

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інститут інформатики та радіотехніки
Факультет радіотехніки та телекомунікації
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікації
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

бакалавр

(ступінь вищої освіти)

на тему **Моделі модуляторів для дослідження енергетичного спектру
сигналів з різновидами цифрової частотної модуляції**

Виконав: студент(ка) 4 курсу, групи РТ-218сп

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)

«Радіотехніка»

Назаренко Юрій Михайлович

(прізвище та ініціали)

Керівник Кабак В.С.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Косьян 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 радіоелектроніки, ФРЕТ
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Бакалавр
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) «Радіотехніка»
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ 
 к.т.н., доц Моршавка С.В.
 « » грудня 2020 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Назаренко Юрій Михайлович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Моделі модуляторів для дослідження енергетичного спектру сигналів з різними видами цифрової частотної модуляції

керівник проєкту (роботи) Кабак В.С., к.т.н., 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) 27.05.2021

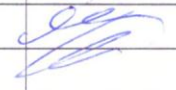
3. Вихідні дані до проєкту (роботи) наведена узагальнена класифікація видів цифрової модуляції, розглянуто види цифрової модуляції з неперервною зміною фази, визначені переваги, які надають системі зв'язку такі методи модуляції, проаналізовані методи побудови сигналів з частотною маніпуляцією на підставі генератора, що керується напругою, розглянуто принцип формування сигналів з мінімальною маніпуляцією і модуляторів GMSK на базі I,Q- модуляторів.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) проаналізувати методи двійкової частотної модуляції з неперервною зміною фази і методи маніпуляції з мінімальною фазою і гаусівська маніпуляція з мінімальною фазою. Розробити модель для дослідження енергетичних спектрів які дозволяють наочно продемонструвати якісні і кількісні характеристики цих методів цифрової модуляції.

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

Презентація 32 слайдов.

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 «02» квітня 2021 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Види модуляції з неперервною зміною фази	03.04 - 15.04	
2	Принципи побудови сигналів з бінарною частотною маніпуляцією	16.04 - 19.04	
3	Частотна маніпуляція з мінімальним зсувом	20.04 - 25.04	
4	Алгоритм формування MSK сигналу	25.04 - 28.04	
5	Спектральні характеристики MSK сигналу	01.05 - 05.05	
6	Гаусівська частотна маніпуляція з мінімальним зсувом	06.05 - 12.05	
7	Модель модулятора FSK основній смузі частот	13.05 - 19.05	
8	Моделі модуляторів MSK і GMSK сигналів в основній смузі частот	20.05 - 27.05	

Студент(ка)

Керівник проєкту (роботи)

Назаренко Ю.М.

(прізвище та ініціали)

Кабак В.С.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 65 сторінок, 56 рисунків, 1 таблиця, 6 джерел

Об'єкт дослідження – різновиди цифрової частотної модуляції.

Мета роботи – розробити моделі модуляторів BFSK, MSK та GMSK сигналів в основній смузі частот.

Метод дослідження – математичний та комп'ютерна симуляція.

В першому розділі наведена узагальнена класифікація видів цифрової модуляції, розглянуто види цифрової модуляції з неперервною зміною фази, визначені переваги, які надають системі зв'язку такі методи модуляції, проаналізовані методи побудови сигналів з частотною маніпуляцією на підставі генератора, що керується напругою, розглянуто принцип формування сигналів з мінімальною маніпуляцією і модуляторів GMSK на базі I, Q-модуляторів. Також у першому розділі розглянуто методику визначення енергетичного спектру сигналів з мінімальною маніпуляцією, показана неможливість визначення спектру GMSK сигналу в аналітичному вигляді.

На підставі проведеного аналізу у другому розділі запропоновані моделі модуляторів для дослідження енергетичних спектрів сигналів BFSK, MSK, GMSK з використанням середовища Matlab, які дозволяють оперативно формувати енергетичні спектри для різних видів модуляції з визначенням кількісних і якісних характеристик.

МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ, ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ,
МОДУЛЯЦІЯ З НЕПЕРЕРВНОЮ ЗМІНОЮ ФАЗИ, ЧАСТОТНА
МАНІПУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ З МІНІМАЛЬНИМ ЗСУВОМ,
ГАУСІВСЬКА ЧАСТОТА МАНІПУЛЯЦІЇ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	7
1 ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ З РІЗНОВИДАМИ ЦИФРОВОЇ ЧАСТОТНОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ.....	8
1.1 Види модуляції з неперервною зміною фази	8
1.2 Принципи побудови сигналів з бінарною частотною маніпуляцією	13
1.3 Частотна маніпуляція з мінімальним зсувом	20
1.3.1 Алгоритм формування MSK сигналу	20
1.3.2 Спектральні характеристики MSK сигналу	28
1.4 Гаусівська частотна маніпуляція з мінімальним зсувом	32
2 МОДЕЛІ МОДУЛЯТОРІВ В ОСНОВНІЙ СМУЗІ ЧАСТОТ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО СПЕКТРУ СИГНАЛІВ З ЦИФРОВОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ.....	39
2.1 Модель модулятора FSK основній смузі частот.....	39
2.2 Моделі модуляторів MSK і GMSK сигналів в основній смузі частот...	55
ВИСНОВКИ.....	64
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	65

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

AM	–	амплітудна модуляція
ГКН	–	генератор, що керується напругою
ФНЧ	–	фільтр нижніх частот
ЧМ	–	частотна модуляція
BASK	–	бінарна амплітудна маніпуляція
BFSK	–	бінарна частотна маніпуляція
BPSK	–	бінарна фазова маніпуляція
NRZ	–	формат без повернення до нуля
GMSK	–	гаусівська маніпуляція з мінімальним зсувом
MSK	–	маніпуляція з мінімальним зсувом
MFSK	–	М-ічна частотна маніпуляція
OQPSK	–	офсетна квадратурно-фазова маніпуляція

ВСТУП

Для транспортування інформації через етер за допомогою радіохвиль необхідна модуляція високочастотного несучого гармонічного коливання низькочастотним інформаційним сигналом. Як правило, розглядаються три традиційні методи модуляції: амплітудна, частотна і фазова (останні дві часто трактують як одну – кутову модуляцію) з їх можливими комбінаціями.

При інженерному проектуванні під час вибору того чи іншого способу модуляцію необхідно вирішувати певні компромісні питання між вимогами, які мають явні протиріччя.

В першу чергу необхідно вирішувати питання щодо оптимального використання виділеного радіочастотного ресурсу. І тут вибір типу модуляції є досить важливим, оскільки, з одного боку, він повинен забезпечувати необхідну достовірність передачі інформації, а з іншого – мати достатню спектральну ефективність. Протиріччя між цими вимогами очевидне, оскільки якість передачі зростає з розширенням спектра сигналу, у той час як покращення абонентської ємності, електромагнітної сумісності і нормованої швидкості передачі навпаки вимагають більш економного використання виділеного частотного ресурсу.

Тому задача дослідження енергетичного спектру для різновидів частотної модуляції що поставлена у технічному завданні, є актуальною, оскільки саме методи частотної модуляції з неперервною зміною фази дозволяють отримати компактний спектр на відміну від, наприклад, методів цифрової фазової модуляції. Тому, в роботі будуть проаналізовані методи двійкової частотної модуляції з неперервною зміною фази і методи маніпуляції з мінімальною фазою і гаусівська маніпуляція з мінімальною фазою. Розроблені моделі для дослідження енергетичних спектрів дозволяють наочно продемонструвати якісні і кількісні характеристики цих методів цифрової модуляції.

1 ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ З РІЗНОВИДАМИ ЦИФРОВОЇ ЧАСТОТНОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ

1.1 Види модуляції з неперервною зміною фази

Для цифрових систем можна виділити набагато більшу кількість різновидів модуляції порівняно з аналоговими системами зв'язку, де для усіх систем безпроводного зв'язку поділення відбувалося серед трьох основних типів: амплітудна, частотна або фазова модуляції. Узагальнену класифікацію для різновидів цифрової модуляції радіосигналу можна подати у такому вигляді (рис.1.1) [1].

Відповідно до технічного завдання необхідно розробити модель для дослідження енергетичних спектрів сигналів з різновидами цифрової частотної маніпуляції, які відносять, згідно з наведеною класифікацією, до вузькосмугових видів модуляції.

З аналізу рисунку 1.1 видно, що при вузькосмуговій модуляції усі види можна розділити на два великих класи: двійкові або бінарні види модуляції – бінарну амплітудну маніпуляцію АМ-2 (BASK), бінарну фазову маніпуляцію ФМ-2 (BPSK), бінарну частотну маніпуляцію ЧМ-2 (BFSK) і багатопозиційні методи модуляції.

В свою чергу багатопозиційні методи модуляції також можна розділити на дві групи: прості і комбіновані.

До простих методів модуляції відносять такі, для яких в процесі модуляції змінюється тільки один параметр радіосигналу, у той час як для комбінованих відносять види модуляції при яких одночасно змінюються декілька параметрів радіосигналу – типовим розповсюдженим прикладом може виступати метод квадратурної амплітудної модуляції QAM, для якої характерна одночасна зміна як амплітуди, так і фази радіосигналу.

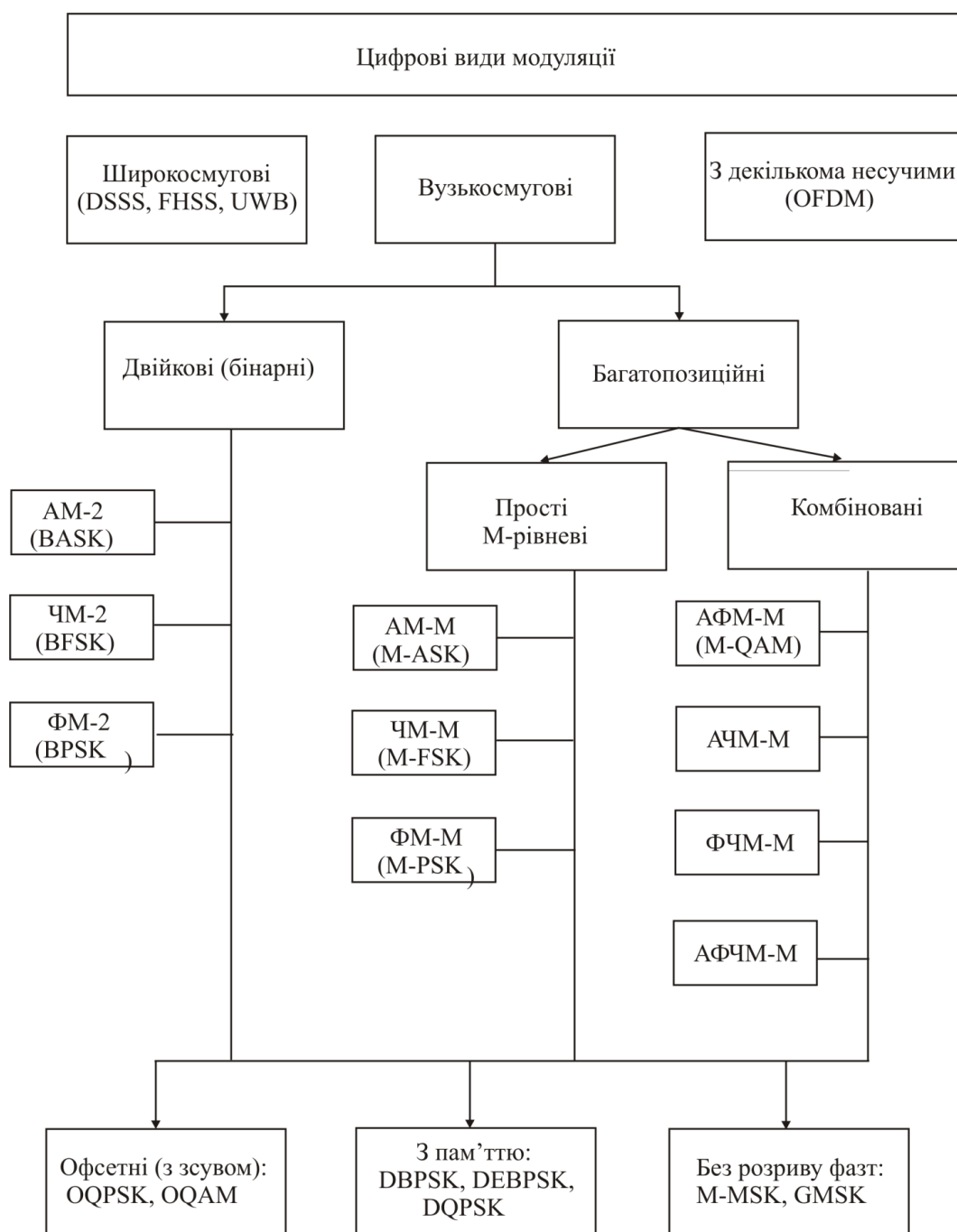


Рисунок 1.1 – Різновиди цифрової модуляції

Особливий інтерес для вузькосмугових систем представляють види модуляції, які забезпечують неперервну зміну фази під час модуляції.

Справа у тому, що, наприклад, для розповсюджених на практиці різновидів цифрової фазової модуляції (BPSK, QPSK, OQPSK) зміна поточного фазового стану відбувається з розривністю фази – а саме

відбуваються стрибки фази на 180° для методу BPSK, на 180° і $\pm 90^\circ$ для методу QPSK і на $\pm 90^\circ$ для методу OQPSK [2].

Можна відзначити суттєві недоліки такого підходу. По-перше, така розривність фази призводить до суттєвого розширення спектра модульованого сигналу. Так, одним з методів визначення ширини спектра, який займає модульований радіосигнал є вимірювання частотного інтервалу в якому міститься 99% енергії модульованого радіосигналу.

Відповідно, наприклад, для методу BPSK таке 99% – вікно оцінюється як $\Delta f_{99} \approx 18,5/T_b$, а для методу QPSK – $\Delta f_{99} \approx 9,2/T_b$, де T_b – тривалість інформаційного біта [2]. Очевидно, що для вузькосмугових систем, де рознесення між сусідніми каналами досить невелике, це призведе до значних міжканальних завад.

По-друге, теоретично, модулятори для різновидів фазової цифрової модуляції формують на виході теоретично модульований радіосигнал з постійною обвідною. Але, на виході будь якого модулятора з метою обмеження смуги частот вихідного сигналу відбувається смугова фільтрація. В результаті такої фільтрації радіосигнал набуває амплітудні флуктуації, які можуть бути достатньо великими.

Так, для методу QPSK в моменти стрибка фази на $\pm 180^\circ$ спостерігаються провали обвідної радіосигналу практично до нуля, зменшення значення максимального стрибка до $\pm 90^\circ$, яке характеризує метод OQPSK, зменшує провали обвідної до трьох децибел [3].

Такі коливання обвідної суттєво підвищують вимоги до побудови вихідного тракту передавача. Дійсно, при таких флуктуаціях амплітуди обвідної стає неможливим застосування найбільш енергетично ефективних нелінійних режимів підсилення, які звичайно використовуються у вихідних каскадах передавачів, оскільки підсилення сигналів зі змінною амплітудою у нелінійному режимі призводить до суттєвого розширення спектра радіосигналу [3, 4].

Тому необхідно наближати вихідний тракт передавача до роботи у лінійному режимі, що суттєво збільшує енергозатрати (суттєво зменшується коефіцієнт корисної дії). Наприклад, для мобільних телефонів застосування лінійного режиму підсилення суттєво зменшує термін неперервної роботи акумулятора без підзаряду.

Очевидно, виходячи з проведеного аналізу, що зменшення флуктуацій обвідної спостерігається при зменшенні фазових стрибків і тому представляє інтерес розглянути процеси у системі зв'язку, якщо застосувати вид модуляції для якого процес зміни фази відбувається неперервно – тобто без розривності фази.

У загальному випадку фазо-модульований сигнал $s(t)$ можна подати як:

$$s[t, b(t)] = A \cdot \cos\{2\pi f_0 t + \varphi[b(t)]\}, \quad (1.1)$$

де $b(t)$ – модулюючий інформаційний символ.

Припустимо, що закон зміни фази $\varphi[b(t)]$ реалізовано без розривності, тобто зміна фази під час модуляції відбувається не дискретно, а неперервно. Визначимо миттєве значення частоти такого сигналу, враховуючи базове співвідношення між миттєвою частотою і повною фазою радіосигналу:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt}[2\pi f_0 t + \varphi(t)]. \quad (1.2)$$

Враховуючи, що зміна фази описується неперервною функцією, то (1/2) можна подати у такому вигляді [3]:

$$\omega(t) = 2\pi f_0 + \frac{d}{dt}\varphi(t) = \omega_0 + \Omega(t). \quad (1.3)$$

Вираз (1.3) свідчить, що радіосигнал, з фазовою модуляцією, для якого реалізовано неперервність зміни фази, практично виступає сигналом з частотною модуляцією, оскільки під час зміни модулюючого символу змінюється частота несучого коливання, за законом модуляції $\Omega(t)$.

При цьому, якщо в процесі неперервної зміни фази сигнальне сузір'я буде представляти коло з радіусом, який визначається амплітудою радіосигналу, то амплітуда такого модульованого сигналу буде мати постійну обвідну, як до, так і після фільтрації на виході модулятора.

Використання у системах зв'язку модульованих радіосигналів з постійною обвідною надає цілий ряд переваг [3, 4]:

- можливість використання у підсилювачах потужності радіосигналу енергетично ефективних режимів роботи без ризику розширення спектру частот радіоканалу (наприклад, режиму класу С, для якого робоча точка за період високочастотного коливання знаходиться як у області відсікання, так і у зоні насичення);

- низький рівень позасмугових випромінювань (на рівні $-60 \dots -70$ дБ), що дозволяє зменшити захисні смуги між сусідніми частотними каналами;

- можливість використання досить простих пристроїв демодуляції, які забезпечують функцію обмеження рівня вхідного сигналу, що спрощує проектування приймальних пристроїв і забезпечує стійкий прийом в умовах значних завмирань радіосигналу.

Згідно з технічним завданням необхідно розробити моделі модуляторів для дослідження енергетичних спектрів сигналів з різновидами цифрової частотної модуляції.

З аналізу технічного завдання з урахуванням наведеної класифікації (рис. 1.1) для досліджень оберемо сигнали з бінарною частотною маніпуляцією – метод FSK (Frequency Shift Keying), сигнали з мінімальною маніпуляцією MSK (Minimum Shift Keying) і сигнали з гаусівською

маніпуляцією з мінімальним зсувом GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), які знайшли застосування у практичних системах зв'язку.

1.2 Принципи побудови сигналів з бінарною частотною маніпуляцією

Як правило, у технічній літературі цей метод бінарної маніпуляції звичайно подають як метод FSK, для простоти опускаючи першу літеру В (Binary) у позначенні на рисунку 1.1.

Оскільки FSK відноситься до двійкових цифрових видів модуляції, то це означає, що кількість дискретних станів $M = 2$ і, відповідно до цього, в процесі модуляції формуються два дискретних значення частоти, які змінюються в залежності від модулюючого сигналу.

Для перетворення потоку інформаційних бітів, які звичайно формуються з ансамблю тільки бінарних даних $\{0,1\}$, до послідовності електричних імпульсів, які вже виступають модулюючими символами, досить часто використовується формат NRZ (Non Return to Zero – без повернення до нуля), який представляє двохполярну послідовність прямокутних імпульсів з рівнями ± 1 .

У випадку застосування такого модулюючого формату FSK радіосигнал можна подати у такому вигляді [3, 5]:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega_0 + \Delta\omega/2)t, \quad 0 \leq t \leq T \text{ (передача логічної "1")}, \quad (1.4)$$

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega_0 - \Delta\omega/2)t, \quad 0 \leq t \leq T \text{ (передача логічного "0")}, \quad (1.5)$$

де $\Delta\omega/2$ – відхилення миттєвого значення частоти радіосигналу від центральної частоти ω_0 , або девіація частоти.

Тобто, для реалізації FSK необхідно сформувати два радіосимволи, які мають однакову амплітуду, а частоти визначаються як:

$$\omega_a = \omega_0 + \Delta\omega/2, \quad (1.6)$$

$$\omega_i = \omega_0 - \Delta\omega/2. \quad (1.7)$$

На перший погляд, очевидним простим рішенням реалізації такого алгоритму є застосування двох незалежних автогенераторів з частотами ω_a і ω_i з наступною їх комутацією ключем, який керується модулюючим сигналом (рис. 1.2).

Але, оскільки процес виникнення коливань у автогенераторі є повністю випадковим, то початкова фаза сигналів у таких автогенераторів буде відрізнятися, що обов'язково призведе до стрибків фази радіосигналу під час комутації автогенераторів і відповідного розширення спектра.

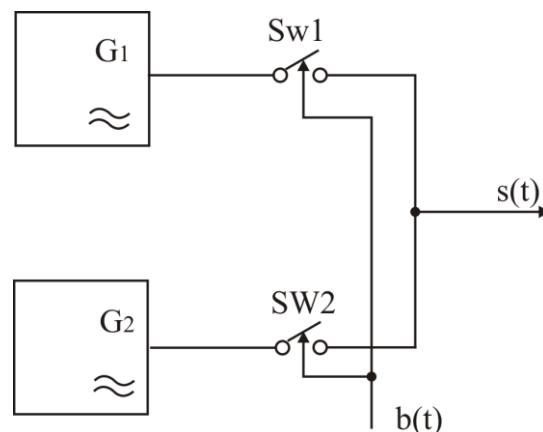


Рисунок 1.2 – Реалізація FSK сигналу з розривністю фази

Тому такий спосіб не задовольняє умові неперервності фази модульованого коливання і не знайшов практичного застосування.

Можливий варіант побудови каналу зв'язку з використанням методу FSK при якому забезпечується неперервність фази модульованого радіосигналу зображено на рисунку 1.3 [3,5].

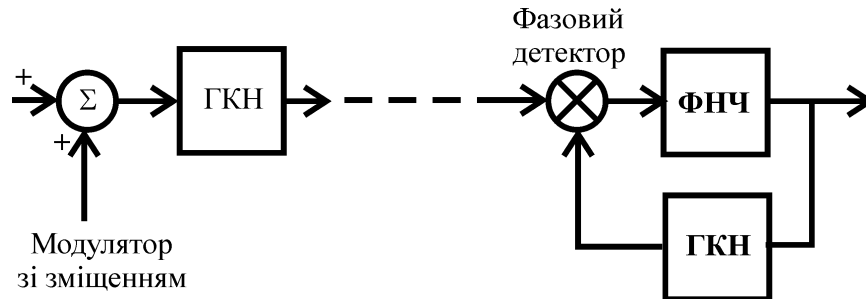


Рисунок 1.3 – Реалізація каналу зв'язку з використанням методу FSK

На передавальному боці як модулятор використовується, так званий, модулятор зі зміщенням. Головним функціональним вузлом модулятора виступає генератор, що керується напругою – ГКН. В принципі, ГКН – це звичайний автогенератор, але який має спеціальний вхід, який дозволяє змінювати його частоту. Основною характеристикою ГКН виступає характеристика регулювання, яка визначає можливий діапазон зміни частоти ГКН.

Практично характеристика регулювання це залежність частоти генерації ω_{Γ} від напруги управління $U_{упр}$ (рис. 1.4).

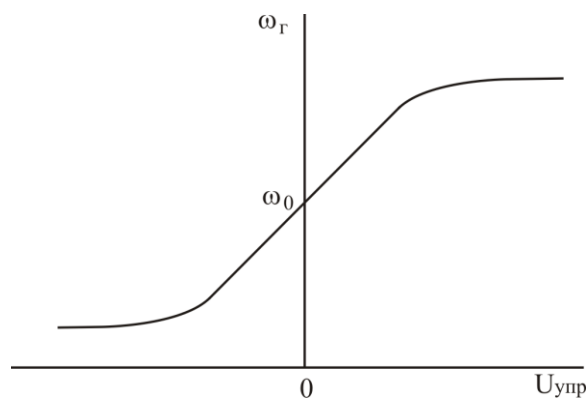


Рисунок 1.4 – Характеристика регулювання ГКН

Особливістю ГКН є наявність на характеристиці регулювання лінійної ділянки в межах якої відбувається пропорційна зміна частоти генерації відповідно до зміни напруги управління.

Термін модулятор зі зміщенням означає, що без прикладання модулюючого сигналу частота ГКН повинна рівнятися центральній частоті ω_0 відповідно до виразів (1.4, 1.5).

Практично така реалізація модулятора подібна до формування ЧМ сигналів в аналогових системах зв'язку, а відмінність полягає саме у імпульсному модулюючому сигналі, який подається у форматі NRZ.

Доведемо можливість формування радіосигналу з двома дискретними значеннями частоти і неперервним законом зміни фази. Сам принцип формування верхньої і нижньої частот радіосигналу відповідно до подання FSK сигналу за (1.4), (1.5) зображено на рисунку 1.5.

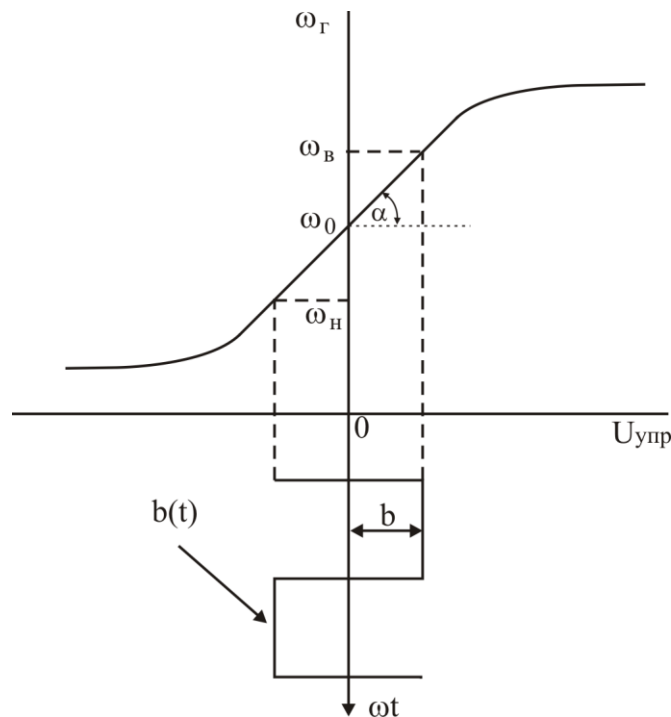


Рисунок 1.5 – Формування двох дискретних значень частоти для методу FSK

На рисунку 1.5 показано, що до управляючого входу ГКН при $U_{\text{упр}} = 0$ прикладається модулюючий сигнал $b(t)$ у вигляді прямокутної послідовності двохполярних імпульсів з амплітудою b – тобто, практично, NRZ формат.

Очевидно, що для усталеного режиму будуть формуватися два дискретних значення частоти:

$$\omega_a = \omega_0 + k_\omega b, \quad (1.8)$$

$$\omega_i = \omega_0 - k_\omega b. \quad (1.9)$$

де k_ω [Рад/В] = $\text{tg}\alpha$ – крутизна характеристики регулювання при $U_{\text{упр}} = 0$ (рис.1.5).

Очевидно, що за таким алгоритмом для повної фази ГКН можна записати [3]:

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t [\omega_0 + k_\omega b(\tau)] d\tau = \omega_0 t + k_\omega \int_{-\infty}^t [b(\tau)] d\tau, \quad ,$$

і, відповідно, для FSK радіосигналу справедливо:

$$s(t) = A \cdot \cos \left[\omega_0 t + k_\omega \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau \right] = A \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (1.10)$$

де $b(\tau)$ – модулюючий сигнал у форматі NRZ.

Очевидно, що сам модулюючий сигнал має принципово розривний характер (значення похідної в момент зміни знаку $b(\tau)$ для формату NRZ устремляється до нескінченності). Але, оскільки зміна фази визначається інтегралом від цього сигналу, то через властивості ідеального інтегратора величина $\varphi(t)$ вже є неперервною величиною.

Очевидно, що для лінійних значень частоти можна записати:

$$f_{\hat{a}} = f_0 + k_f b, \quad (1.11)$$

$$f_{\hat{i}} = f_0 - k_f b, \quad (1.12)$$

де k_f – крутизна характеристики регулювання, але яка визначена тепер у [Гц/В].

Згідно з (1.11), (1.12) відхилення миттєвого значення верхньої та нижньої частот від центральної частоти рівняється частоті що складає $\Delta f = |k_f b|$, а різниця між $f_{\hat{a}}$ і $f_{\hat{i}}$ рівняється $\Delta f = f_{\hat{a}} - f_{\hat{i}} = 2k_f |b|$.

Важливим параметром методів частотної модуляції є індекс модуляції, який визначається як:

$$h_{\times l} = \frac{\Delta f}{F} = \frac{2k_f |b|}{F}, \quad (1.13)$$

де $F = 1/T$ трактується як частота маніпуляції.

На приймальному боці каналу зв'язку демодулятор реалізовано на базі системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ).

Відповідно до рис.1.3 схема демодулятора включає фазовий детектор ФД, який практично реалізує функцію перемноження двох сигналів, генератор, що керується напругою ГКН, який за параметрами повністю подібний до того, що використовується у модуляторі і фільтр нижніх частот ФНЧ. Така схема демодулятора ЧМ сигналів відома як синхронно-фазовий детектор.

Через властивість ФАПЧ захоплювати частоту вхідного сигналу вихідна напруга ФНЧ, яка керує частотою ГКН, практично повторює значення модулюючого сигналу на вході ГКН модулятора передавального

тракту – тобто, якщо виходом ФАПЧ вважати вихідний сигнал ФНЧ, то реалізується операція демодуляції.

Епюри сигналів у модуляторі для методу FSK за розглянутим алгоритмом зображено на рисунку 1.6.

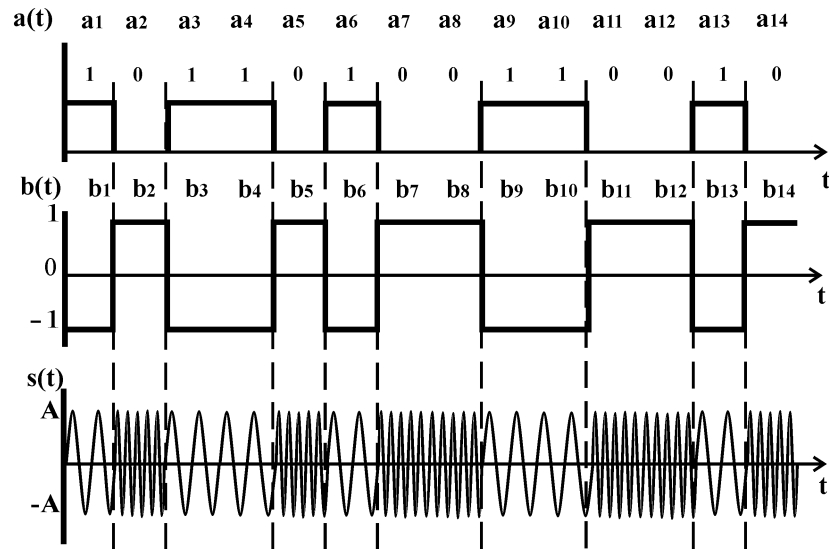


Рисунок 1.6 – Епюри, що характеризують FSK сигнал

Якщо порівняти метод FSK з бінарною фазовою маніпуляцією BPSK, то можна відзначити, що схема FSK за умови когерентного детектування при одному й тому ж значенні коефіцієнта бітової помилки вимагає на 3 дБ більшого значення відношення енергії, що приходить на один біт до спектральної щільності шуму E_b/N_0 . Для некогерентного детектування цей показник E_b/N_0 збільшується ще на 1 дБ [6].

Через це метод FSK не знайшов широкого розповсюдження у цифрових системах зв'язку. Найбільше застосування маніпуляція FSK знайшла у низькошвидкісних асинхронних модемах для передачі даних через аналогову телефонну мережу [3], а також в безпроводних персональних мережах стандарту IEEE 802.15.1 Bluetooth.

Якщо ж розглянути спектральні характеристики методу FSK, то вимоги до смуги пропускання пов'язані зі спектральною відстанню між тонами. Так,

для бінарної FSK ширина смуги передачі рівняється спектру, який відповідає різниці між тонами, плюс області зліва і справа, ширина яких рівняється половині відстані між тонами. Практично, загальний спектр рівняється подвійній відстані між тонами [6]. Тому вибір оптимальної відстані між тонами є важливою характеристикою методу FSK.

1.3 Частотна маніпуляція з мінімальним зсувом

1.3.1 Алгоритм формування MSK сигналу

Саме вибір частотної відстані між верхньою і нижньою значеннями частоти маніпуляції забезпечив увагу до такого різновиду методу FSK, як маніпуляція з мінімальним зсувом – метод MSK (Minimum Shift Keying).

В принципі метод MSK можна розглядати як метод FSK з двома дискретними значеннями частоти ω_v і ω_n , але для якого повинні жорстко виконуватися ряд умов. Початковою умовою можна вважати таку, яка саме визначає відстань між верхньою ω_v і нижньою ω_n частотами – фазовий набіг між циклічними частотами ω_v і ω_n наприкінці тактового інтервалу, що рівняється тривалості одного біта, повинен рівнятися π (180°) [3]:

$$\Delta\varphi_{t=T} = (\omega_a - \omega_i) \cdot t_{t=T} = \Delta\omega \cdot T = \pi. \quad (1.14)$$

Очевидно, що умова (1.14) визначає відстань між частотами ω_v і ω_n :

$$\Delta\omega = \pi/T. \quad (1.15)$$

Необхідно відзначити, що визначена відстань між дискретними значеннями циклічних частот ω_i , ω_a відповідає мінімально можливій відстані між цими частотами, для якої забезпечується умова ортогональності.

Саме цим фактом і пояснюється назва методу – маніпуляція з мінімальним зсувом.

Оскільки MSK сигнал можна розглядати як різновид FSK з неперервною фазою, то, власне, і сам метод MSK відноситься до методів модуляції з неперервною фазою. Математичний вираз для MSK сигналу може легко отримати на підставі виразів (1.4), (1.5), якщо підставити значення $\Delta\omega$, яке визначене за (1.15):

$$s(t) = \begin{cases} \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot t / 2T + \varphi_0) = \cos(\omega_0 t + \pi / 2T + \varphi_0) & \text{для логічної} \\ & \text{одиниці,} \\ \cos(\omega_0 t - \Delta\varphi \cdot t / 2T + \varphi_0) = \cos(\omega_0 t - \pi / 2T + \varphi_0) & \text{для логічного} \\ & \text{нуля,} \end{cases} \quad (1.16)$$

де $1/T$ – частота маніпуляції,

φ_0 – фаза на початку тактового інтервалу ($\pm\pi$ на рис. 1.7).

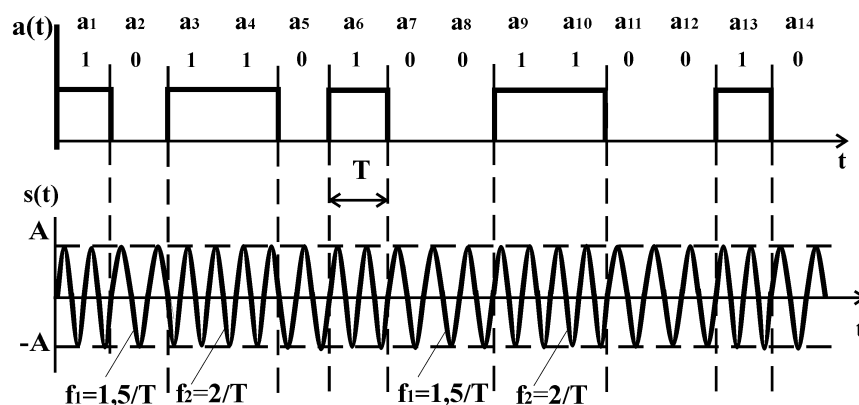


Рисунок 1.7 – Елюри сигналів FSK

На рисунку 1.7 представлено модульований за методом FSK радіосигнал з частотою несучого коливання $f_0 = 1.75/T$. Значення девіації для наведеного прикладу складає $0.25/T$, а різниця між верхньою f_v і нижньою f_n

частотами модуляції рівняється $\Delta f = 0,5/T$. Тоді обчислене за (1.13) значення індексу модуляції рівняється:

$$h_{\text{чМ}} = \frac{\Delta f}{F} = \frac{0,5}{T \cdot F} = 0,5.$$

Якщо порівняти епюри радіосигналу FSK (рис. 1.6) і радіосигналу MSK (рис.1.7), то можна відзначити, що якісно вони подібні, але саме значення індексу модуляції $h_{\text{чМ}} = 0,5$ відрізняє метод MSK від методу FSK.

З аналітичного виразу MSK сигналу можна визначити поточне значення повної фази:

$$\varphi(t) = \omega_0 t \pm \pi / 2T, \quad (1.17)$$

З аналізу (1.17) очевидно, що наприкінці тактового інтервалу $t = T$, фазовий набіг радіосигналу в залежності від миттєвого значення частоти досягає значення:

$$\Delta \varphi = \pm \pi / 2.$$

Миттєві значення верхньої і нижньої частот для методу MSK можна визначити, якщо обчислити похідну від повної фази:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 \pm \pi / 2T = 2\pi \left(f_0 \pm \frac{1}{4T} \right) = 2\pi \left(f_0 \pm \frac{F}{4} \right), \quad (1.18)$$

де $F = 1/T$ – частота маніпуляції.

Тобто, відстань між верхньою і нижньою частотами за час T для методу MSK жорстко зафіксована, оскільки:

$$f_{\hat{a}} = (f_0 + F/4),$$

$$f_{\hat{i}} = (f_0 - F/4).$$

Таке рознесення частот визначає і значення індексу модуляції для методу MSK:

$$h_{MSK} = \frac{\Delta f}{F} = \frac{F/4 - (-F/4)}{F} = 0,5,$$

що і продемонстровано на рисунку 1.7.

В принципі модулятор для методу MSK можна реалізувати на базі ГКН зі зміщенням подібно до модулятора FSK. Перевагою такого рішення можна вважати достатньо просту апаратну реалізацію. Але застосування такого модулятора можливе тільки у сполученні із когерентними методами демодуляції, для яких виконання умови $h = 0,5$ є досить жорсткою вимогою. До того ж, індекс модуляції у звичайних ГКН підлягає суттєвим часовим і температурним змінам [2].

З практичної точки зору більш доцільним є застосування квадратурних I, Q-модуляторів. Дійсно, MSK сигнал також можна подати у вигляді суми високочастотних квадратур, що впливає з виразу (1.16):

$$s(t) = \pm \cos(\pi/2T) \cdot \cos \omega_0 t \pm \sin(\pi/2T) \cdot \sin \omega_0 t, \quad (n-1)T \leq t \leq nT, \quad (1.19)$$

або

$$s(t) = \pm \cos(\omega_0 t \pm \pi/2T), \quad (n-1)T \leq t \leq nT. \quad (1.20)$$

Відповідно до виразів (1.19) і (1.20) можна запропонувати схему модулятора MSK на базі модулятора для методу цифрової фазової маніпуляції OQPSK. Тобто, формування каналних I, Q символів у вигляді прямокутних двохполярних імпульсів тривалістю $2T$ відбувається повністю аналогічно до методу OQPSK.

Але, у подальшому, замість безпосередньої модуляції цими символами високочастотних квадратур згідно з (1.19) необхідно реалізувати перемноження цих символів на гармонічні півхвилі $\cos(\pi/2T)$ і $\sin(\pi/2T)$ (рис. 1.8) [3].

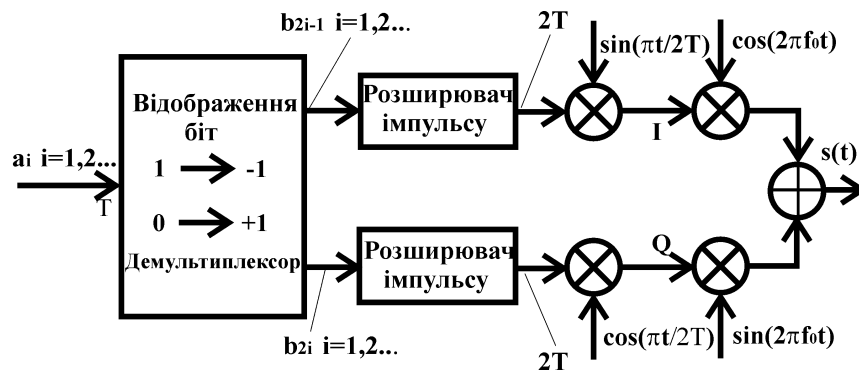


Рисунок 1.8 – Функціональна схема MSK модулятора на базі модулятора метод OQPSK

Відповідно, якщо каналні I, Q символи тривалістю $2T$ визначають знаки у виразі (1.19), то алгоритм формування MSK радіосигналу задається таблицею 1.1.

Таблиця 1.1 – Алгоритм формування MSK сигналу

Канальні символи у форматі NRZ		Знаки у першому варіанті подання MSK сигналу (1.19)		Знаки у другому варіанті подання MSK сигналу (1.20)		Значення частоти несучого коливання
I-канал	Q-канал	Знак пешого доданку (cos)	Знак другого доданку (sin)	Загальний знак виразу (cos)	Знак початкової фази ($\pi/2T$)	
+1	+1	+	+	+	–	f_H
+1	-1	+	–	+	+	f_B
-1	-1	–	–	–	–	f_H
-1	+1	–	+	–	+	f_B

З аналізу таблиці 1.1 виходить, що зміна знаку початкової фази у виразі (1.20) призводить до переходу миттєвого значення частоти MSK сигналу від $f_{\hat{a}}$ до $f_{\hat{i}}$ або у зворотному напрямку. Зміна ж загального знаку у виразі (1.20), зберігає неперервність фази під час переходу до нового значення частоти [2].

На підставі запропонованої схеми модулятора MSK сигналу можна стверджувати, що метод MSK практично презентує метод OQPSK, але з півхвильовими синусоїдними або косинусоїдними модулюючими символами.

Легко довести, що амплітуда сформованого радіосигналу буде мати постійну обвідну:

$$A_s(t) = \sqrt{A^2 u_I^2 \sin^2\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + A^2 u_Q^2 \cos^2\left(\frac{\pi t}{2T}\right)}, \quad (1.21)$$

де u_I , u_Q – амплітуди каналних I, Q символів у форматі NRZ.

Очевидно, оскільки для формату NRZ амплітуди задаються на рівні ± 1 , то $u_I^2 = u_Q^2 = 1$, а $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$, то з (1.21) виходить, що $A_s(t) = A$, тобто для методу MSK дійсно формується модульоване коливання з постійною амплітудою і неперервною фазою.

Часові характеристики методу MSK відповідно до контрольних точок схеми модулятора з рисунку 1.8 представлені на рисунку 1.9 [3], де послідовно зображені:

- послідовність інформаційних бітів $a(t)$;
- вхідний інформаційний потік у форматі NRZ $b(t)$;
- підпослідовності непарних b_{2i-1} і парних b_{2i} імпульсів ($i = 1 \dots N$);
- канальні I, Q символи з половинною швидкістю c_i (тривалість символу $2T$);
- безпосередньо модулюючі символи у вигляді відрізків гармонічних півхвиль $\cos(\pi t / 2T)$ і $\sin(\pi t / 2T)$;
- зміна фази радіосигналу;
- радіочастне модульоване коливання за методом MSK.

На підставі виразу (1.17) було зроблено висновок, що набіг фази радіосигналу MSK наприкінці тактового інтервалу T досягає $\Delta\varphi = +\pi/2$, якщо значення частоти, що випромінюється, рівняється ω_B і $\Delta\varphi = -\pi/2$, якщо значення частоти, що випромінюється, рівняється ω_H . при збереженні неперервності зміни фази – що і відображено на рисунку 1.9.

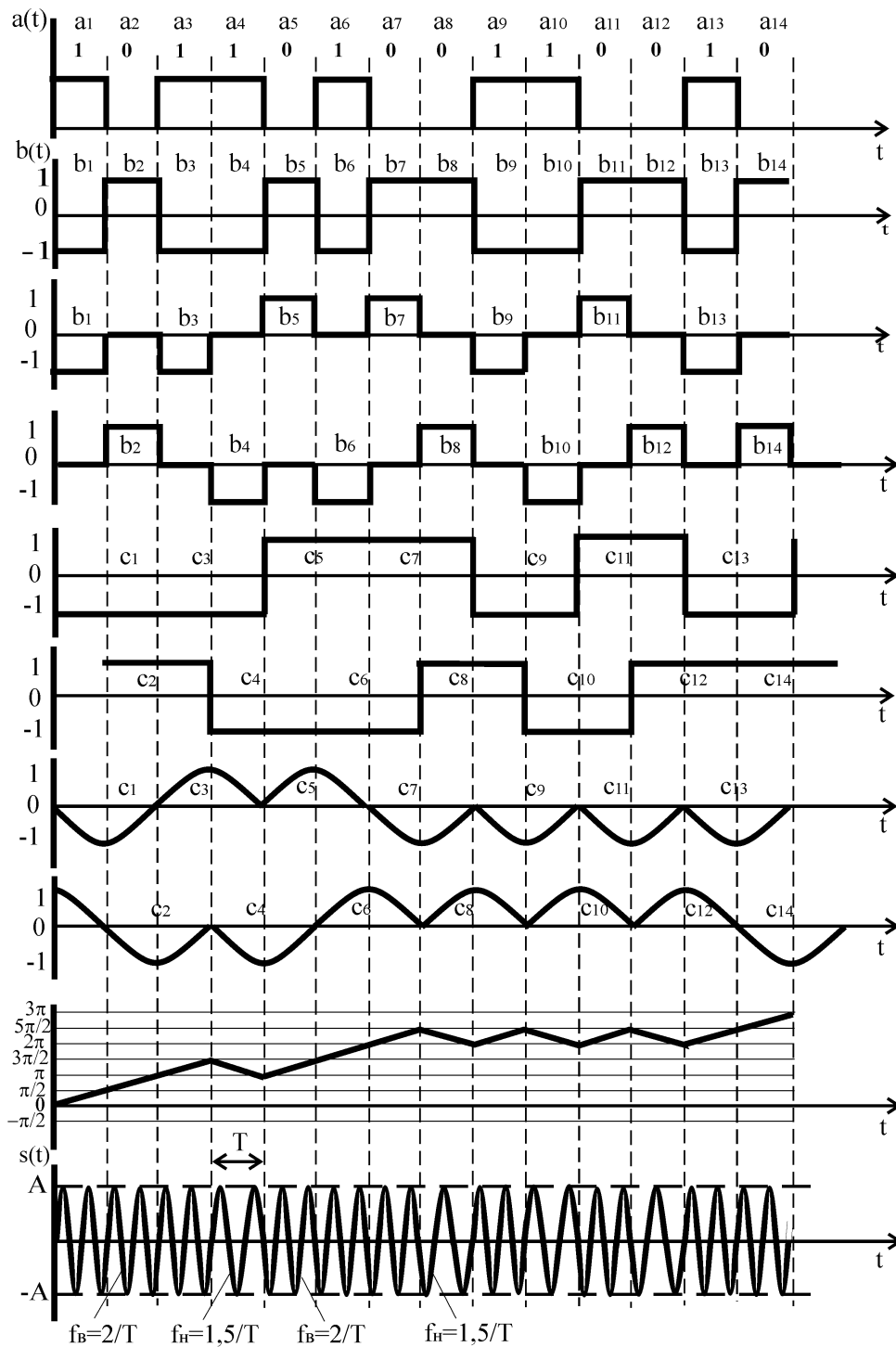


Рисунок 1.9 – Часові діаграми для методу MSK

Але тоді рух фазової точки у фазовому просторі можливий не за фіксованою траєкторією, як це спостерігається для методів цифрової фазової модуляції, а за різними траєкторіями, які визначаються поточними значеннями частоти, що випромінюється. Відповідно можливі фазові

траєкторії для MSK сигналу набувають вигляду фазової решітки, що і відображено на рис.1.10а, а оскільки обвідна радіосигналу має постійне значення, то сигнальне сузір'я має вигляд кола (рис.1.10 б) [3].

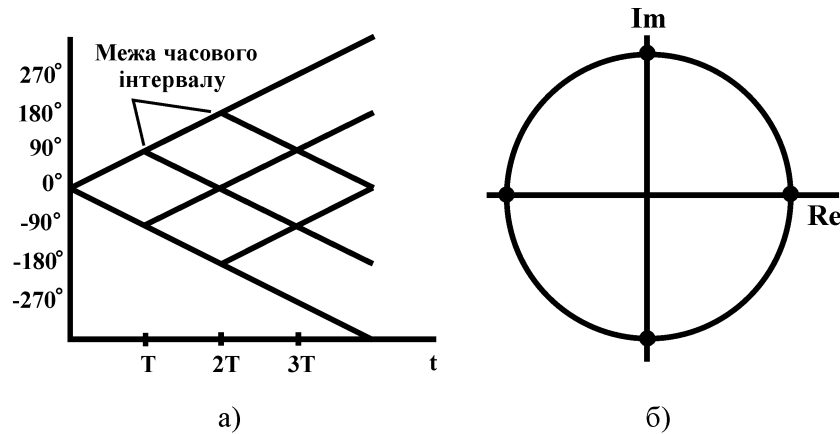


Рисунок 1.10 – Фазові траєкторії(а) і сигнальне сузір'я (б)
для методу MSK

1.3.2 Спектральні характеристики MSK сигналу

Відповідно до функціональної схеми модулятора MSK каналні модулюючі символи у вигляді прямокутних двохполярних імпульсів тривалістю $2T$, які практично визначають знаки у поданні (1.19), (1.20), можна математично описати як [3]:

$$u_1(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT) \cdot d_r^{(2k)}, \quad (1.22)$$

$$u_2(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_q^{(2k+1)}, \quad (1.23)$$

де функція $\phi_{2T}(t)$ визначає тривалість k -го прямокутного символу:

$$\phi_{2T}(t) = \begin{cases} 1, & (0 \leq t \leq 2T), \\ 0, & (2T < t, t < 0). \end{cases} \quad (1.24)$$

а значення $d_r^{(k)}$ визначає знак k -го символу:

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

Тоді для аналітичного виразу MSK сигналу за схемою рисунку 1.8 справедливо [3]:

$$\begin{aligned} s(t) = A_0 [& \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_r^{(2k+1)} \cdot \cos(\pi / 2T) \cdot \cos \omega_0 t + \\ & + \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT) \cdot d_r^{(2k)} \cdot \sin(\pi / 2T) \cdot \sin(\omega_0 t)]. \end{aligned}$$

Спектральна щільність такого сигналу визначиться прямим перетворенням Фур'є:

$$\begin{aligned} S(\omega) = A_0 \int_0^{NT} [& \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT) \cdot d_r^{(2k)} \cdot \cos(\pi / 2T) \cdot \cos \omega_0 t + \\ & + \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_r^{(2k+1)} \cdot \sin(\pi / 2T) \cdot \sin \omega_0 t] \cdot \exp(-j\omega t) dt. \end{aligned} \quad (1.25)$$

У виразі (1.25) враховано, що для методу MSK практично відбувається заміна модулюючих символів у вигляді прямокутних двохполярних імпульсів на відрізки гармонічних півхвиль $\cos(\pi / 2T)$ і $\sin(\pi / 2T)$.

Після ряду математичних перетворень, повний вивід яких наведено у [3], для спектральної щільності в області додатних частот можна отримати:

$$S_+(\omega) = \frac{A_0}{2} \int_0^{NT} \left[\sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT) \cdot d_r^{(2k+1)} \cdot \cos(\pi / 2T) \cdot e^{-j\Delta\omega t} - \right. \\ \left. - j \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \phi_{2T}(t - 2kT - T) \cdot d_r^{(2k)} \cdot \sin(\pi / 2T) \cdot e^{-j\Delta\omega t} \right] \cdot dt \quad (1.26)$$

Як правило, спектральні характеристики методу цифрової модуляції оцінюють не спектральною щільністю, а енергетичним спектром, який визначається за таким виразом [3]:

$$G_\omega = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT} M \left\{ |S_+|^2 \right\}, \quad (1.27)$$

В результаті достатньо складних обчислень [2], остаточно, енергетичний спектр MSK сигналу можна описати таким виразом:

$$G_\omega = \frac{1}{T} \left| 2A_0T \frac{\pi \cos \Delta\omega T}{\pi^2 - (2\Delta\omega T)^2} \right|^2 \quad (1.28)$$

На рисунку 1.11 зображені нормовані енергетичні спектри сигналів для методів QPSK, OQPSK [3].

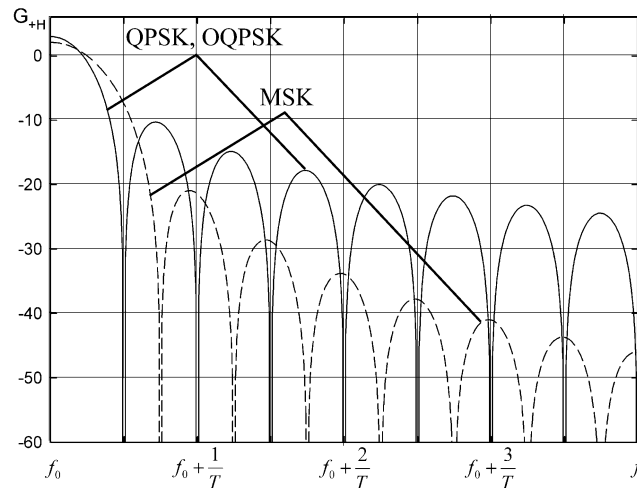


Рисунок 1.11 – Енергетичні спектри сигналів MSK і QPSK ,OQPSK

З аналізу рисунку 1.11 можна зробити такі висновки. Значення першого нуля головної пелюстки спектра сигналів QPSK, OQPSK відстоїть від частоти несучої на $\pm 1/2T$, у той час як для MSK це значення збільшується до значення $\pm 3/4T$, тобто головна пелюстка сигналу ММЗ на 50% ширша порівняно з сигналами КФМ-4.

Але, головною перевагою методу MSK є набагато більш компактний спектр, оскільки бічні пелюстки спектра MSK сигналу спадають набагато швидше порівняно з сигналами цифрової фазової модуляції.

Відзначається, що при збільшенні частотного розладу розстроювання $(f-f_0)/f_0$ спектр нефільтрованого сигналу MSK спадає пропорційно $1/f^4$, у той час як спектр сигналів QPSK (OQPSK спадає пропорційно $1/f^2$ [2,4].

Як наслідок, можна відзначити, що заміна прямокутних модулюючих символів на відрізки гармонічних півхвиль дозволила суттєво зменшити ширину спектра, яку займає MSK сигналі. Відповідно, ширина частотного інтервалу, в якій міститься 99% енергії сигналу для MSK складає [2]:

$$\Delta f_{99} \approx \frac{1,2}{T_b}, \quad (1.29)$$

що набагато менше порівняно, наприклад, з таким же вікном для методу бінарної PSK - $\Delta f_{99} \approx 18,5/T_b$.

1.4 Гаусівська частотна маніпуляція з мінімальним зсувом

В параграфі 1.2 продемонстровано, що MSK сигнали є набагато спектрально ефективнішими, порівняно з методом фазової маніпуляції. Але, якщо проаналізувати можливі фазові траєкторії MSK сигналу (рис. 1.10), то можна зробити висновок, що поточна фаза описується лінійно-ламанною функцією і хоча залежність зберігає неперервність у моменти зміни миттєвої частоти, але вона не є гладкою.

А це означає, що перша похідна у часі для точок зламу набуває розривності. Якщо провести згладжування фазової траєкторії у точках розриву похідної, то можна додатково зменшити ширину спектра MSK сигналу [2].

Досягти цього ефекту можливо, якщо застосувати додаткову фільтрацію модулюючого сигналу у форматі NRZ до його перенесення на високу частоту. Такий метод модуляції використовується у стандарті GSM і отримав назву гаусівської частотної модуляції з мінімальним зсувом (GMSK).

Концептуально ідею формування GMSK сигналу найбільш просто можна показати на прикладі формування MSK сигналу на базі ГКН, як і для методу FSK. Дійсно у параграфі 1.2 було визначено, що суто теоретично можна реалізувати метод MSK на базі ГКН, якщо реалізувати значення індексу модуляції $h = 0,5$.

Дійсно, якщо за основу побудови модулятора MSK взяти модулятор зі зміщенням подібно до схеми модулятора FSK (рис. 1.3), то основною вимогою до ГКН виступає саме реалізація $h = (f_a - f_i)/F = 0,5$.

Тоді для методу GMSK модернізація функціональної схеми модулятора методу MSK буде полягати у включенні перед модулятором зі зміщенням (ГКН) фільтра нижніх частот, який отримав назву гаусівського ФНЧ (ГФНЧ) (рис. 1.12) [3].

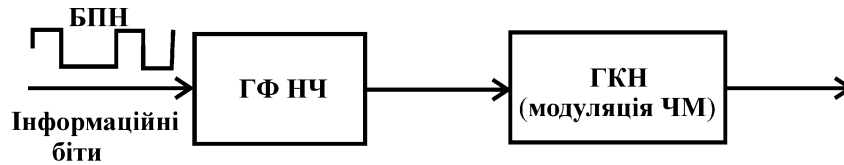


Рисунок 1.12 – Модулятор сигналів GMSK на базі ГКН з гаусівським фільтром нижніх частот

До входу ГФНЧ прикладається симетричний сигналу у форматі NRZ (БПН), який може описати як:

$$u(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \phi_T(t - kT) \cdot d_r^{(k)}, \quad (1.30)$$

де функція $\phi_T(t)$ визначає тривалість електричного імпульсу тривалість у один біт:

$$\phi_T(t) = \begin{cases} 1, & (0 \leq t \leq T), \\ 0, & (T < t, \ t < 0), \end{cases} \quad (1.31)$$

а значення $d_r^{(k)}$, як було визначено, визначає знак цього імпульсу.

Амплітудно-частотна та імпульсна характеристики гаусівського фільтра нижніх частот визначаються такими виразами [2, 4]:

$$K(f) = \exp \left\{ - \left(\frac{f}{B} \right)^2 \cdot \frac{\ln 2}{2} \right\},$$

$$g(t) = B \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp \left\{ - \frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2 \right\}, \quad (1.32)$$

де B – ширина смуги пропускання ГФНЧ за рівнем -3 дБ.

Тоді вихідний сигнал ГФНЧ при прикладанні вхідного сигналу за (1.30) рівняється:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} r(t - kT) \cdot d_r^{(k)}, \quad (1.33)$$

де $r(t)$ – відклик ГФНЧ на кожний імпульс вхідної послідовності.

Як і для будь-якого фільтра вихідну реакцію можна визначити через операцію згортки вхідного сигналу та імпульсної характеристики фільтра. Відповідно для вхідного сигналу у вигляді (1.30) та імпульсної характеристики ГФНЧ згідно з (1.32), відклик фільтра $r(t)$ визначиться як: [3, 4]:

$$\begin{aligned} r(t) &= \phi_T(t) \cdot g(t) = \int_t^{t+T} g(\tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf} \left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \cdot \pi B t \right] + \operatorname{erf} \left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \cdot \pi B (t + T) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (1.34)$$

а функція $\operatorname{erf}(t)$ обчислюється як:

$$\operatorname{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t \exp(-\tau^2) d\tau.$$

Параметром фільтра згідно з (1.34) виступає здобуток BT (результат перемноження смуги пропускання ГФНЧ на тривалість одного біта).

На рисунку 1.13 зображені вихідні реакції ГФНЧ для різних значень здобутку BT [2].

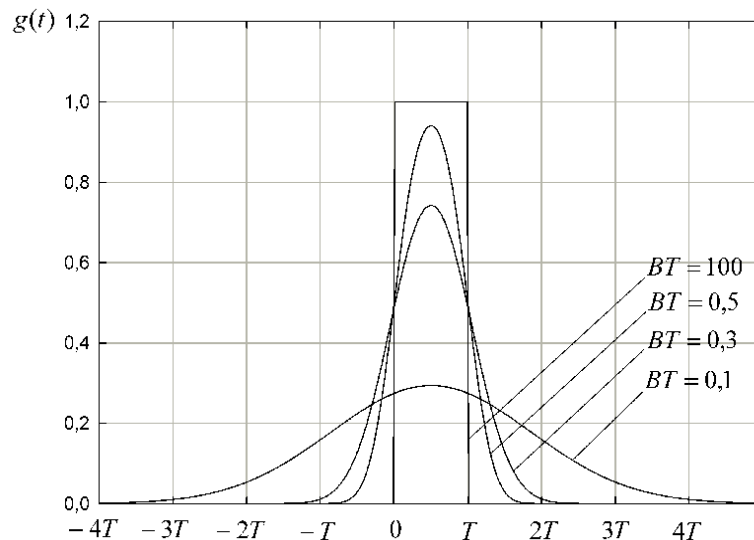


Рисунок 1.13 – Сигнал на виході ГФНЧ для різних значень здобутку BT

З аналізу графіків випливає, що для значення $BT=100$ тривалість імпульсного відклику наближується до тривалості імпульсу на вході фільтра. За зменшенням значення здобутку ($BT=0,5$; $BT=0,3$) реакція фільтра на одиничний імпульс наближується якісно до кривої гаусівського розподілу, що і пояснює термін гаусівський ФНЧ. Така зміна форми прямокутного імпульсу до колоподібного дозволяє згладити фазові траєкторії і отримати більш компактний спектр, тобто підвищити спектральну ефективність.

Збільшення смуги пропускання до нескінченності наближує форму відклику до форми вхідного імпульсу і для випадку $BT=\infty$ можна вважати, що фільтр відсутній, а схема формує чистий MSK сигнал [2].

Тоді вихідний сигнал GMSK модулятору на базі ГКН можна подати як:

$$y(t) = \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)],$$

де:

$$\varphi(t) = k_0 \int_{-\infty}^t s(v) dv = k_0 \int_{-\infty}^t \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} d_r^k \cdot r(v - kT) dv, \quad (1.35)$$

де k_0 – крутизна характеристики регулювання ГКН.

Як випливає з аналізу методу MSK, фазовий набіг модульованого сигналу від окремого імпульсу рівняється $\pi/2$. Для модулятора GMSK таким імпульсом повинна виступати реакція ГФНЧ на один прямокутний імпульс:

$$k_0 \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) dt = \pi / 2. \quad (1.36)$$

Рівняння (1.36) практично визначає вимоги до крутизни характеристики регулювання ГКН, за якої, власне, можлива теоретична реалізація методу GMSK.

Але, як було визначено раніше для методу MSK, побудова модулятора GMSK сигналу з практичної точки зору не доцільна через визначені недоліки, щодо дотримання жорстко фіксованого значення $h = 0,5$ у сполученні з когерентними методами демодуляції.

Тому подібно до методу MSK, для модулятора GMSK також застосовується квадратурна схема зі зберіганням алгоритма забезпечення неперервності зміни фази такого ж, як і ГКН (1.35) [3,4].

Дійсно, якщо для сигналу GMSK реалізувати зміну фази відповідно до (1.35), то при квадратурному поданні вихідного сигналу можна отримати:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \varphi(t) - \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin \varphi(t) = \\
 &= \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos k_0 \left[\int_{-\infty}^t s(v) dv \right] - \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin k_0 \left[\int_{-\infty}^t s(v) dv \right]. \quad (1.26)
 \end{aligned}$$

Тоді алгоритм (1.26) можна реалізувати за допомогою низькочастотного процесору відповідно функціональної схеми, що зображена на рисунку 1.14, яка і стала прототипом для запатентованого модулятора методу GMSK [4]:

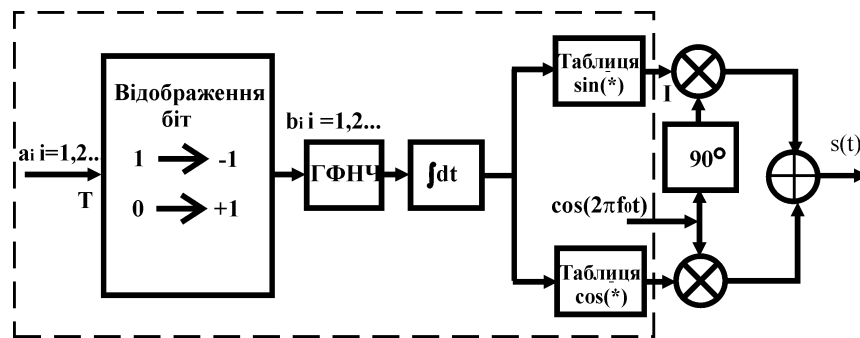


Рисунок 1.14 – Функціональна схема модулятора GMSK

Для систем стільникового зв'язку стандарту GSM ширина смуги пропускання ГФНЧ за рівнем -3 дБ у відповідності до рис. 1.14 обиралася з умови $BT = 0,3$.

Введення гаусівського фільтра сприяло усуненню розривності першої похідної фазового набігу, що дозволило згладити фазові траєкторії в моменти зміни дискретних частот. (рис. 1.15а).

На рисунку 1.15 б зображено відповідне сигнальне сузір'я методу GMSK, на якому можна відзначити формування точок навколо кутів кратних $\pm 90^\circ$, які характеризують максимальні значення фазового набігу наприкінці тактового інтервалу саме для моментів переходу миттєвого значення частоти радіосигналу від одного дискретного значення до іншого.

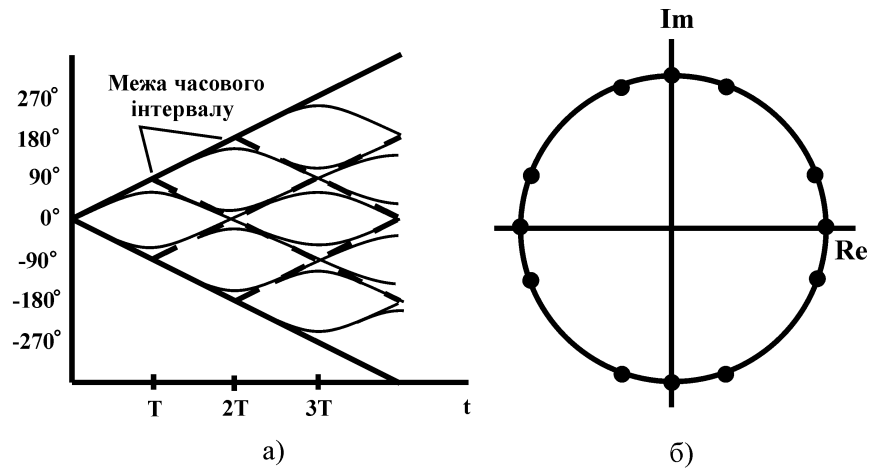


Рисунок 1.15 – Фазова траєкторія і сигнальне сузір'я для методу GMSK

З спектральної точки зору введення ГФНЧ дозволило звузити головну пелюстку спектра, але головним наслідком виступає суттєве зменшення рівня бічних пелюсток спектра порівняно з методом MSK, що буде продемонстровано у другому розділі.

Отримати аналітичний вираз для енергетичного спектру сигналу GMSK подібно до методу MSK (1.28) не представляється можливим, оскільки навіть визначення спектральної щільності вимагатиме обчислення інтегралу від функції erf , яка визначається інтегралом ймовірності. Як відомо, обчислення такого інтегралу не має рішення в аналітичному виді, тому оцінка спектру сигналу GMSK можлива тільки шляхом комп'ютерного моделювання.

2 МОДЕЛІ МОДУЛЯТОРІВ В ОСНОВНІЙ СМУЗІ ЧАСТОТ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО СПЕКТРУ СИГНАЛІВ З ЦИФРОВОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

З проведеного у першому розділі аналізу випливає, що визначення енергетичного спектру для сигналів MSK вимагає достатньо складних математичних обчислень, а визначення аналітичного виразу для оцінки енергетичного спектру GMSK сигналу принципово неможливе.

Тому для більш ефективного опанування показників частотної (спектральної) ефективності методів модуляції у навчальному процесі доцільно розробити достатньо прості моделі модулаторів, які дозволять оперативно отримувати спектральні характеристик для різних методів з можливістю їх порівняння.

Такі моделі частотних модулаторів пропонується реалізувати на базі потужного комплексу MATLAB®, який має достатньо гнучкий набір інструментів і зокрема блоки Simulink® і CommunicationsToolbox™ та інші, які дозволяють наочно отримати енергетичні спектри в основній смузі частот для різновидів сигналів з цифровою частотною модуляцією – FSK, MSK і GMSK.

2.1 Модель модулатора FSK основній смузі частот

Для створення моделі модему FSK модулатора пропонується така послідовність моделювання.

2.1.1 Відкрити середовище Matlab. На екрані з'явиться вікно з панеллю інструментів Matlab (рис. 2.1).

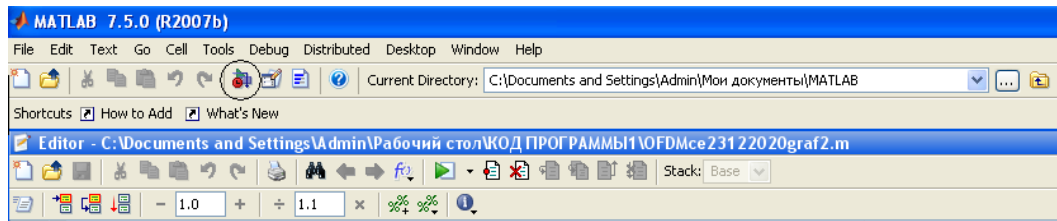


Рисунок 2.1 – Вікно панелі інструментів Mathlab

За допомогою позначеної на рис .2.1 кільцем піктограми  запустити блок моделювання Simulink

2.1.2 Сформувати в обраній директорії нову модель і зберегти її під ім'ям FSK (рис. 2.2).

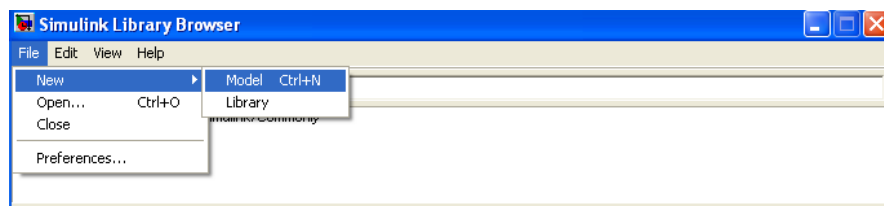


Рисунок 2.2 – Створення нової моделі

2.1.3 В бібліотеці функціональних блоків Simulink Library Browser відкрити набір телекомунікаційних інструментів Communication Blockset.

У відкритшомуся вікні за шляхом Comm Sources/Random Data Sources обрати джерело випадкових даних (рис. 2.3, рис. 2.4).

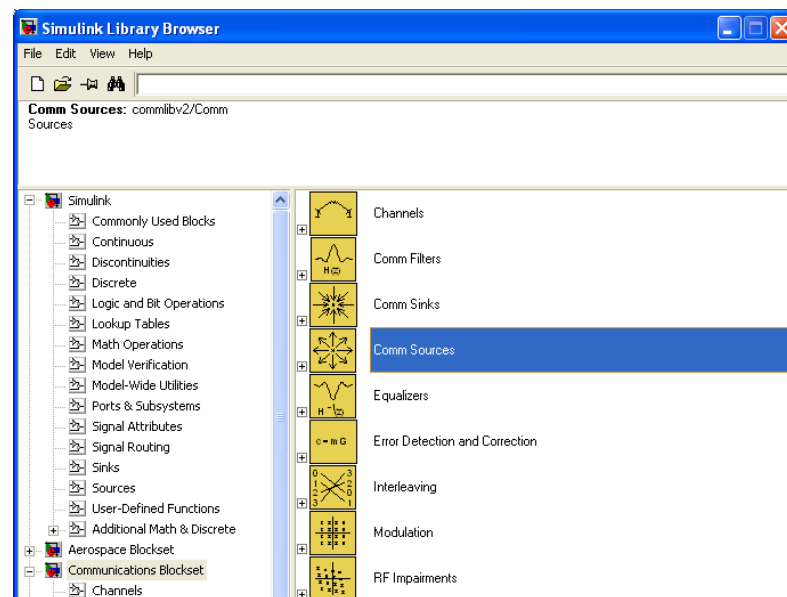


Рисунок 2.3 – Вибір джерела сигналу з піддиректорії Comm Source

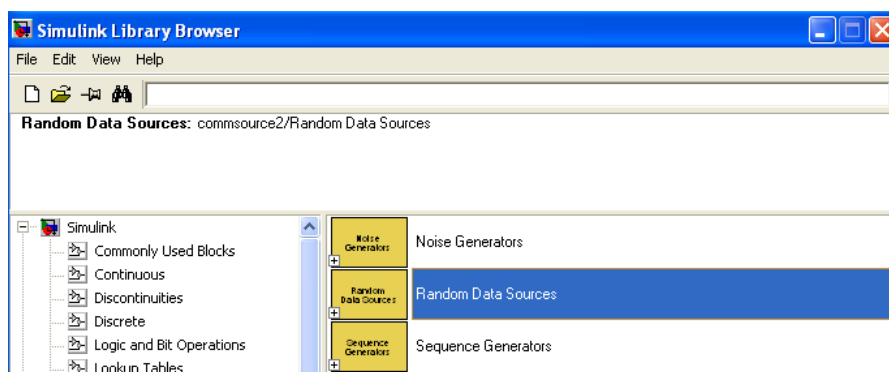


Рисунок 2.4 – Вибір джерела сигналу з піддиректорії Random Data Source

Серед можливих варіантів випадкового джерела сигналу обрати генератор випадкових цілих чисел (рис. 2.5) Random Integer Generator.

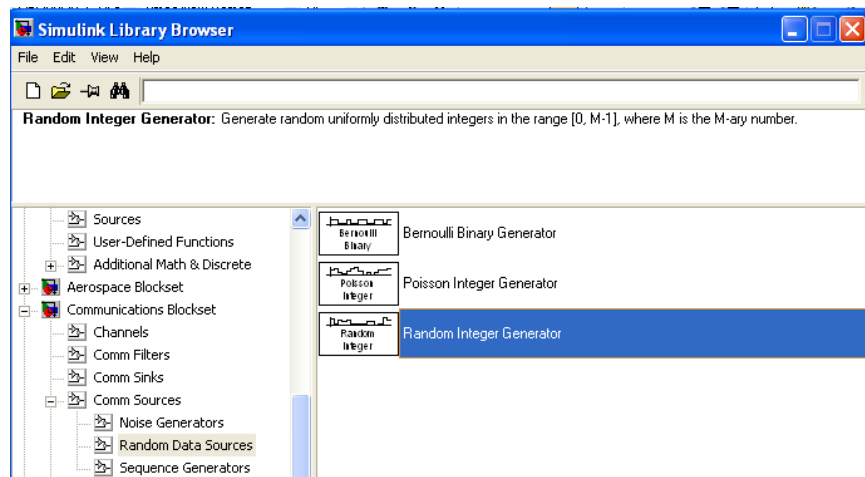


Рисунок 2.5 – Вибір генератора випадкових цілих чисел

Перетягнути блок Random Integer Generator генератора до поля створеної моделі FSK. (рис. 2.6).

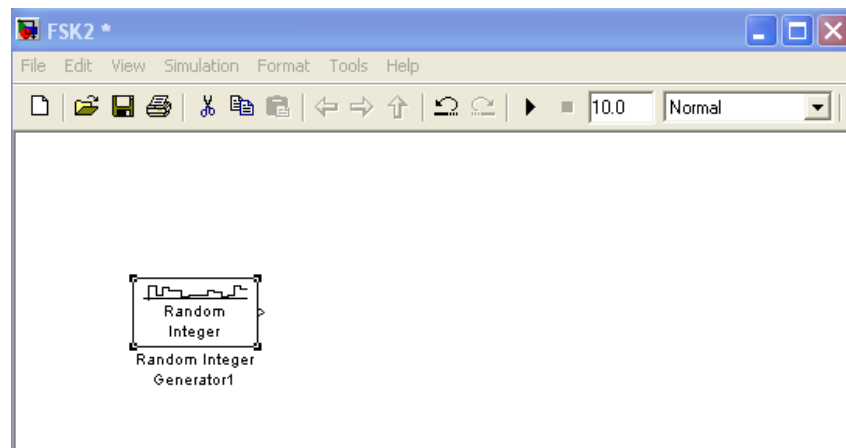


Рисунок 2.6 – Перший крок формування моделі

2.1.4 Подвійним натисканням лівої кнопки “миші” на блок Random Integer Generator викликати вікно завдання параметрів генератора. Задати параметри генератора відповідно до рисунку 2.7.

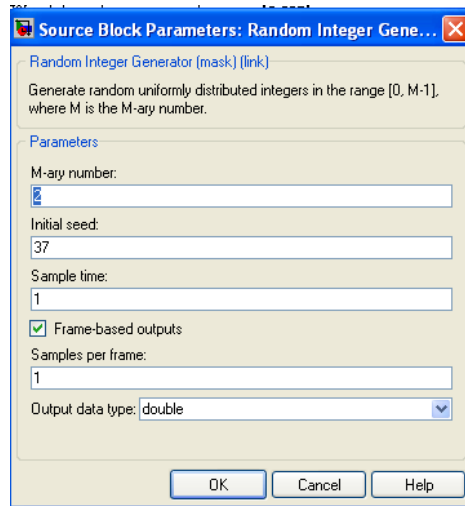


Рисунок 2.7 – Вікно завдання параметрів генератора випадкових чисел

Оскільки розглядається двійкова частотна маніпуляція, то значення M задається рівним 2. При цьому генератор генерує рівномірно розподілені числа у діапазоні $[0,1]$. Параметр Sample time задає тривалість модулюючого імпульсу (задаємо нормоване значення 1).

2.1.5 У директорії Communication Blockset/ обрати піддиректорію Modulation і відкрити її. (рис. 2.8). У відкритшомуся вікні задати піддиректорію Digital Baseband Modulation (рис. 2.9). За таким вибором реалізується симуляція цифрових видів модуляції для відеосигналів (або в основній смузі частот – без перенесення на радіочастоту).

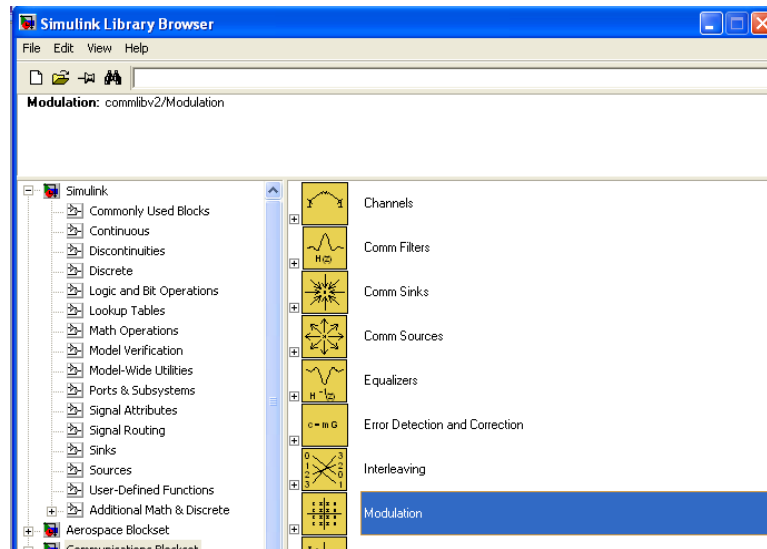


Рисунок 2.8 – Вибір виду модуляції з блоку Modulation

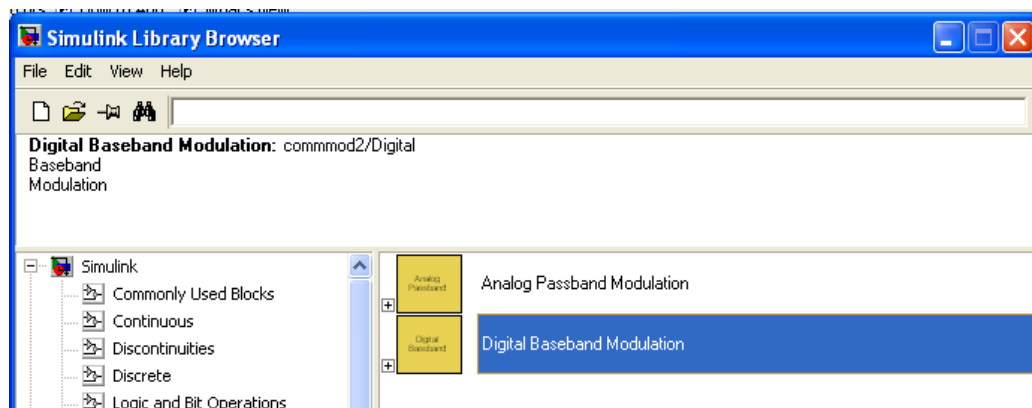


Рисунок 2.9 – Вибір цифрової модуляції в основній смузі частот

Після натискання на блок Digital Baseband Modulation відкривається вікно з набором різновидів цифрової модуляції. Обрати блок частотної модуляції FM (Frequency Modulation) (рис. 2.10).

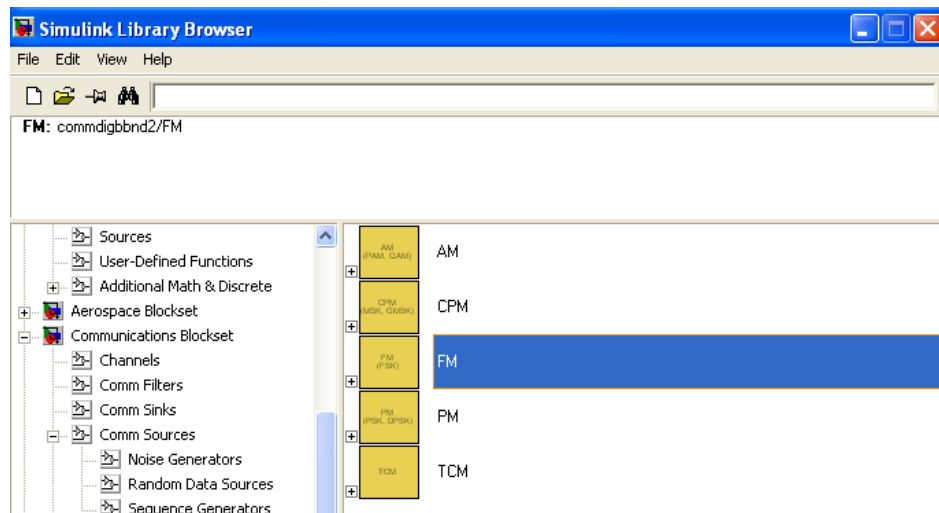


Рисунок 2.10 – Вибір блоку цифрової частотної модуляції FM

2.1.6 Вибрати тип модулятора для побудови моделі. Для цього відкрити блок FM натисканням лівої кнопки “миші”. Як видно (рис. 2.11), блок FM містить моделі модулятора і демодулятора в основній смузі частот для методів багатопозиційної цифрової маніпуляції M-FSK. Обрати функціональний вузол модулятора M-FSK Modulation Baseband.

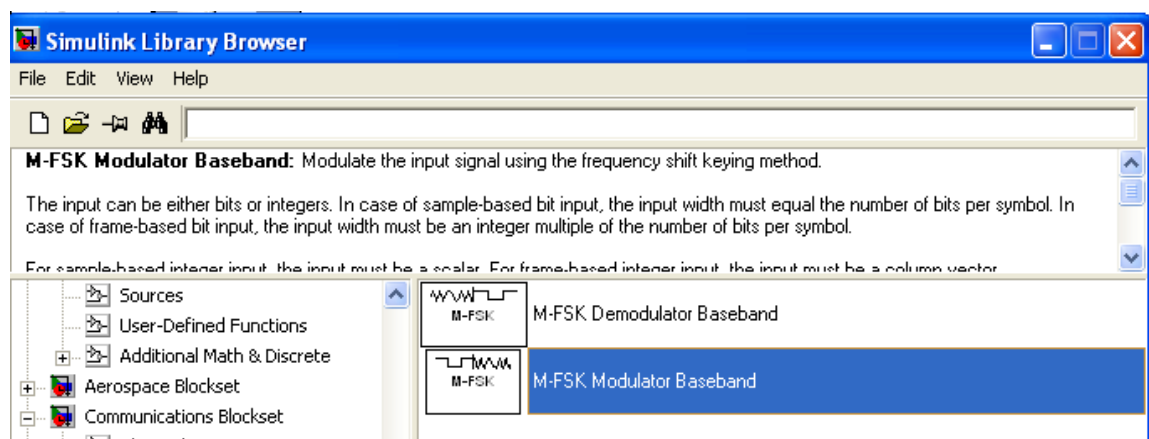


Рисунок 2.11 – Вибір модулятора M-FSK

Перетягнути блок M-FSK до поля нової моделі. Підключити вихід генератора до входу блоку M-FSK (рис. 2.12).

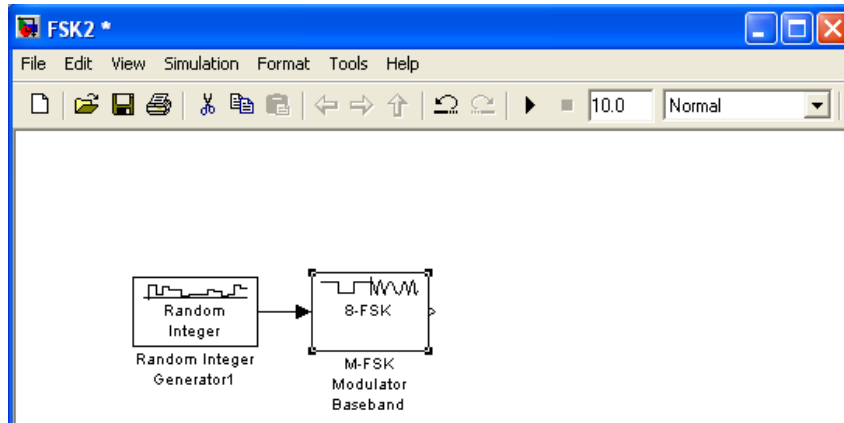


Рисунок 2.12 – Другий етап формування моделі модулятора FSK

Як видно з рисунку 2.12, початкова конфігурація моделі функціонального вузла в M-FSK відповідає методу восьмипозиційної частотної маніпуляції. Натисканням лівої кнопки “миші” на блок задати параметри блоку M-FSK відповідно до технічного завдання.

Оскільки необхідно створити модель для бінарної частотної маніпуляції FSK, то параметри блоку M-FSK необхідно обрати відповідно до рис.2.13.

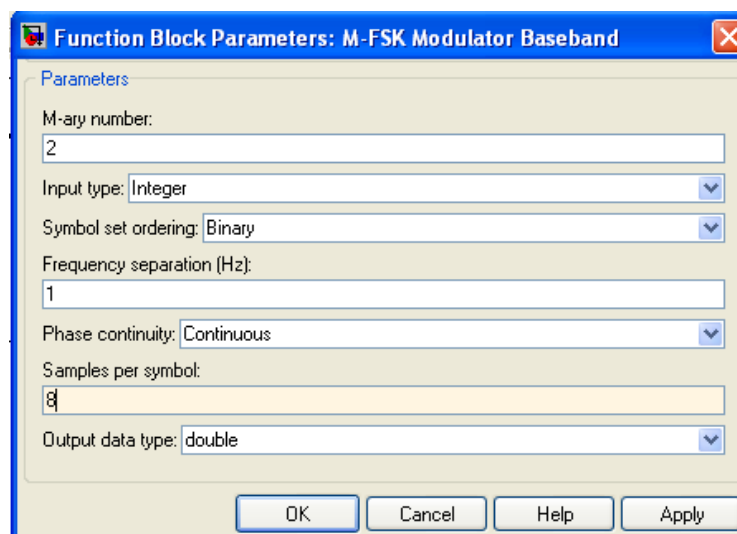


Рисунок 2.13 – Завдання параметрів функціонального вузла M-FSK

У цьому полі важливим є вибір кількості дискретних значень частоти, для FSK, очевидно, $M = 2$ – це задається параметром M-ary number.

Другим важливим параметром блоку виступає параметр Frequency separation – він задає відстань між тонами модулюючого сигналу $\Delta f = f_b - f_n$, відповідно, визначає значення індексу модуляції $h = \Delta f / F$. Оскільки під час завдання параметрів генератора випадкових цілих чисел параметр Sample time задано рівним 1, то при завданні рознесення частот рівним 1 (згідно з рис. 2.13) значення індексу модуляції для першого варіанту моделювання рівняється $h = 1$.

Підтвердити завдання параметрів блоку 2-FSK натисканням кнопки “OK”. Модель модулятора FSK на цьому етапі набуває такого вигляду (рис. 2.14).

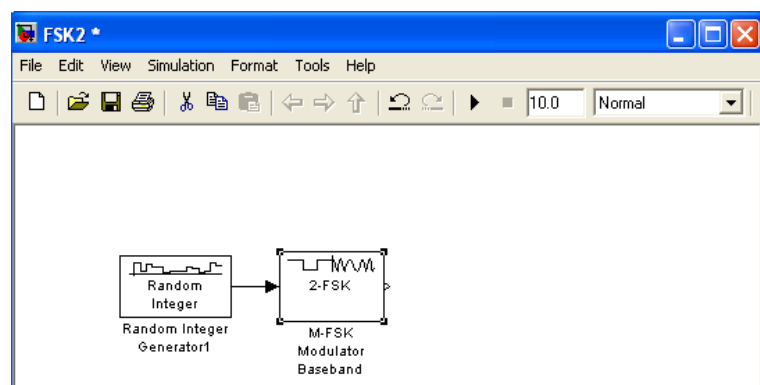


Рисунок 2.14 – Формування моделі модулятора BFSK

2.1.7 Підключити до виходу моделі 2-FSK аналізатор спектра. З цією метою переходимо знову до браузера бібліотеки Simulink Library Browser в якому необхідно обрати директорію **Signal processing blockset** (рис. 2.15).

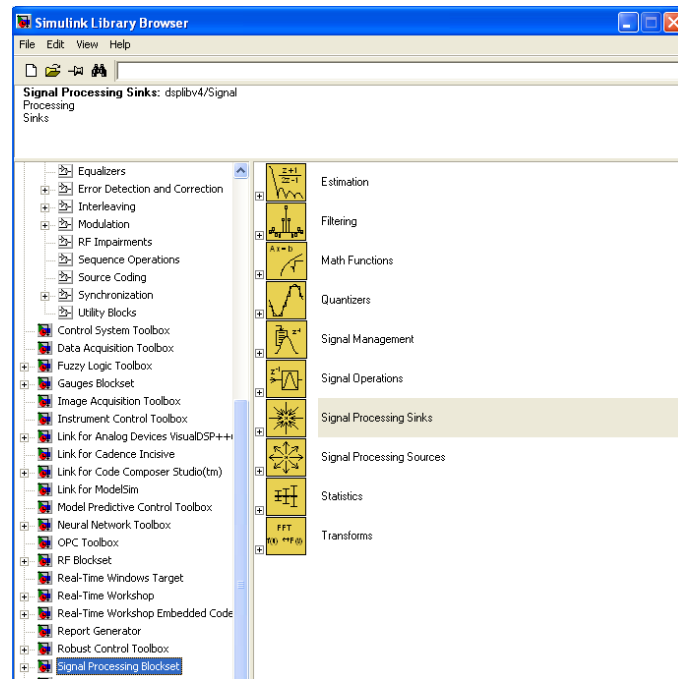


Рисунок 2.15 – Вікно директорії Signal Processing Blockset

У представленому наборі процедур обрати піддиректорію Signal Processing Sinks (рис.2.15). У відкритшомуся вікні обрати блок Spectrum Scope (рис. 2.16).

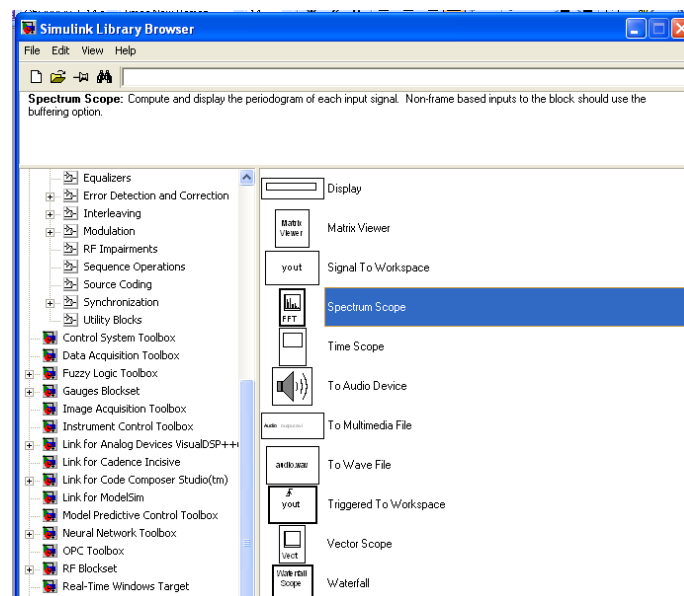


Рисунок 2.16 – Вибір блоку аналізатора спектра

Перетягнути блок Spectrum Scope до повної моделі FSK модулятора.
З'єднати вихід блоку 2-FSK з входом аналізатора спектру (рис. 2.17).

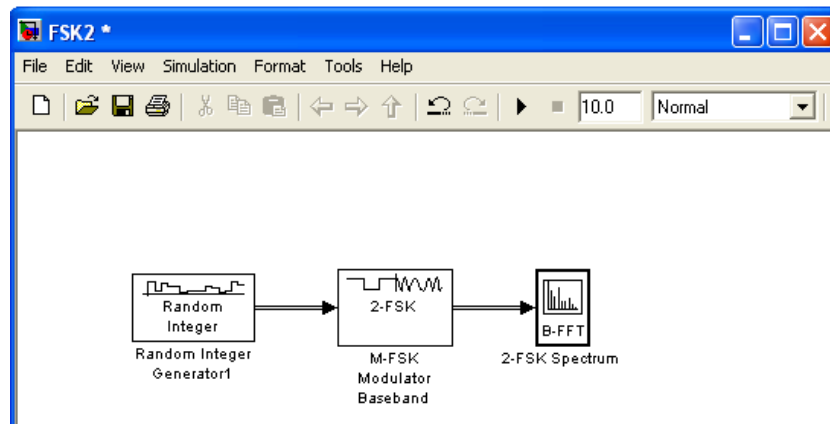


Рисунок 2.17 – Останній етап формування моделі модулятора BFSK

2.1.8 Натисканням на блок B-FFT задати параметри аналізатора спектра у полі Scope properties (властивості осцилографа) відповідно до рис. 2.18.

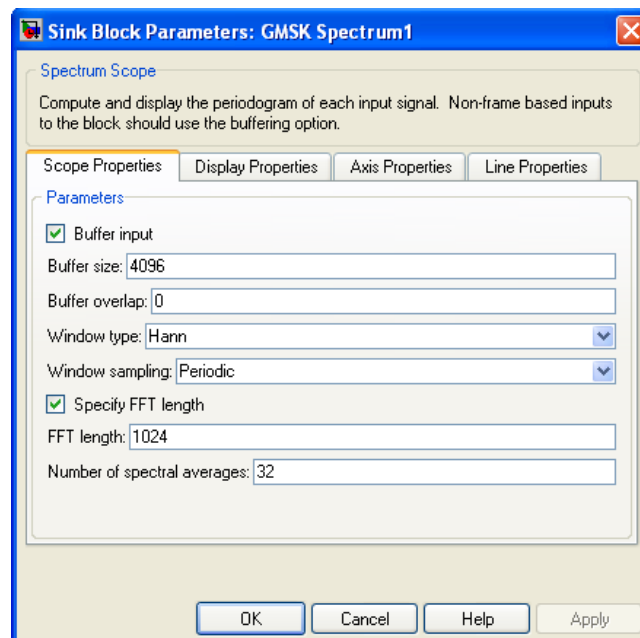


Рисунок 2.18 – Завдання властивостей осцилографа

Підтвердити завдання параметрів Scope properties натисканням на кнопку “OK”.

Відкрити поле Display properties. Задати параметри дисплею відповідно до рис. 2.19.

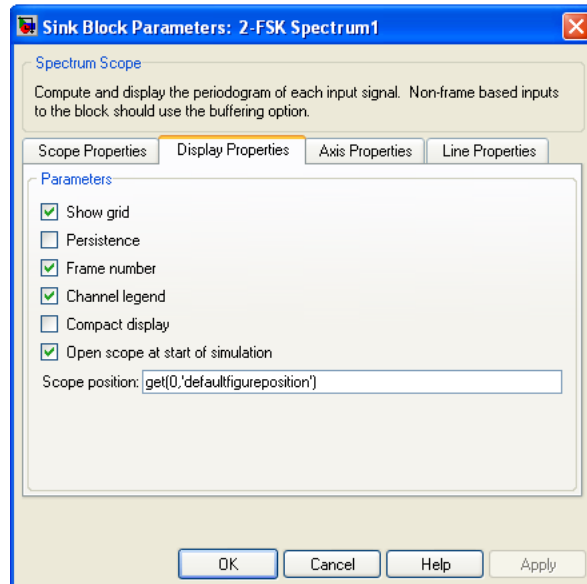


Рисунок 2.19 – Завдання параметрів поля Display properties

Підтвердити завдання параметрів Display properties натисканням на кнопку “OK”.

Відкрити поле Axis properties і налаштувати вивід результатів згідно з рисунком 2.20.

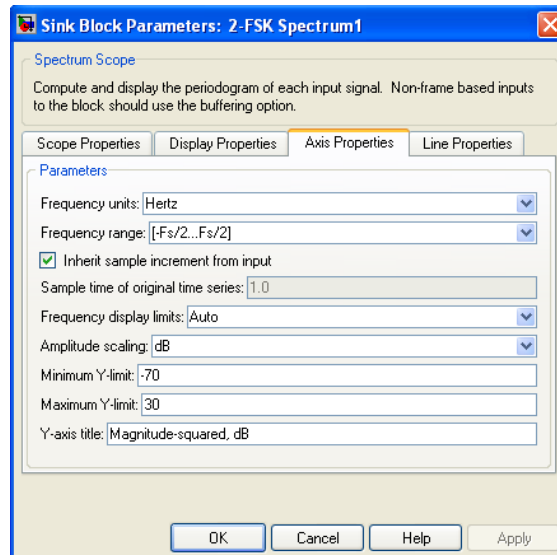


Рисунок 2.20 – Завдання параметрів поля Axis properties

При завданні параметрів вісей необхідно звернути увагу на останній рядок. Оскільки за технічним завданням цікавить саме енергетичний спектр, то по осі ординат задано вивід значення амплітуди у квадраті, що відповідно до проведеного у першому розділі аналізу (вираз 1.27) дозволить сформувати на дисплеї саме енергетичний спектр FSK сигналу. Підтвердити завдання параметрів Display properties натисканням на кнопку “OK”.

2.1.9 Останнім етапом формування моделі FSK модулятора в основній смузі частот є конфігурація параметрів моделювання. Для цього необхідно на полі моделі натиснути кнопку Simulation і у відкритшомуся вікні обрати Configuration Parameters (рис. 2.21).

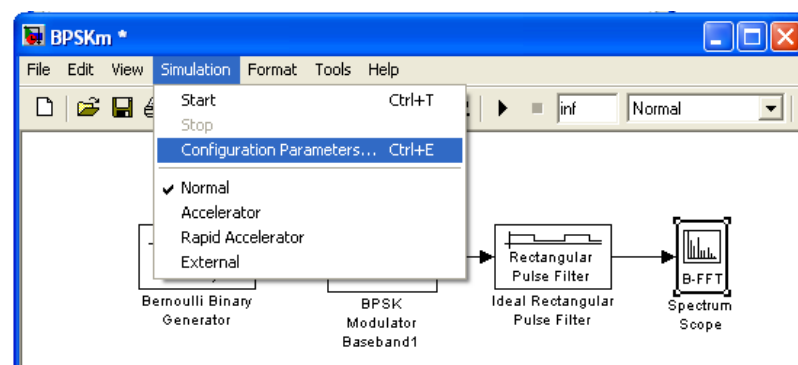


Рисунок 2.21 – Завдання конфігурації обчислень

Параметри конфігурації задати згідно з рис. 2.22.

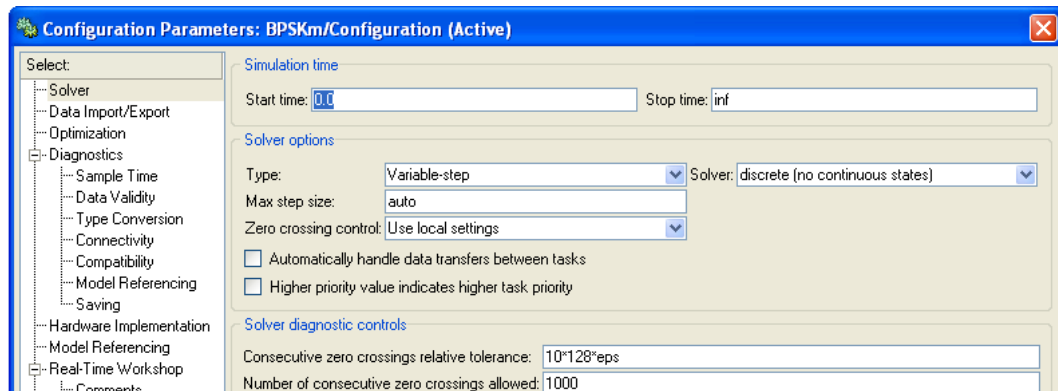


Рисунок 2.22 – Завдання параметрів конфігурації

Обов'язково задати для вирішуючого пристрою Solver опцію discrete (no continuous states), а в рядку Stop time задати опцію – inf (нескінченість). За такою конфігурацією параметрів вивід результатів моделювання буде надаватися неперервно до закінчення симуляції.

2.1.10 Запустити симуляцію (опція Start або піктограма, яка помічена кільцем. на рис. 2.23).

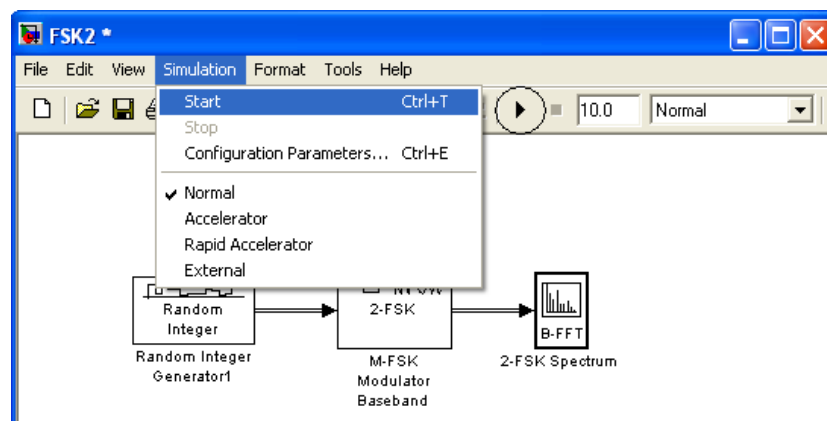


Рисунок 2.23 – Запуск моделювання

Результатом симуляції виступає енергетичний спектр сигналу з бінарною FSK маніпуляцією з індексом модуляції $h = 1$ (рис. 2.24).

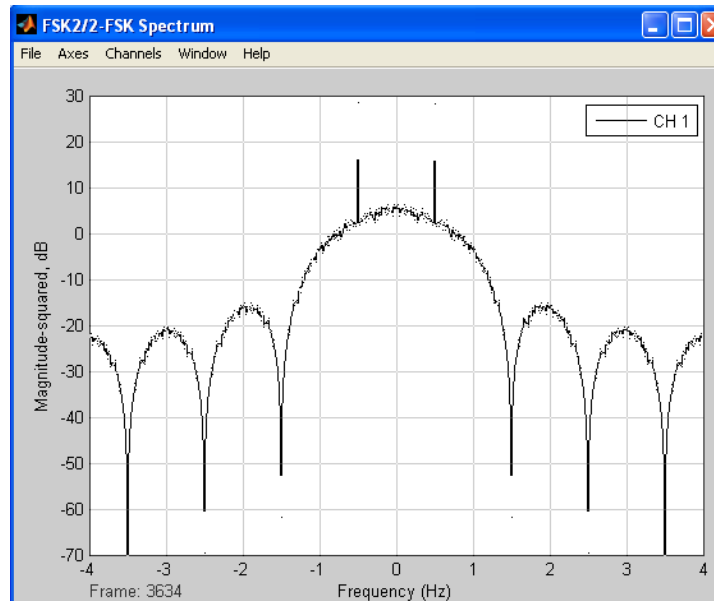


Рисунок 2.24 – Енергетичний спектр сигналу FSK в основній смузі частот при значенні індекса модуляції $h = 1$

В отриманому спектрі необхідно звернути увагу на піки спектру, які визначаються саме параметром Frequency separation – тобто рознесенням частот f_B і f_H .

Для припинення моделювання натиснути кнопку Stop.

2.1.11 Збільшити індекс частотної модуляції до значення $h = 2$. Для цього необхідно на полі моделі відкрити функціональний вузол 2-FSK і задати значення параметра Frequency separation рівним 2. При цьому індекс модуляції збільшиться до значення $h = 2$. Запустити симуляцію. Енергетичний спектр коливань FSK сигналу при значенні індексу модуляції $h = 2$, зображено на рисунку 2.25.

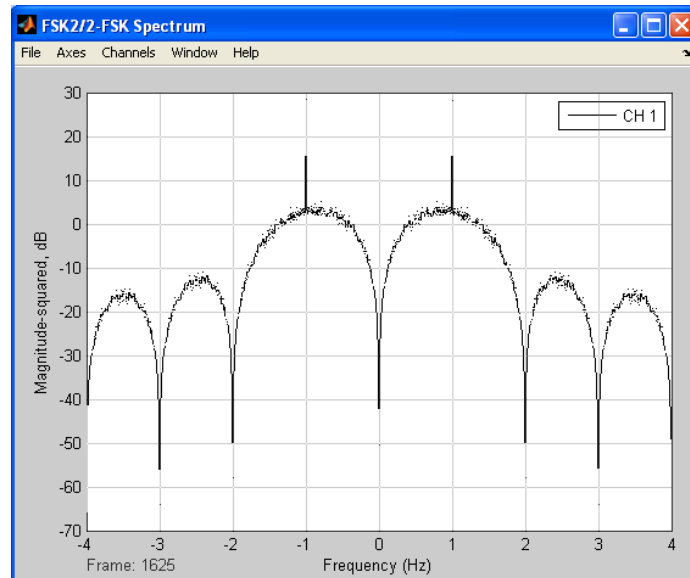


Рисунок 2.25 – Енергетичний спектр сигналу FSK в основній смузі частот при значенні індексу модуляції $h = 2$

Також, можна відзначити що відстань між піками спектра відповідає відстані між верхньою і нижньою частотою маніпуляції.

Порівняння отриманих енергетичних спектрів при різних значеннях індексу модуляції (рис. 2.24, рис. 2.25) свідчить, що ширина спектра FSK сигналу пропорційна значенню індексу модуляції, який в, свою чергу, визначається рознесенням між верхньою і нижньою дискретними значеннями частот.

Тому вибір відстані між визначеними частотами відіграє важливу роль під час вибору параметрів модуляції з точки зору частотної ефективності системи зв'язку і, зокрема, значення $\Delta f_{99\%}$.

2.1.12 Зменшити індекс частотної модуляції до значення $h = 0,5$. Подібно до попереднього пункту на полі моделі відкрити функціональний вузол 2-FSK і задати значення параметра Frequency separation рівним 0,5. При цьому індекс модуляції зменшиться до значення $h = 0,5$.

Відповідно до проведеного у першому розділі аналізу таке значення індексу модуляції практично відповідає реалізації методу MSK на базі ГКН.

Запустити симуляцію. Енергетичний спектр коливань FSK сигналу при значенні індексу модуляції $h = 0,5$, зображено на рис. 2.26.

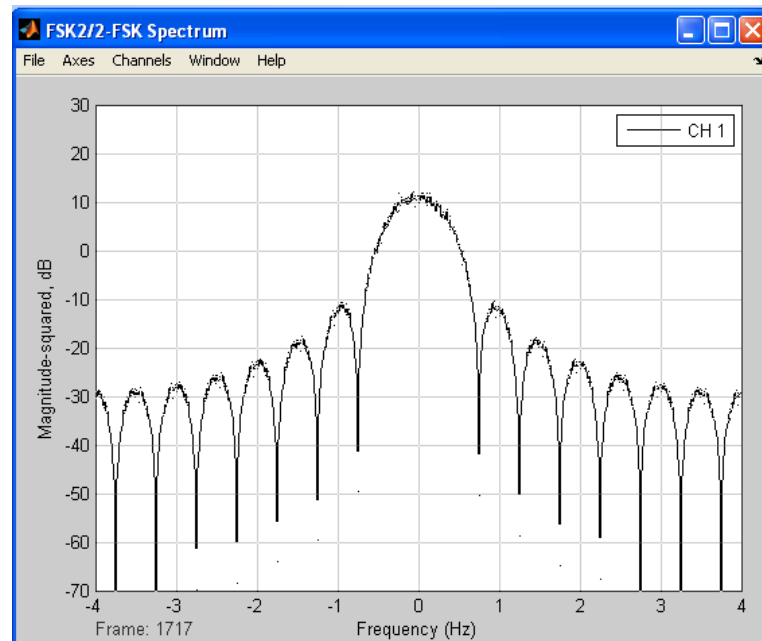


Рисунок 2.26 – Енергетичний спектр сигналу FSK в основній смузі частот при значенні індексу модуляції $h = 0,5$

Порівняння енергетичних спектрів з індексами модуляції $h = 0,5$, $h = 1$, $h = 2$ свідчить, що найбільш компактний спектр, що проявляється як у ширині головної пелюстки, так і у швидкості спадання бічних пелюсток характерне саме для значення $h = 0,5$, яке характерне для методу MSK.

2.2 Моделі модуляторів MSK і GMSK сигналів в основній смузі частот

На першому етапі створення моделі подібно до моделі FSK модулятора після запуску блоку моделювання Simulink необхідно створити файл нової моделі і зберегти її під ім'ям GMSK.

2.2.1 За допомогою Simulink Library Browser відкрити набір телекомунікаційних інструментів Communication Blockset.

За шляхом Comm Sources/Random Data Sources обрати як джерело сигналу генератор випадкових цілих чисел Random Integer Generator. І перетягнути цей вузол до поля нової моделі (рис. 2.27).

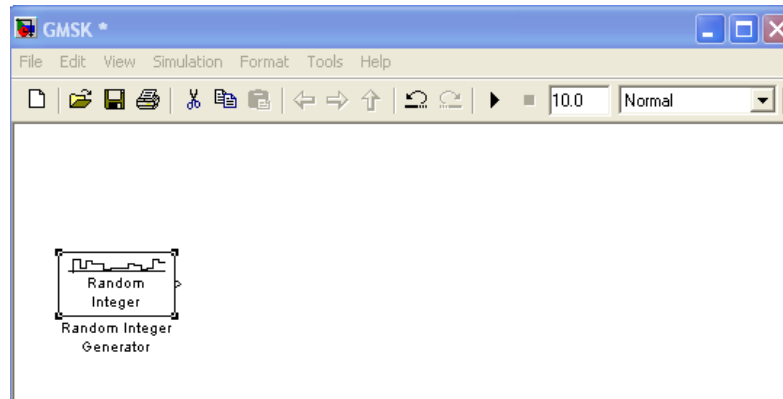


Рисунок 2.27 – Перший крок формування повної моделі GMSK

Задати параметри генератора (рис.2.28).

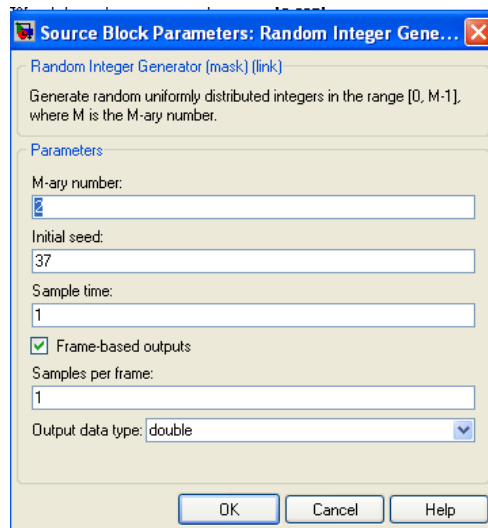


Рисунок 2.28 – Вибір параметрів генератора випадкових чисел

Підтвердити завдання параметрів генератора.

2.2.2 Реалізувати перетворення модулюючого формату до формату NRZ.

Запропонована у параграфі 2.1 модель модулятора FSK в основній смузі частот містить функціональний вузол 2-FSK, для якого передбачено, що вхідними даними повинні бути додатні цілі числа і явного перетворення NRZ від моделі не вимагалось. Реалізовані у Matlab моделі модуляторів MSK і GMSK вимагають, щоб вхідними даними були двохполярні відліки, то, у повній моделі практично необхідно відобразити NRZ перетворення.

Тому, на відміну від повної моделі FSK модулятора (параграф 2.1) наступним кроком побудови моделі є перехід від однополярного до двохполярного вхідного сигналу.

Для цього необхідно відкрити директорию Communication Blockset і вибрати піддиректорию Utility Blocks (рис. 2.29).

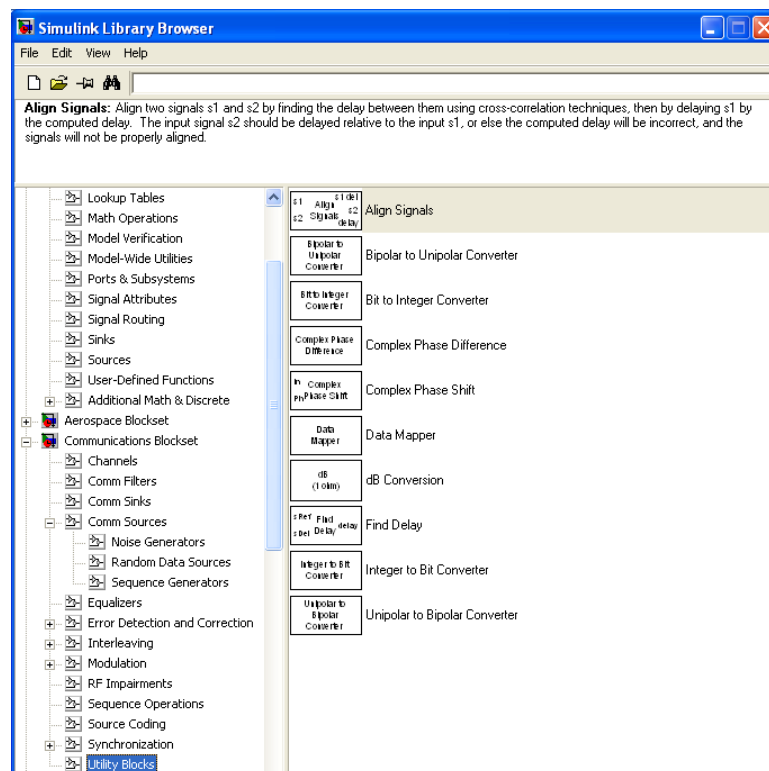


Рисунок 2.29 – Вибір піддиректорії Utility Blocks

У наборі утиліт піддиректорії Utility Blocks вибрати блок Unipolar to Bipolar Converter (рис. 2.30).

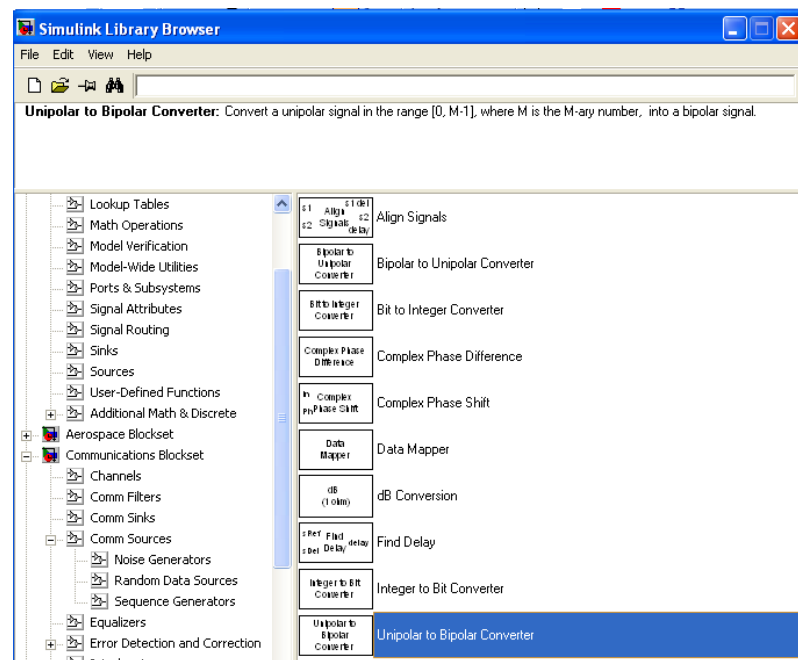


Рисунок 2.30 – Вибір конвертера для перетворення однополярної послідовності до двохполярної

Перетягнути його до поля моделі GSMK. Підключити вихід джерела випадкових цілих чисел до входу конвертера (рис. 2.31).

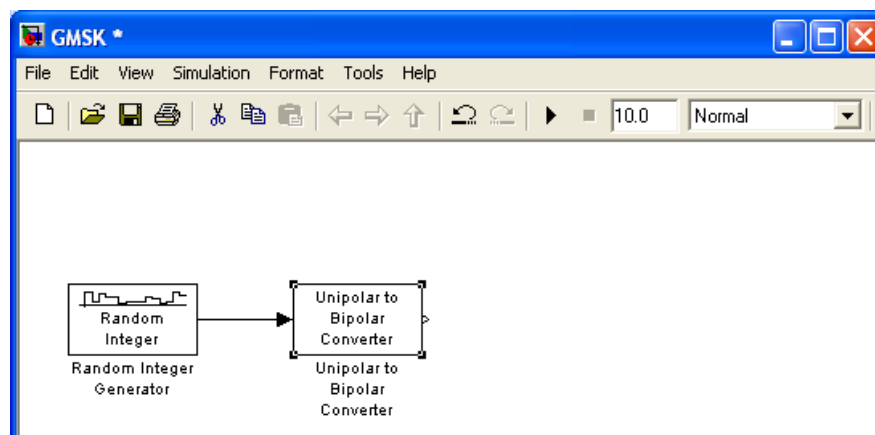


Рисунок 2.31 – Додавання конвертера до повної моделі

Задати параметри конвертера у відповідності з рис. 2.32.

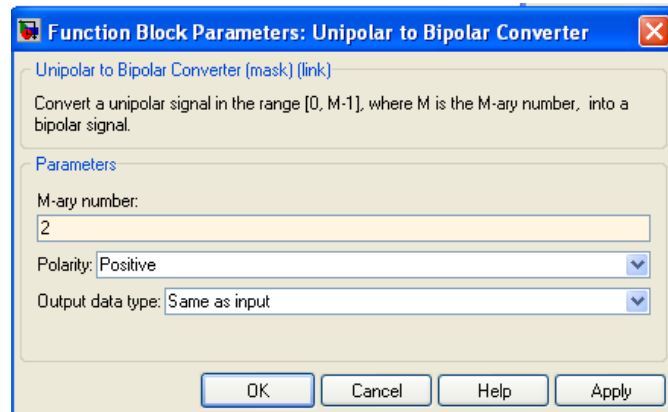


Рисунок 2.32 – Вибір параметрів конвертера

Підтвердити вибір параметрів.

2.2.3 Додати до повної моделі модель модулятора MSK . Для цього за шляхом Communication Blockset/ Modulation/ Digital Baseband Modulation вибрати блок CPM (рис. 2.33).

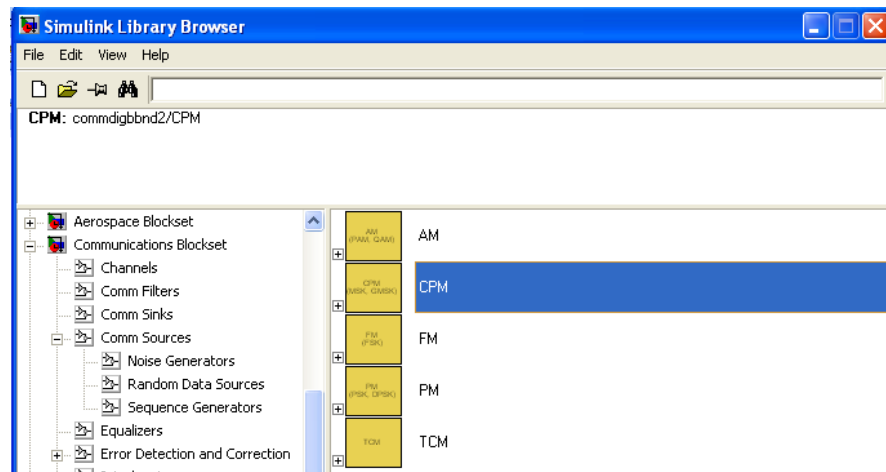


Рисунок 2.33 – Вибір блоку CPM

Відкрити вміст цього блоку (рис. 2.34).

Як видно з аналізу рисунку 2.34, цей блок містить набір моделей модуляторів і демодуляторів, які забезпечують неперервність фази (Continuous Phase Modulation).

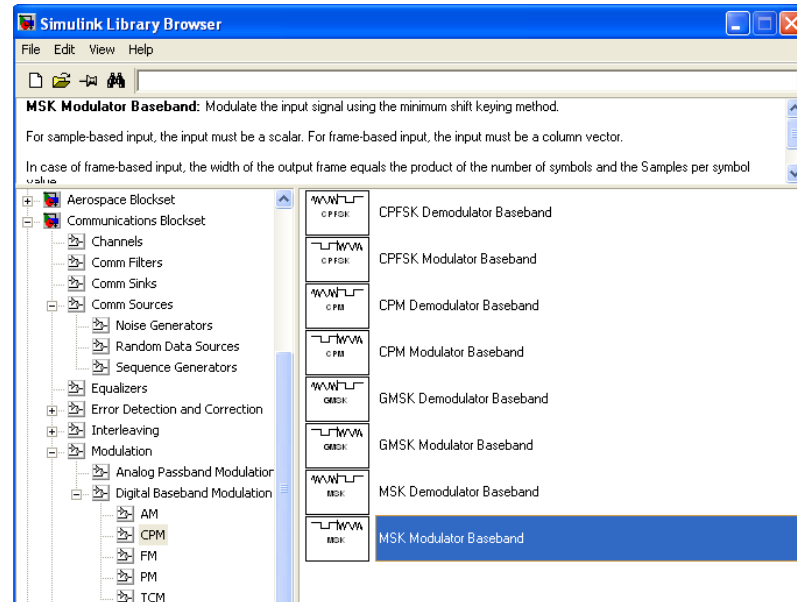


Рисунок 2.34 – Набір моделей модуляторів і демодуляторів для видів модуляції з наперервною зміною фази

Для першого варіанту моделювання спочатку оберемо модель вузла MSK Modulator Baseband (рис. 2.34).

Перетягнути цей вузол до поля повної моделі (рис. 2.35).

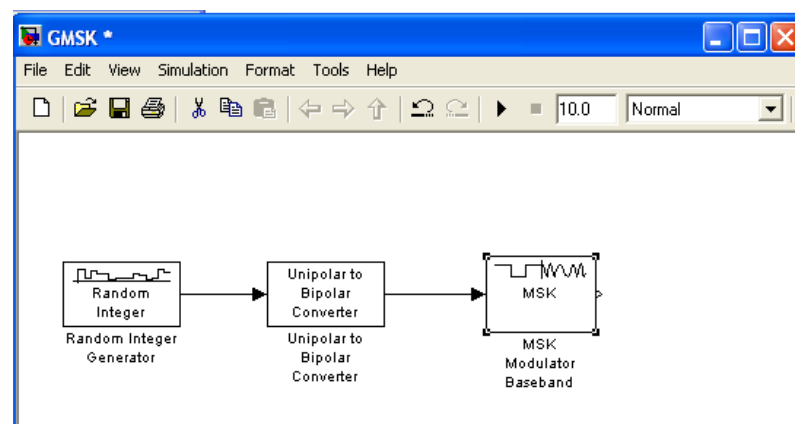


Рисунок 2.35 – Додавання до повної моделі функціонального вузла MSK Modulator Baseband

Задати параметри модулятора MSK Modulator Baseband відповідно до рис. 2.36.

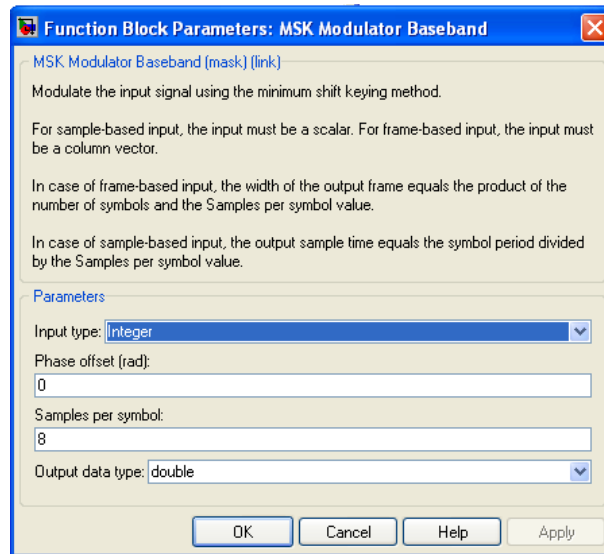


Рисунок 2.36 – Вибір параметрів моделі MSK Modulator Baseband

Підтвердити вибір параметрів.

2.2.4 Додати до повної моделі блок модулятора GMSK. Для цього у тому ж самому блоці СРМ обрати функціональний вузол GMSK Modulator Baseband і перетягнути його до поля повної моделі. Правою кнопкою “миші” реалізувати відгалуження від виходу конвертера до входу вузла GMSK (рис. 2.37).

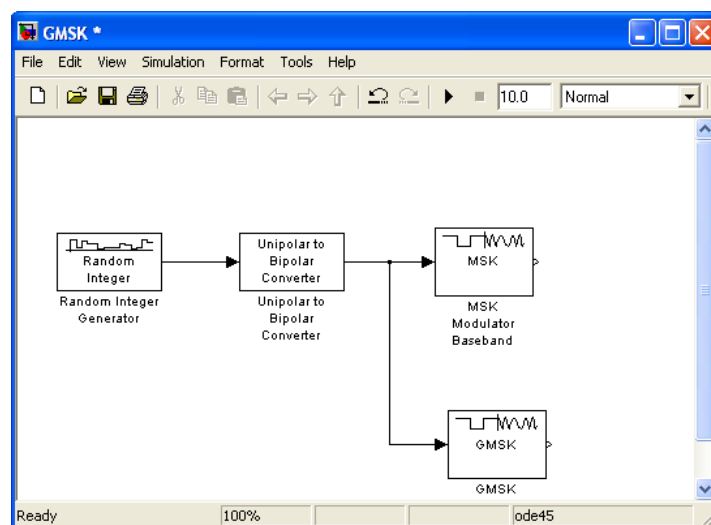


Рисунок 2.37 – Додавання моделі функціонального вузла GMSK до повної моделі

Задати параметри функціонального вузла GMSK відповідно до рис. 2.39.

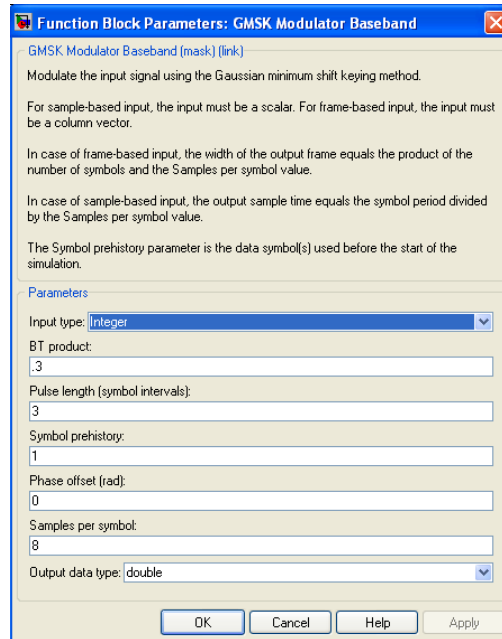


Рисунок 2.39 – Вибір параметрів моделі GMSK

Підтвердити вибір параметрів.

2.2.5 Додати до виходів функціональних вузлів MSK і GMSK блоки аналізаторів спектру (рис. 2.40). Параметри аналізатора спектра обрати повністю тотожними повній моделі методу FSK (п.2.1.8).

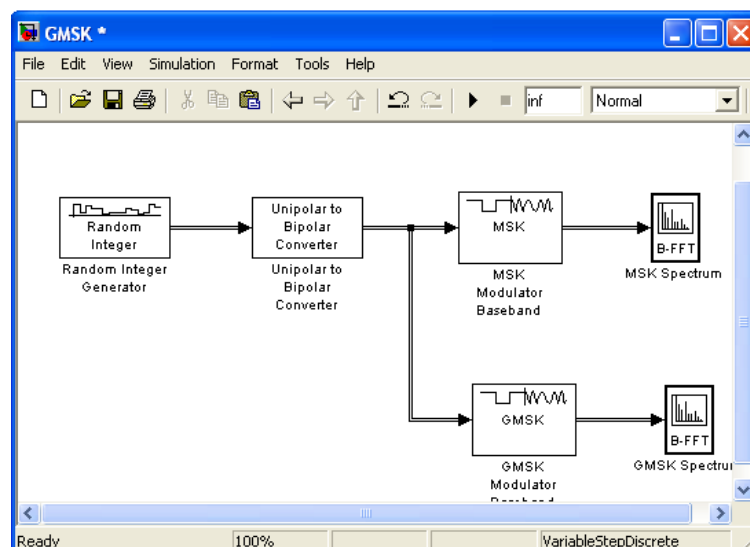


Рисунок 2.40 – Повна модель модуляторів MSK і GMSK сигналів для дослідження енергетичного спектру

2.2.6 Для запуску моделі необхідно провести конфігурацію параметрів моделювання відповідно до п. 2.1.9.

2.2.7 Запустити симуляцію. В результаті моделювання одночасно виводяться графіки енергетичних спектрів MSK (рис. 2.41) і GMSK (рис. 2.42).

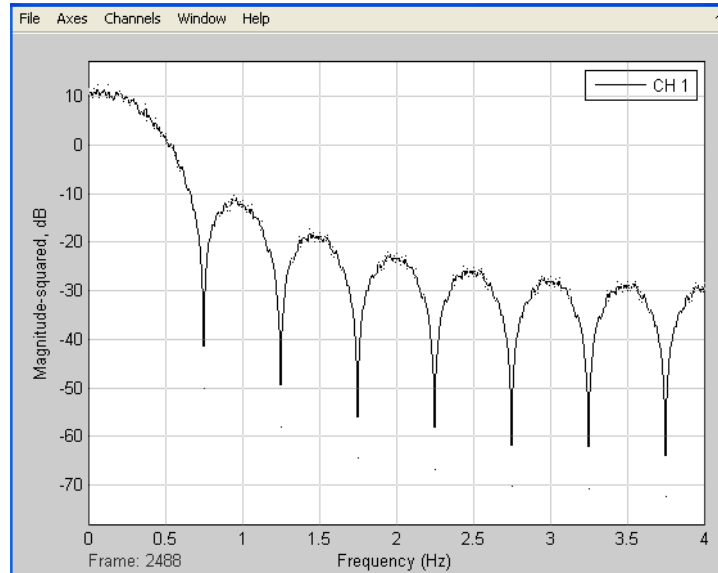


Рисунок 2.41 – Енергетичний спектр MSK сигналу

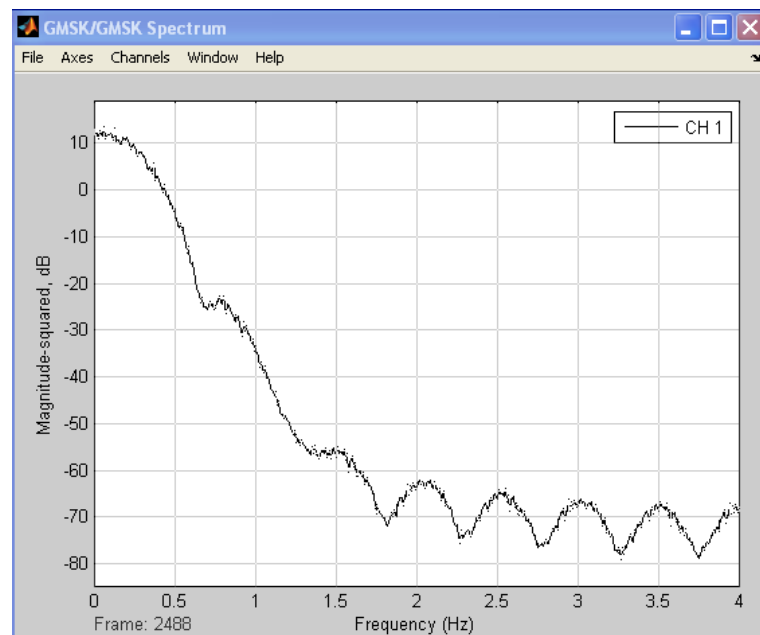


Рисунок 2.42 – Енергетичний спектр GMSK сигналу

ВИСНОВКИ

Запропоновані у бакалаврській роботі моделі модуляторів для дослідження енергетичних спектрів сигналів з різновидами цифрової частотної маніпуляції можуть бути запроваджені у навчальний процес. Вони дозволяють наочно швидко проводити порівняння якісних і кількісних спектральних характеристик різних методів модуляції.

Результати моделювання свідчать про адекватність запропонованих моделей, оскільки отримані енергетичні спектри повністю відповідають теоретичному аналізу.

Порівняння спектрів свідчить, про важливість вибору відстані між дискретними значеннями частот з точки зору компактності спектру. Тому перехід до методу MSK дозволяє суттєво покращити характеристики методу FSK саме через оптимальний вибір індексу модуляції.

Ще більш наявно відображується на енергетичному спектрі ефективність введення до модулятора GMSK гаусівського ФНЧ – відбувається суттєве зменшення рівня бічних пелюсток, що і забезпечило практичне застосування методу GMSK у стандарті GSM.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Климаш М.М. Проектування ефективних систем безпроводного зв'язку [Текст] / М.М. Климаш, В.О. Пелішок. – Львів, 2010. – 231 с.
2. 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.
3. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: Навчальний посібник. [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров. – Запоріжжя, 2007. – 375 с.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра [Текст] / К. Феер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
5. Беллами Дж. Цифровая телефония [Текст] / Дж. Беллами; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр; пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.