal Rectangular Pulse Filter.

Схема моделі для дослідження енергетичного спектру сигналів QPSK набуває такого вигляду (рисунок 3.33):

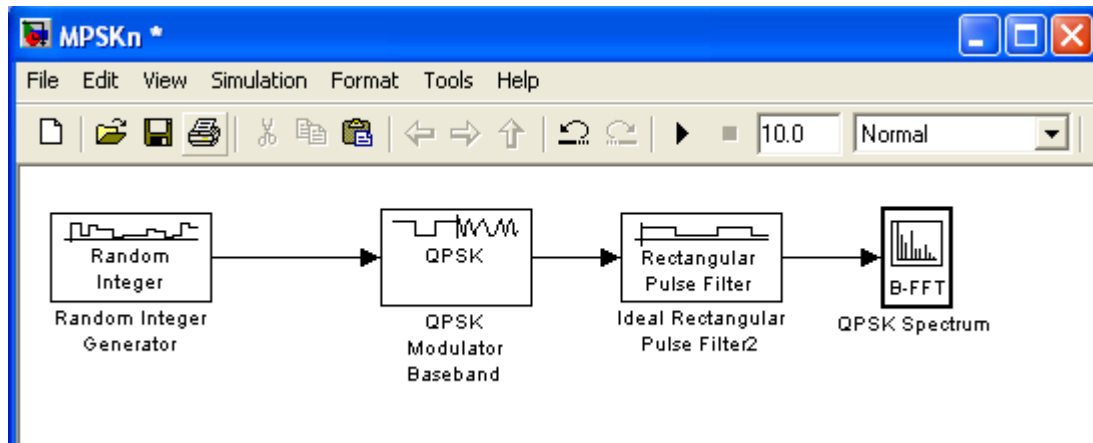


Рисунок 3.33 – Остаточне формування повної моделі для дослідження енергетичного спектру сигналів QPSK

Натисканням на блок аналізатора спектра задати його параметри у відповідності з рисунками 3.18, 3.19, 3.20 (пункт 9 підрозділу 3.1).

7. Для підвищення оперативності моделювання до поля повної моделі додамо блоки функціональних модулів модулятора OQPSK (офсетної квадратурно-фазової маніпуляції) і модулятора для методу DQPSK (диференціальної або відносної квадратурно-фазової модуляції). Відмінність методу OQPSK була визначена у параграфі 1.4.3, а для методу DQPSK відбувається кодування вхідних даних у логічному кодері за визначеним алгоритмом [3].

З цією метою необхідно повернутися до Simulink Library Browser за шляхом Communication Blockset/Modulation/ Digital Baseband Modulation/PM обрати функціональний модуль модулятора OQPSK. Перетягнути його до поля повної моделі MPSK. У цьому ж вікні обрати модуль модулятора DQPSK і перетягнути його до поля повної моделі MPSK (рисунок 3.34).

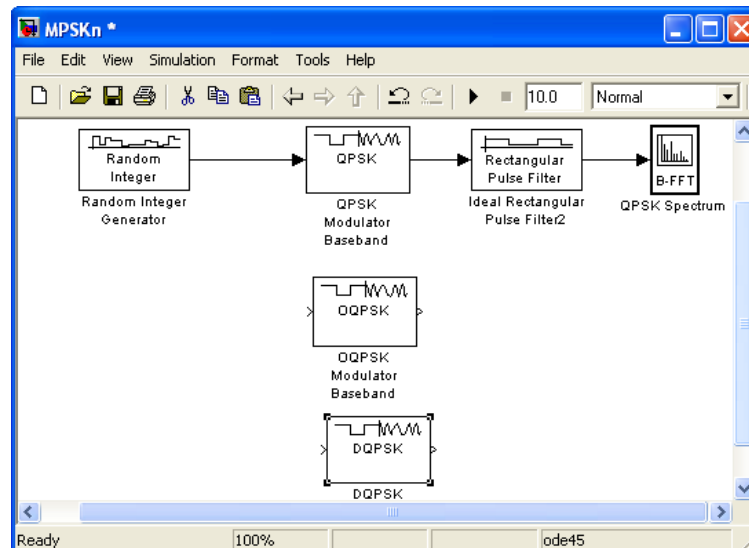


Рисунок 3.34 – Додавання до повної моделі модулів OQPSK і DQPSK

Провести розгалуження в схемі повної моделі MPSK. Для цього вихід джерела Random Integer Generator необхідно підключити до входів модулів OQPSK і DQPSK. З цією метою необхідно вставши курсором на лінію, що з'єднує вихід генератора і модуль QPSK правою кнопкою “миші” реалізувати по черзі підключення виходу генератора до входів OQPSK і DQPSK відповідно (рисунок 3.35).

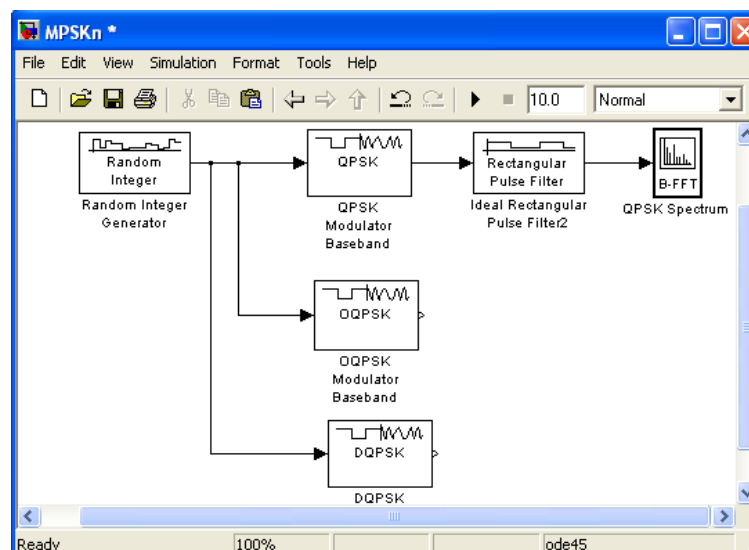


Рисунок 3.35 – Реалізація розгалуження у повній моделі MPSK

8. Зробити копії функціональних модулів Ideal Rectangular Pulse Filter і Spectrum Scope і підключити їх до виходів модулів QPSK і DQPSK. Остаточно повна модель для дослідження енергетичних спектрів сигналів з різновидами цифрової фазової модуляції набуває такого виду (рисунок 3.36).

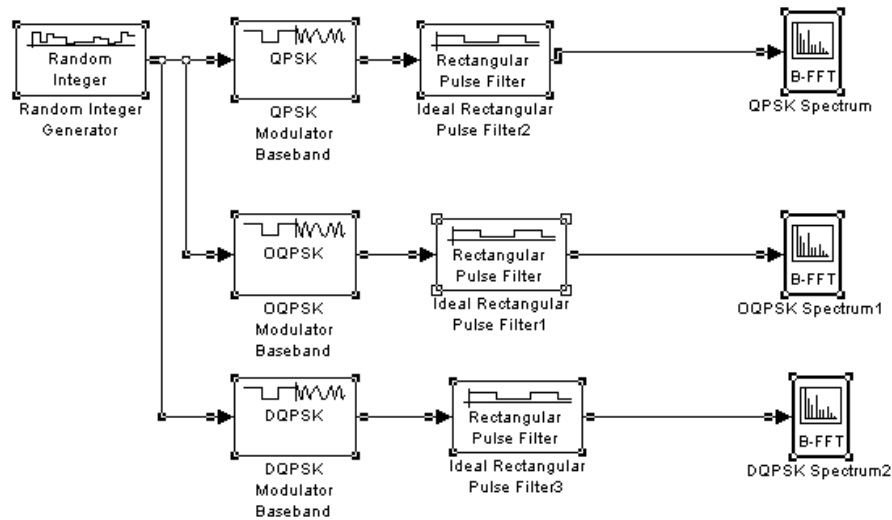


Рисунок 3.36 – Повна модель модуляторів MPSK для дослідження енергетичних спектрів в основній смузі частот

9. Провести налаштування параметрів конфігурації – Configuration Parameters на полі моделі MPSK згідно з рисунком 3.37 (тотожно пункту 10 підрозділу 3.1).

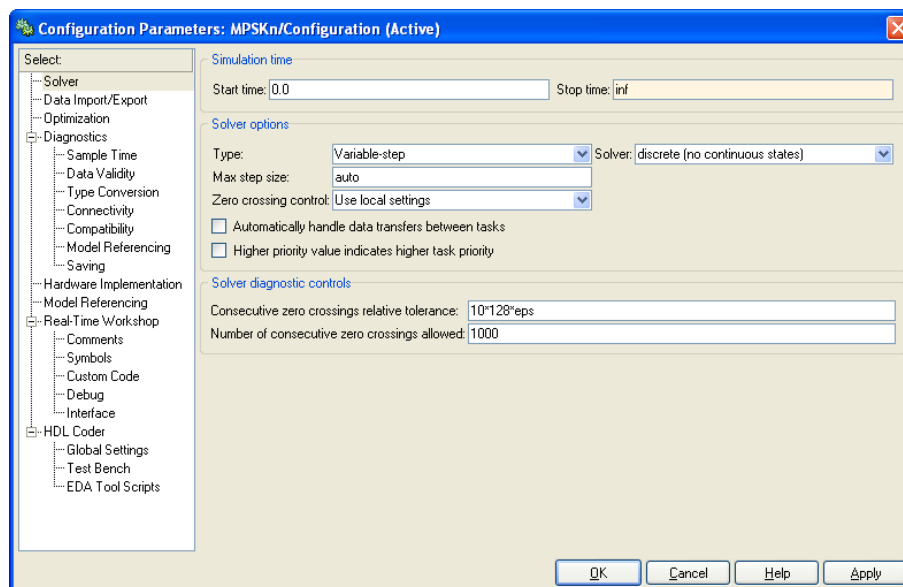


Рисунок 3.37 – Завдання параметрів конфігурації моделі MPSK

Підтвердити завдання параметрів конфігурації обчислень.

10. Запустити моделювання. В результаті моделювання виводяться одночасно три графіки енергетичних спектрів сигналів QPSK, OQPSK і DQPSK в основній смузі частот (рисунки 3.38, 3.39, 3.40) відповідно.

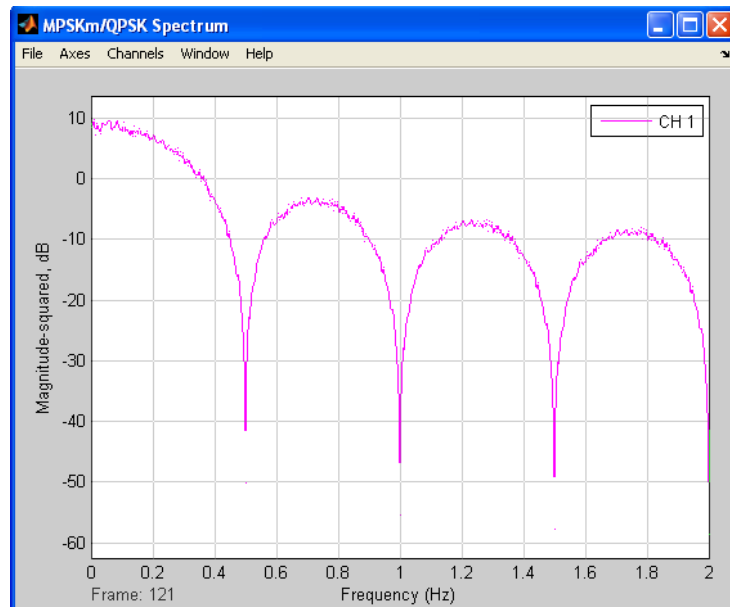


Рисунок 3.38 – Енергетичний спектр сигналів QPSK основній смузі частот

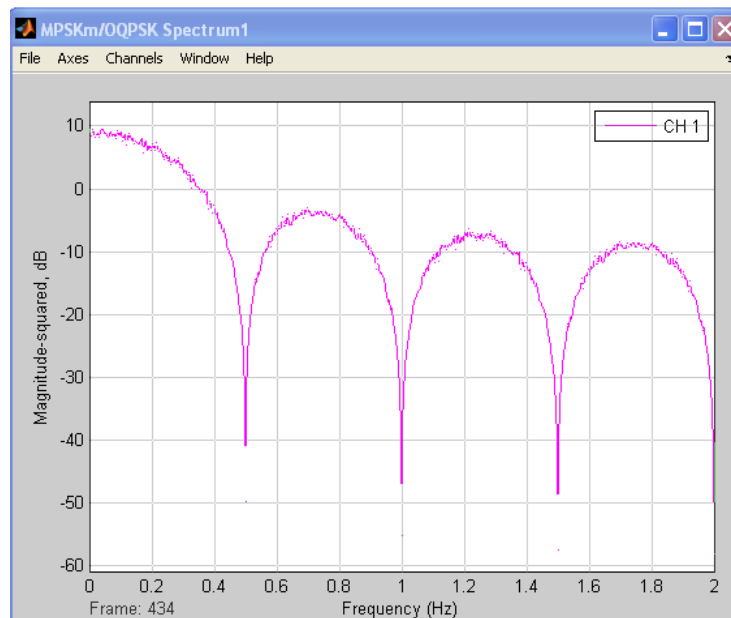


Рисунок 3.39 – Енергетичний спектр сигналів OQPSK в основній смузі частот

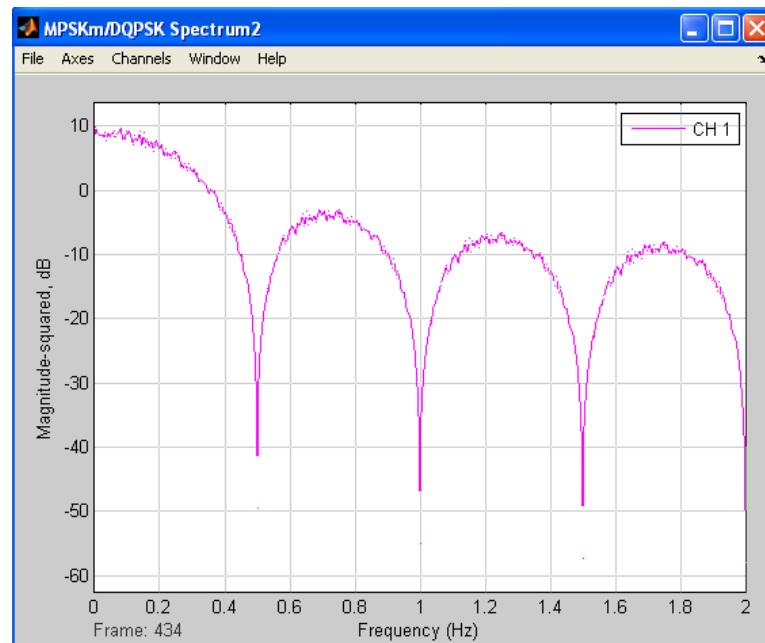


Рисунок 3.40 – Енергетичний спектр сигналів DQPSK в основній смузі частот

З аналізу рисунків 3.38, 3.39, 3.40 вочевидь, що незалежно від способу реалізації модулятора для різновидів квадратурної фазової маніпуляції формується один і той же енергетичний спектр. Оскільки тривалість модулюючих символів для усіх модуляторів збільшена удвічі порівняно з методом BPSK, тобто, тривалість модулюючого символу згідно з параметрами моделювання $T_s=2$ (нормоване значення), то перший нуль спектра з'являється на частоті $1/T_s=0,5$, що повністю узгоджується з результатами теоретичного аналізу (вираз 2.11).

Відповідно ширина усіх бічних пелюсток також рівняється $0,5$, що у два рази менше порівняно з спектром сигналів BPSK (рисунок 3.24).

Вигляд енергетичного спектру для радіосигналу можна також просимулювати, якщо змінити параметри осі абсцис у блоці аналізатора спектру – параметр Frequency range (подібно до рис.3.26). В результаті симуляції за такою зміною частотного діапазону можна отримати такі спектри (рисунки 3.41, 3.42, 3.43).

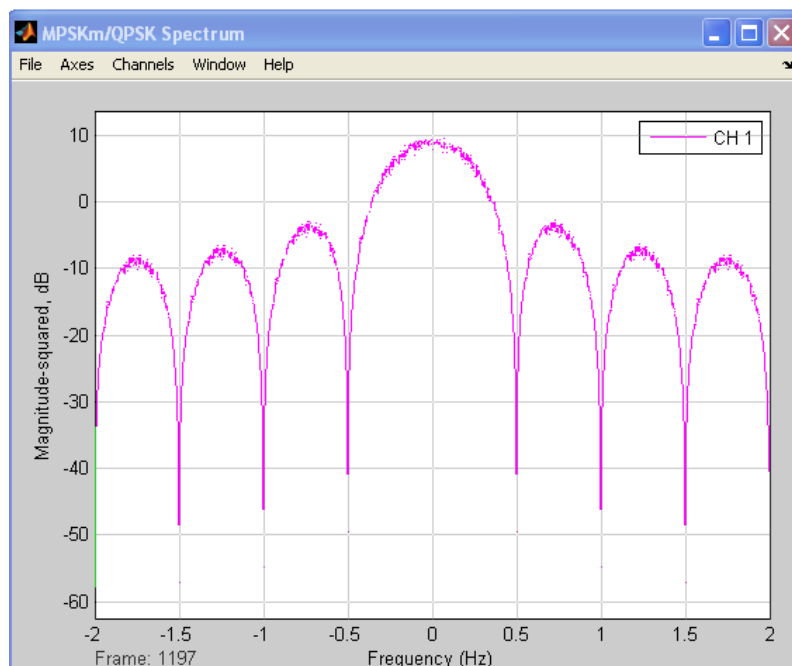


Рисунок 3.41 – Енергетичний спектр радіосигналу QPSK нормований до частоти несучого коливання f_0

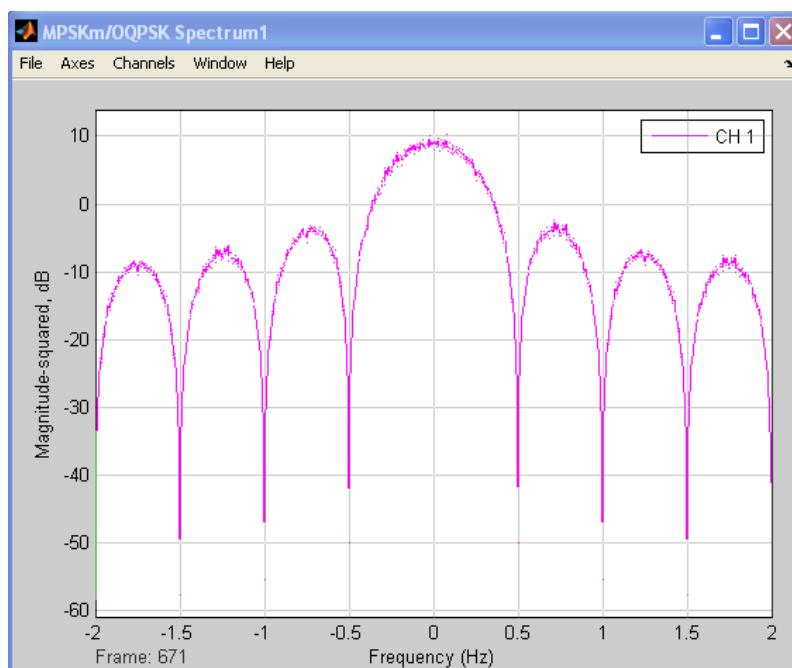


Рисунок 3.42 – Енергетичний спектр радіосигналу OQPSK нормований до частоти несучого коливання f_0

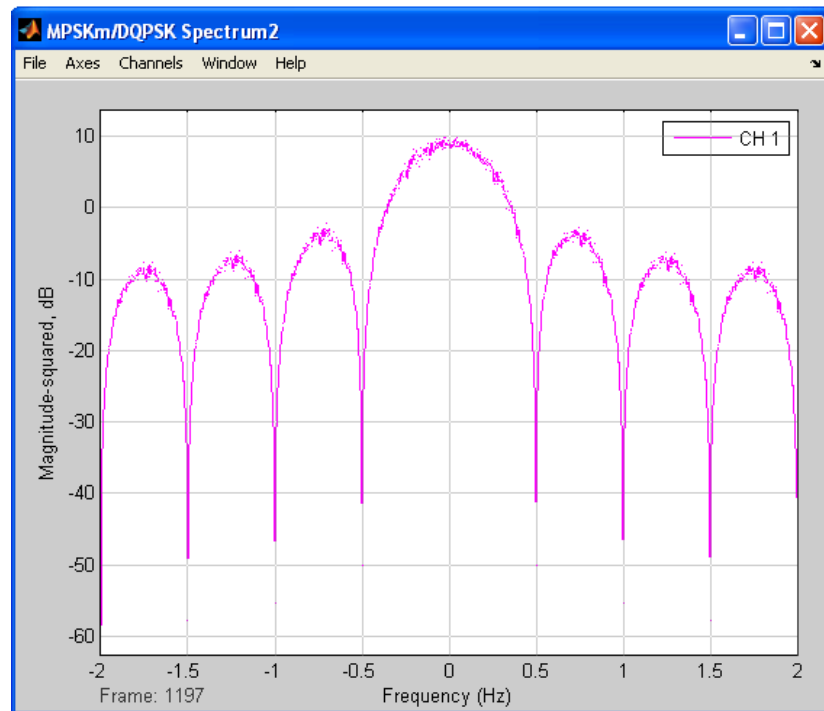


Рисунок 3.43 – Енергетичний спектр радіосигналу DQPSK нормований до частоти несучого коливання f_0

ВИСНОВКИ

Моделі модуляторів в основній смузі частот для різновидів цифрової фазової модуляції, які розроблені у даній бакалаврській роботі, дозволяють досліджувати енергетичні спектри сигналів з різними видами модуляції. Одним з можливих варіантів застосування розроблених моделей є їх запровадження у навчальний процес, зокрема, у лабораторному практикумі з дисциплін «Системи сучасних сигналів», «Функціональні пристрої у телекомунікаційних системах». Вони дозволяють наочно і швидко проводити порівняння якісних і кількісних спектральних характеристик різних видів цифрової фазової маніпуляції.

Результати комп'ютерної симуляції свідчать про адекватність запропонованих моделей, що підтверджується проведенням теоретичним аналізом.

Отримані результати дійсно дозволяють зробити висновок, що спектральні характеристики радіосигналів з використанням різновидів фазової маніпуляції в основному визначаються формою і спектральними характеристиками модулюючих імпульсів.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Климаш М.М. Проектування ефективних систем безпроводного зв'язку [Текст] / М.М. Климаш, В.О. Пелішок. – Львів, 2010. – 231 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра [Текст] / Пер. с англ. К. Феер – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с
4. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: Навчальний посібник [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров – Запоріжжя, 2007. – 375 с.
5. Ипатов В.П. Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов. [Текст] / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под. ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
6. Беллами Дж. Цифровая телефония [Текст] / Пер. с англ. Дж. Беллами. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.