

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМ. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”
Факультет електроніки
Кафедра електронної інженерії

До захисту допущено

Завідувач кафедри

В. І. Тимофеев

“ ” _____ 20__ р.

Дипломна робота

освітнього рівня «бакалавр»

за спеціальністю 153 мікро- та наносистемна техніка

на тему: Генерація та аналіз радіочастотних сигналів системи Wi-Sun

Виконав студент 4 курсу, групи ДМ-91

Костик Антон Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)



(підпис)

Керівник Проф. каф. ЕІ, доц., д.т.н., Прокопенко Ю.В.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)



(підпис)

Рецензент Проф. каф. ЕПС, Проф., д.т.н., Мельник І.В.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)



(підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає
запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент



(підпис)

Київ - 2023 року
Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

Факультет електроніки
 Кафедра електронної інженерії
 Освітній рівень «бакалавр»
 за спеціальністю 153 мікро- та наносистемна техніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Завідувач кафедри
 В. І. Тимофєєв
 “ _____ ” _____ 20__ р.

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Костик Антон Сергійович
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Генерація та аналіз радіочастотних сигналів системи Wi-Sun

керівник роботи Прокопенко Юрій Васильович, д.т.н., доцент,
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від “30” травня 2023 року № 2063-с

2. Строк подання студентом роботи 13 червня 2023 року

3. Вихідні дані до роботи фізичний рівень DUT (пристрій, що тестується): SUN FSK
PHY(FSK- частотна маніпуляція, PHY- фізичний рівень); діапазон реалізації: 863
МГц, 901-928 МГц; режим роботи: №3 200 кбіт/с

4. Зміст дипломної роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1) Способи маніпуляції в Wi-Sun.

2) Формат даних для передачі інформації в системах Wi-Sun.

3) OFDM.

4) Квадратурний приймач – передавач.







5) Вимірювання радіочастотних характеристик.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд літературного матеріалу стосовно Wi-Sun.	19.04.2023	
2	Вивчення та опрацювання способів маніпуляції, а саме частотної маніпуляції.	23.04.2023	
3	Розглядання формату даних для частотної маніпуляції.	30.04.2023	
4	Розглядання ортогонального частотного мультиплексування.	07.05.2023	
5	Вивчення квадратурних сигналів, квадратурного приймача та передавача.	14.05.2023	
6	Проведення вимірів. Вимірювання модуляційної характеристики, спектру та потужності.	21.05.2023	

Студент



(підпис)

А.С. Костик

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи



(підпис)

Ю.В. Прокопенко

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 61с., 5ч., 6 табл., 34 рис., 32 джерел.

СПОСОБИ МАНІПУЛЯЦІЇ, ЧАСТОТНА МАНІПУЛЯЦІЯ, ВИМІРЮВАННЯ РАДІОЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК.

Об'єктом розгляду роботи є система Wi-Sun. Предмет роботи – аналіз та аналіз радіочастотних характеристик, отриманих за допомогою МТР 300.

Метою роботи є огляд побудови генератора Wi-Sun сигналів для тестування приймачів та вимірювання радіочастотних характеристик передавачів.

Перший розділ включає опис способів маніпуляції в Wi-Sun, також модулятор та демодулятор кожного з них.

Другий розділ містить інформацію про формат даних для передачі інформації, а саме формат даних для FSK.

У третьому розділі ідеться про OFDM. Розглядаються основні принципи генерації сигналу та ортогональність.

Четвертий розділ складається з опису квадратурного сигналу, квадратурного передавача та приймача.

П'ятий розділ полягає у вимірюванні радіочастотних характеристик за допомогою методу частотної модуляції, та мови сі.

ABSTRACT

Explanatory note: 61 p., 5 p., 6 tables, 34 figures, 32 sources.

METHODS OF MANIPULATION, FREQUENCY MANIPULATION, MEASUREMENT OF RADIO FREQUENCY CHARACTERISTICS.

The object of the work is the Wi-Sun system. The subject of work is the analysis and analysis of radio frequency characteristics obtained using the MTP 300.

The purpose of the work is to review the construction of a Wi-Sun signal generator for testing receivers and measuring the radio frequency characteristics of transmitters.

The first section includes a description of the ways of manipulating Wi-Sun, as well as the modulator and demodulator of each of them.

The second section contains information about the data format for transmitting information, namely the data format for FSK.

The third section deals with OFDM. The basic principles of signal generation and orthogonality are discussed.

The fourth section consists of a description of the quadrature signal, quadrature transmitter, and receiver.

The fifth chapter is about measuring radio frequency characteristics using the frequency modulation method and the C language.

The purpose of the first section is to familiarize you with the manipulation methods and how they work. There are quite a few of them, but only a few have been considered, namely frequency shift keying (FSK), 2FSK, 4FSK, phase shift keying (PSK), binary phase shift keying (BPSK), quadrature phase shift keying (QPSK), and octal phase shift keying (OQPSK). In frequency manipulation, information is encoded on the signal carrier by periodically shifting the carrier frequency between several discrete frequencies. In 2-FSK, bits or binary digits are used as input signals and symbols are generated as output. In 4-FSK, bits are used as input signals and symbols

are generated at the output. The difference between 2-FSK and 4-FSK is that in 4-FSK, each symbol carries information about two bits. This allows you to double the data rate compared to 2-FSK modulation. PSK is a manipulation method in which the phase of the carrier signal is changed to represent different symbols or bits of information. PSK is of two types: binary phase-shift keying (BPSK) and quadrature phase-shift keying (QPSK). BPSK uses two phases separated by 180° . BPSK can only modulate data at a rate of 1 bit/symbol, making it incompatible with high-speed data applications. QPSK uses four points in a constellation diagram, spaced evenly around a circle. QPSK can double the data rate compared to BPSK while maintaining the same signal bandwidth. QPSK has an advantage over BPSK because it transmits twice the data rate in a given frequency band. Quadrature phase-shift keying (OQPSK) is a variant of phase-shift keying modulation that uses four different phase values for transmission. OQPSK has smaller amplitude fluctuations because the phase changes are limited to 90° .

The purpose of Section 2 is to describe the frequency-shift keying (FSK) data format. In Wi-Fi systems, information is transmitted in frames (packets) called Physical Protocol Data Unit (PPDU). The PPDU format depends on the type of manipulation. The FSK PPDU (Physical Protocol Data Unit) must support a format that contains such fields as SHR, PHR, PHY payload. The SHR field must follow the format (Preamble, SFD). The Preamble field must contain the length `phyFskPreambleLength`, a multiple of the 8-bit sequence "01010101" for 2-FSK. And for 4-FSK, the Preamble field must contain the value of `phyFskPreambleLength`, a multiple of the 16-bit sequence "0111 0111 0111 0111 0111". For 2-FSK modulation, the SFD (Start of Frame Delimiter) in Wi-SUN must consist of a 2-octet sequence, and for 4-FSK modulation, the SFD must be a 4-octet sequence. Thus, the SFD format for 2-FSK and 4-FSK modulation in Wi-Fi is determined by the specified octet sequences.

The purpose of Chapter 3 is to describe orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). It is based on dividing the available frequency spectrum into several orthogonal subcarriers, each of which carries a separate data stream. OFDM is

based on the well-known method of frequency division multiplexing (FDM). In FDM, different streams of information are mapped to separate parallel frequency channels. Each FDM channel is separated from the others by a frequency guard band, which reduces interference between neighboring channels. A simple OFDM system uses N sinusoidal input signals. Each subcarrier transmits one bit of information, which is reflected by the presence or absence of this subcarrier in the output spectrum. The frequency of each subcarrier is chosen to create an orthogonal set of signals. These frequencies are also known to the receiver for signal recovery. The original data is updated with a period T , which defines the period of the symbol. To maintain orthogonality, T must be the inverse of the subcarrier spacing. An OFDM signal can be described as a set of subcarriers spaced close together in the frequency domain. Each transmitted subcarrier in the frequency domain generates a sinusoidal function spectrum with side lobes that create overlapping spectra between subcarriers.

The purpose of Chapter 4 is to describe quadrature signals and the principle of operation of a quadrature transceiver. A quadrature signal is a two-dimensional signal that can be represented by a complex number composed of in-phase (I) and quadrature (Q) components. They correspond to the real and imaginary parts, or in-phase and quadrature phase. "In-phase" and "quadrature" refer to two sinusoidal signals with the same frequency that are 90° out of phase. Typically, an I-signal is a cosine waveform, and a Q-signal is a sine waveform. I/Q signals are always amplitude modulated, not frequency or phase modulated. In an I/Q modulator, the signals that modulate the I/Q sine waves are not shifted so that they are always positive. A quadrature receiver uses an oscillator and two mixers to reduce the radio wave to low frequencies. Two signals with a 90-degree phase shift are fed to the mixers. The Fourier transform is applied to reduce the frequency of the signal to low values. Both processed signals are then passed through low-pass filters with a cutoff frequency of less than $2\omega_0$. The resulting quadrature and in-phase components are then sampled in an analog-to-digital converter, which converts them into discrete I and Q values. Using these two parameters, we can visualize the resulting point on the phase constellation and obtain

its digital value. In the case of the transmitter, the modulated I and Q values are input to the mixers, which also receive signals from the carrier frequency generator with a 90-degree phase shift. After that, these two components are combined in an adder and fed to a local oscillator, where the frequency is increased to the carrier frequency.

The purpose of Part 5 is to generate and analyze radio frequency characteristics. Frame generation was implemented in the form of a block diagram. Each block was implemented in the C language. These programs allow you to generate a Wi-Fi frame in the form of I/Q samples with a given sampling rate. This data array was loaded into the MTP 300 measuring platform, which generated an analog radio frequency signal of a given power, which was transmitted to the Wi-Fi receiver. The frequency modulation method is used to measure the modulation response. In the frequency modulation (FM) method, the instantaneous frequency of the carrier varies depending on the amplitude of the modulating signal.

ЗМІСТ

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ.....	11
ВСТУП.....	12
1 СПОСОБИ МАНІПУЛЯЦІЇ В WI-SUN.....	13
1.1 FSK.....	13
1.1.1 Модулятор FSK.....	14
1.1.2 Демодулятор FSK.....	15
1.1.3 2FSK.....	17
1.1.4 4FSK.....	18
1.2 PSK.....	19
1.2.1 BPSK.....	19
1.2.2 Модулятор BPSK.....	20
1.2.3 Демодулятор BPSK.....	21
1.2.4 QPSK.....	22
1.2.5 Зміщення QPSK (OQPSK).....	23
2 ФОРМАТ ДАНИХ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В СИСТЕМАХ WI-SUN.....	25
2.1 Формат PPDU для FSK.....	25
2.2 Формат поля SHR.....	25
2.3 Поле Preamble.....	26
2.4 SFD.....	26
2.5 Формат поля RHR.....	27
2.6 Перемикач режимів роботи RHR.....	28
3 OFDM.....	31
3.1 Основні принципи генерації OFDM сигналу.....	32
3.2 Ортогональність.....	33
4 КВАДРАТУРНИЙ ПРИЙМАЧ-ПЕРЕДАВАЧ.....	35

4.1 Квадратурний сигнал.....	35
4.1 Квадратурний передавач.....	36
4.3 Квадратурний приймач.....	37
5 ВИМІРЮВАННЯ РАДІОЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	40
5.1 Генерація Wi-Sun фреймів з частотною маніпуляцією.....	40
5.2 Вимірювання модуляційної характеристики.....	44
5.3 Вимірювання допустимого відхилення частоти.....	51
5.4 Вимірювання спектру.....	52
5.5 Вимірювання потужності.....	53
ВИСНОВКИ.....	55
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	57

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

ASK – амплітудно-зсувна маніпуляція;
BER – коефіцієнт бітових помилок;
BPSK – бінарна фазова маніпуляція;
FCS – послідовність перевірки кадрів;
FDM – частотне мультиплексування;
FEC – пряме виправлення помилок;
FSK – частотна маніпуляція;
MSB – старший значущий біт;
OFDM – ортогональне частотне мультиплексування;
OQPSK – квадратурна фазова маніпуляція зі зсувом;
PIB – інформаційна база персональної мережі;
PHR – заголовок PHY;
PHY – фізичний рівень;
PPDU – блок даних протоколу PHY;
PSDU – блок службових даних PHY;
PSK – фазова маніпуляція;
QPSK – квадратурна фазова маніпуляція;
SFD – роздільник початку кадру;
SHR – заголовок синхронізації.

ВСТУП

Wi-Sun (Wireless Smart Utility Network) є бездротовою мережевою технологією, спеціально розробленою для використання в смарт-мережах утиліт (наприклад, електричних мережах, газопостачанні, водопостачанні тощо). Wi-Sun Alliance, що є промисловим об'єднанням компаній, розробляє та стандартизує цю технологію з метою забезпечити надійну та безпечну комунікацію в розумних мережах утиліт.

Wi-Sun використовує протоколи стеку відкритих стандартів, таких як IPv6, IEEE 802.15.4g та IEEE 802.11, що дозволяє йому працювати в різних радіочастотних діапазонах, включаючи 2,4 ГГц та Sub-GHz. Це робить WI-SUN гнучким та сумісним з існуючими інфраструктурами утиліт.

Основні переваги Wi-Sun полягають у його високій проникності сигналу та дальньому діапазоні передачі, що дозволяє покрити великі території. Він також забезпечує надійну передачу даних та має вбудовані механізми безпеки, що роблять його відповідним для критичних застосувань, де важлива стабільність та захищеність мережі.

Wi-Sun може бути використаний для різних застосувань в смарт-мережах утиліт, таких як збір даних про витрати електроенергії, контроль розподілу газу, моніторинг якості води та багато іншого. Він дозволяє забезпечити ефективне управління ресурсами, покращити енергоефективність та забезпечити стабільну роботу інфраструктури утиліт.

Виробництво Wi-Sun пристроїв потребує апаратури для вимірювання радіочастотних характеристик приймача та передавача. В цій роботі розглядається побудова генератора Wi-Sun сигналів для тестування приймачів та вимірювання радіочастотних характеристик передавачів.

Протокол Wi-Sun передбачає різні способи маніпуляції. В цій роботі розглядається тільки частотна маніпуляція, яка найширше використовується в сучасних комерційних пристроях.

1 СПОСОБИ МАНІПУЛЯЦІЇ В WI-SUN

1.1 FSK

Частотна маніпуляція (FSK) - це схема частотної маніпуляції, в якій цифрова інформація кодується на несучій сигналу шляхом періодичного зсуву частоти несучої між кількома дискретними частотами.

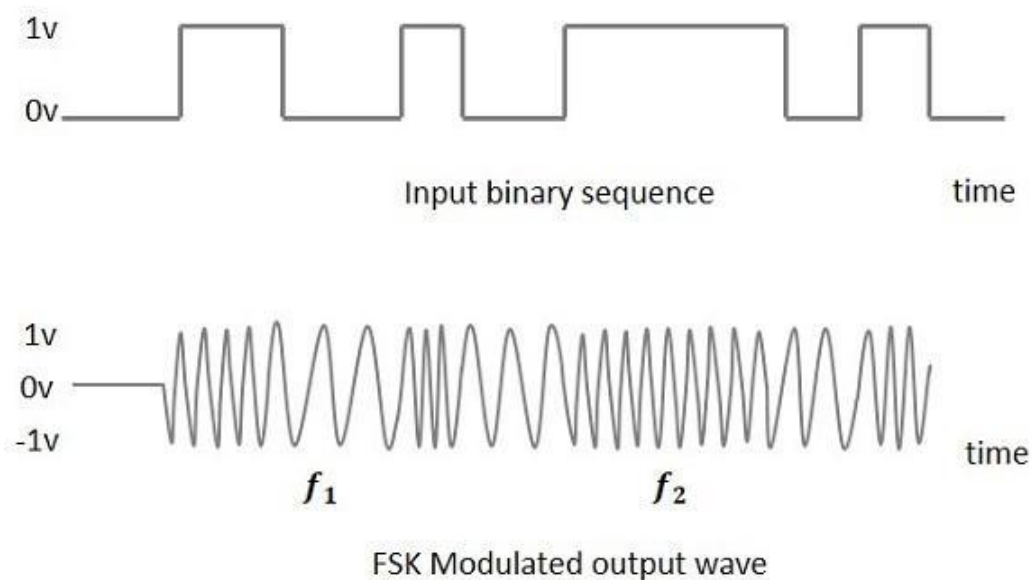


Рисунок 1.1 - представлення FSK-модульованого сигналу разом з його вхідним сигналом[32]

У частотній маніпуляції, сигнали, що передаються для пробілів (двійкових нулів) і знаків (двійкових одиниць), мають форму відповідно:

$$s_0(t) = A \cos(2\pi f_0 t + t_0), \quad 0 < t \leq T_b \quad (1.1)$$

$$s_1(t) = A \cos(2\pi f_1 t + t_0), \quad 0 < t \leq T_b$$

відповідно до цього, де t_0 є будь-якою початковою фазою, така система відома як система з частотним зсувом з розривною фазою FSK, оскільки синусоїди генеруються незалежно одна від одної, що призводить до розривного сигналу під час перемикання.

1.1.1 Модулятор FSK

Структурна схема FSK модулятора складається з двох генераторів, тактового генератора і вхідної двійкової послідовності. Нижче подано блок-схему цього модулятора.

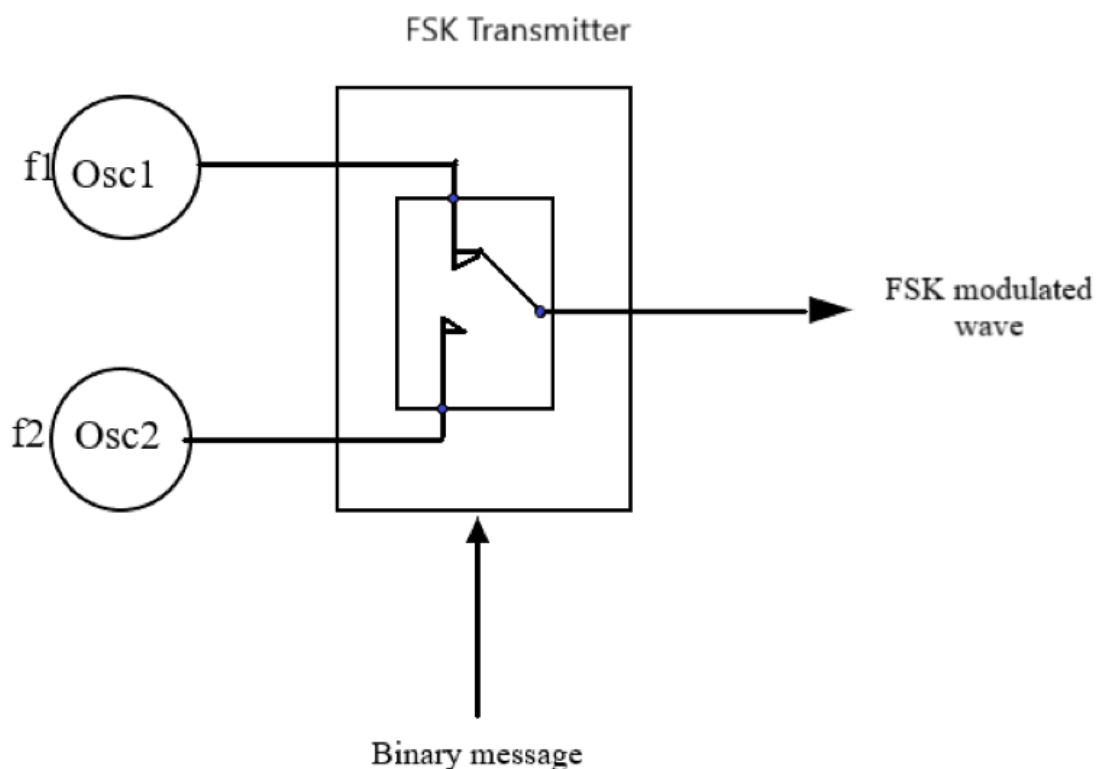


Рисунок 1.2 - структурна схема FSK модулятора

Для формування вихідного сигналу високої та низької частоти використовуються два генератори, які підключені до комутатора разом з внутрішнім тактовим генератором. З метою забезпечення плавного переходу фази вихідного сигналу під час передачі повідомлення, обидва генератори синхронізуються з внутрішнім тактовим генератором. Послідовність двійкових вхідних сигналів подається на передавач таким чином, щоб відповідно до двійкового входу були вибрані відповідні частоти.

1.1.2 Демодулятор FSK

Існує кілька методів демодуляції сигналів FSK. Основними методами виявлення FSK є когерентний (синхронний) детектор і некогерентний (асинхронний) детектор.

Схема асинхронного FSK-детектора включає два смугових фільтри, два огинаючих детектори і схему для прийняття рішення. Нижче представлено схематичне зображення цієї структури.

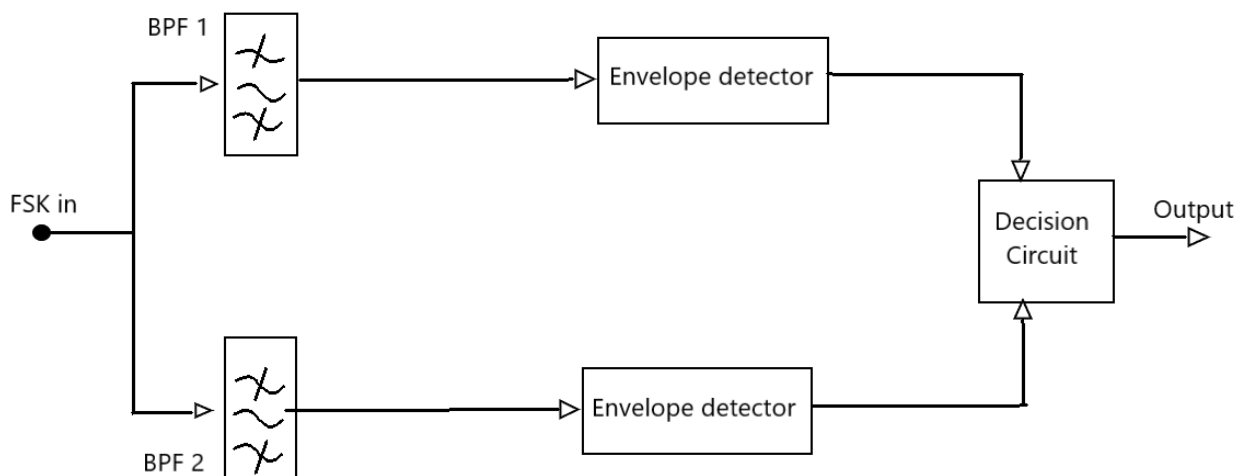


Рисунок 1.3 - схема асинхронного FSK-детектора

Сигнал FSK проходить через два смугових фільтри з вхідними налаштуваннями на Space і Mark частоти. Виходи цих фільтрів формують сигнал, схожий на ASK (амплітудна модуляція з ковзаючою границею). Цей сигнал подається на огинаючий детектор, де він демодулюється асинхронно.

Схема прийняття рішення вибирає, який з виходів є більш ймовірним, і вибирає його з будь-якого з огинаючих детекторів. Крім того, ця схема змінює форму сигналу на прямокутну.

Схема синхронного FSK-детектора включає два змішувачі з локальними контурами генераторів, два смугових фільтри і схему для прийняття рішення. Нижче представлено схематичне зображення цієї структури.

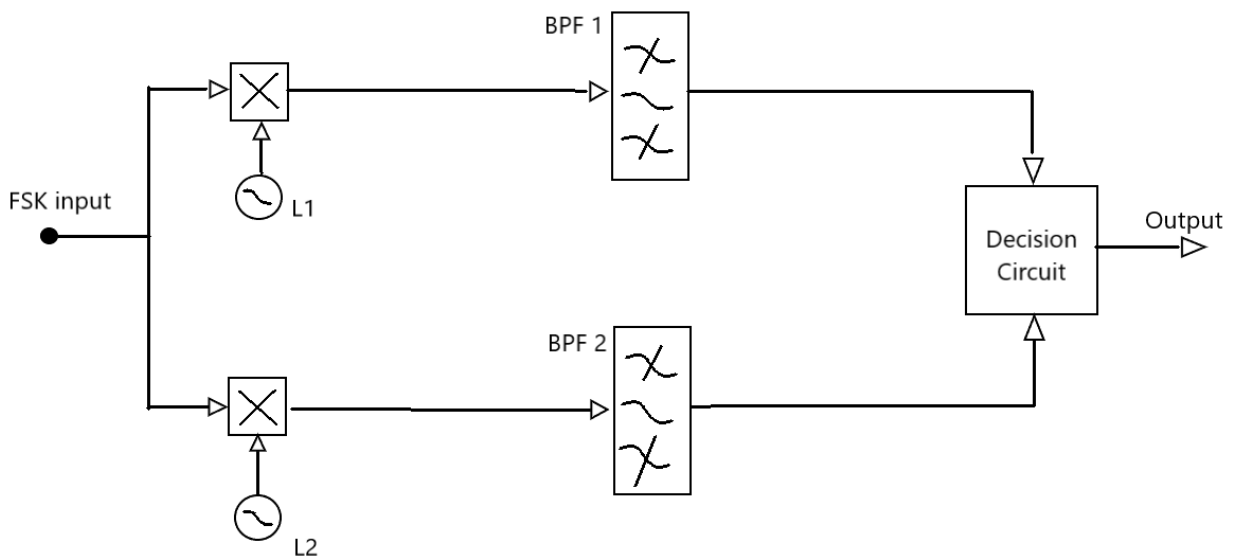


Рисунок 1.4 - схема синхронного FSK-детектора

Вхідний сигнал FSK подається на два змішувачі, які мають свої локальні генератори. Ці змішувачі підключені до двох смугових фільтрів, які виступають у ролі демодуляторів. Схема прийняття рішення вибирає, який з вихідних

сигналів є більш ймовірним, і обирає його з будь-якого з детекторів. Ці два сигнали мають дуже малу частотну різницю.

Пропускна здатність кожного демодулятора залежить від їхньої передавальної швидкості. Цей синхронний демодулятор трохи складніший у порівнянні з асинхронними демодуляторами.

1.1.3 2-FSK

На рис.1.5 представлена схема модулятора 2-FSK, де біти або двійкові цифри (0 або 1) використовуються як вхідні сигнали, а символи генеруються на виході.

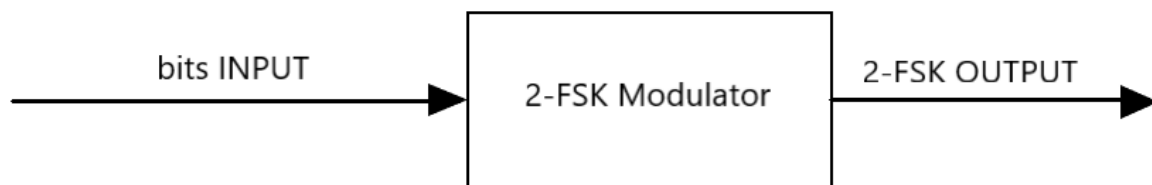


Рисунок 1.5 - схема модулятора 2-FSK

Табл.1.1 нижче показує відповідність між вхідними значеннями і відповідними вихідними символами, які використовуються в 2-FSK модуляції. Кожен символ, як було зазначено, несе 1 біт інформації. Модуляція 2-FSK є схожою на методику модуляції FSK.

Таблиця 1.1

Symbol Input	Coding
0	відхилення несучої (деякий зсув)
1	носій+відхилення

Математично модуляцію 2-FSK можна виразити за допомогою наступних рівнянь:

$$S_1(t) = A_c \cos \cos (2\pi(F_c + \Delta f)t),$$

$$S_2(t) = A_c \cos \cos (2\pi(F_c - \Delta f)t).$$
(1.2)

Тут $S_1(t)$ відповідає вихідному сигналу, коли на вхід подається двійкова 1, а $S_2(t)$ - вихідний сигнал, коли на вхід подається двійковий 0. Амплітуда несучої хвилі позначена як A_c , несуча частота - як F_c , а відхилення частоти - як Δf , як показано в таблиці.

1.1.4 4-FSK

На рис.1.6 зображено блок-схему модулятора 4-FSK. Вхідними сигналами є біти (00, 01, 10 або 11), а на виходах генеруються символи.



Рисунок 1.6 - схема модулятора 4-FSK

Табл.1.2 наводить відповідність між вхідними та вихідними сигналами, яка використовується при модуляції 4-FSK. Зазначено, що кожен символ несе інформацію про два біти. Це дозволяє подвоїти швидкість передачі даних у порівнянні з модуляцією 2-FSK.

Таблиця 1.2

Symbol input	Coding (carrier+ Δf value used to map input dibits)
01	відхилення носія
00	носій-(1/3)*відхилення
10	носій+(1/3)*відхилення
11	носій+відхилення

Можна виразити модуляцію 4-FSK за допомогою наступного рівняння, аналогічного рівнянню, яке було згадане у пункті 1.1.3.

$$S(t) = A_c \cos(2\pi(F_c + \Delta f)t). \quad (1.3)$$

У модуляції 4-FSK використовуються чотири різних значення Δf , як зазначено в таблиці-2, для кодування чотирьох різних двійкових розрядів. Ці значення дозволяють отримати відповідні виходи при модуляції 4-FSK.

1.2 PSK

PSK (Phase Shift Keying - фазова маніпуляція) - це схема маніпуляції, яка використовується у Wi-SUN (Wireless Smart Utility Network) для передачі цифрових даних. Це метод маніпуляції, при якому фаза несучого сигналу змінюється для представлення різних символів або бітів інформації.

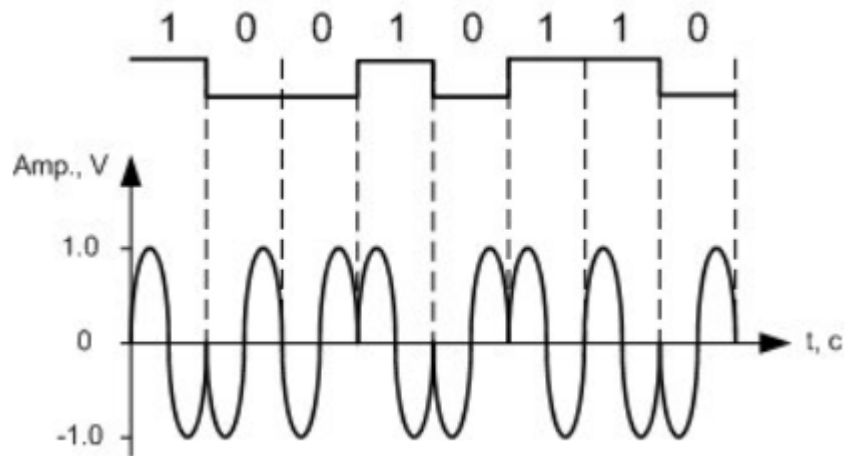


Рисунок 1.7 - представлення PSK-модульованого сигналу[31]

PSK буває двох типів, залежно від того, на скільки фаз зсувається сигнал. Це - двійкова фазова маніпуляція BPSK та квадратурна фазова маніпуляція QPSK.

1.2.1 BPSK

BPSK, також відомий як 2-PSK, є найпростішою формою фазової маніпуляції (PSK). У BPSK використовуються дві фази, розділені на 180° . Розташування точок на фазовій діаграмі не має особливого значення і на ній вони показані на дійсній осі під кутами 0° і 180° . Це дозволяє йому бути дуже стійким до шуму та спотворень перед демодуляцією. Однак BPSK може модулювати дані лише зі швидкістю 1 біт/символ, що робить його несумісним з високошвидкісними додатками передачі даних. Тим не менш, застосування логічних систем шифрування/дешифрування символів модулятора може дозволити підвищити цю швидкість біт/символ.

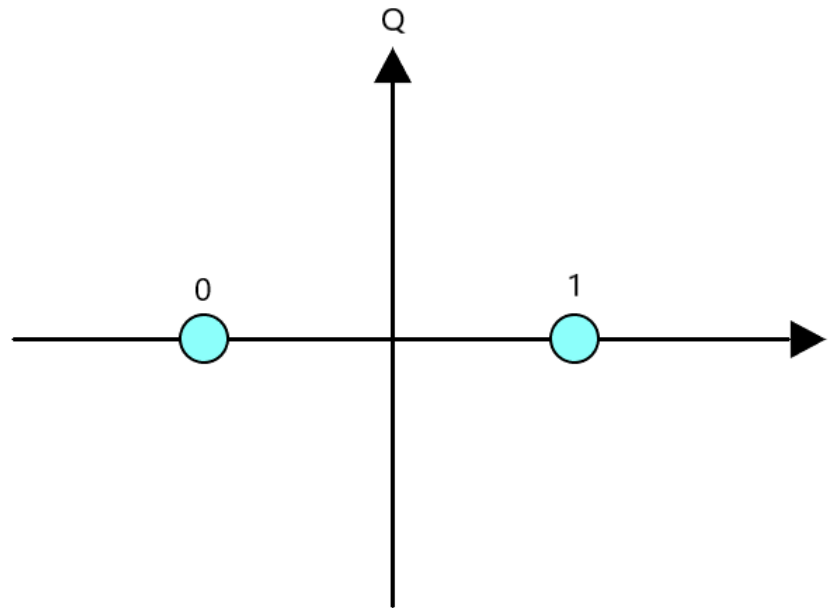


Рисунок 1.8 - BPSK на фазовому сузір'ї

1.2.2 Модулятор BPSK

Структурна схема двійкової фазової маніпуляції включає в себе балансний модулятор, в якому один вхід приймає несучу синусоїдальну хвилю, а другий - двійкову послідовність. Нижче представлено схематичне зображення цього процесу.

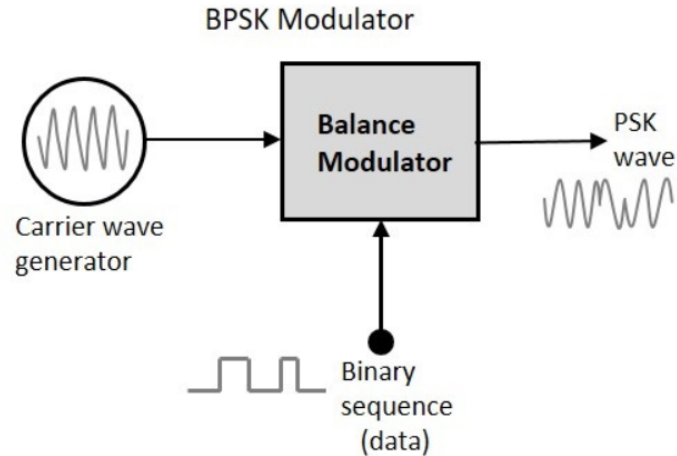


Рисунок 1.9 – структурна схема модулятора BPSK[28]

Модуляція BPSK виконується шляхом використання балансового модулятора, який множить два вхідні сигнали. При двійковому вході зі значенням "нуль" фаза вихідного сигналу буде 0° , а при значенні "одиниця" фаза зміниться на 180° .

1.2.3 Демодулятор BPSK

Демодулятор BPSK має структурну схему, що включає змішувач з локальним контуром генератора, смуговий фільтр та схему двоходового детектора. Вигляд цієї схеми можна показати таким чином.

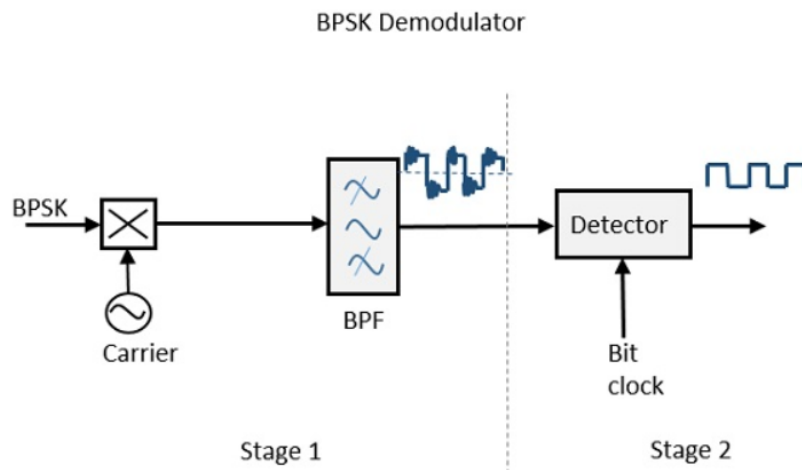


Рисунок 1.10 – структурна схема демодулятора BPSK[29]

Перший етап демодуляції, в якому використовуються змішувач та смуговий фільтр, служить для відновлення сигналу повідомлення з обмеженою шириною смуги пропускання. Цей етап виробляє базовий сигнал з обмеженою шириною смуги пропускання, який подальше використовується для відновлення двійкового бітового потоку.

Для отримання вихідного сигналу двійкового повідомлення наступний етап демодуляції вимагає тактової частоти бітів на схемі детектора. Якщо швидкість передачі бітів є кратною несучій частоті, процес відновлення бітової синхронізації спрощується.

1.2.4 QPSK

QPSK, також відомий як чотирифазна PSK, 4-PSK, використовує чотири точки на діаграмі сузір'я, розташовані рівномірно по колу. Ця модуляційна схема може кодувати два біти на символ, використовуючи кодування Грея, щоб мінімізувати коефіцієнт бітових помилок (BER). Хоча деякі люди помилково вважають, що BER QPSK вдвічі більший, ніж у BPSK, насправді BER QPSK такий самий, як у BPSK.

Математичний аналіз показує, що QPSK може збільшити швидкість передачі даних удвічі порівняно з BPSK, зберігаючи ту саму ширину смуги сигналу. Або ж QPSK може зберегти ту саму швидкість передачі даних, що й BPSK, при зменшенні вдвічі потрібної ширини смуги. При цьому BER QPSK залишається таким самим, як BER BPSK. Таким чином, QPSK має перевагу над BPSK, оскільки вона передає вдвічі більшу швидкість передачі даних в заданій смузі частот при тому самому BER.

Аналогічно до BPSK, у QPSK виникають проблеми з фазовою неоднозначністю на стороні прийому, і в практичних застосуваннях часто використовується диференціальне кодування QPSK.

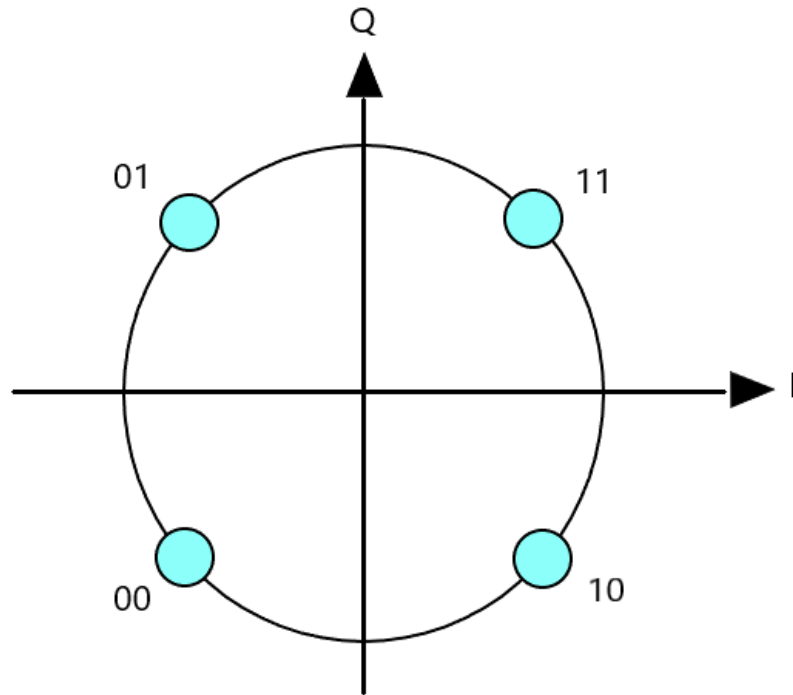


Рисунок 1.11 – QPSK на фазовому сузір'ї

1.2.5 Зміщення QPSK (OQPSK)

Квадратурна фазова маніпуляція зі зсувом (OQPSK), також відома як ступінчаста квадратурна фазова маніпуляція (SQPSK), є варіантом модуляції з фазовою маніпуляцією, в якому використовуються чотири різні значення фази для передачі. Це дозволяє фазі сигналу здійснювати стрибки на 180° за один раз.

Проте при низькочастотній фільтрації, яка зазвичай застосовується в передавачі, такі фазові зсуви можуть призводити до значних амплітудних флуктуацій, що не бажано для систем зв'язку. Щоб уникнути цього, в OQPSK здійснюється зсув синхронізації непарних і парних бітів на один біт-період або половину символ-періоду. Це гарантує, що синфазні і квадратурні компоненти

ніколи не змінюватимуться одночасно, обмежуючи фазовий зсув до не більше ніж 90° за один раз.

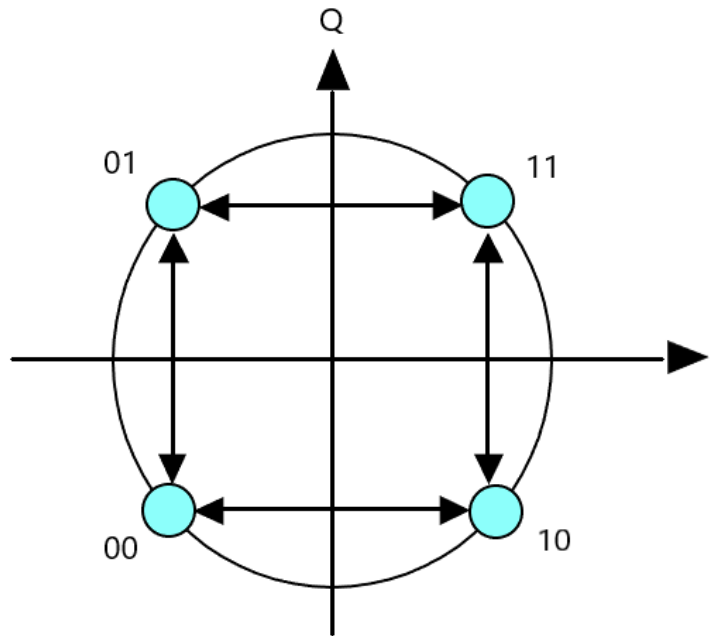


Рисунок 1.12 – OQPSK на фазовому сузір'ї

На діаграмі, видно, що OQPSK має менші амплітудні флуктуації, оскільки фазові зміни обмежені до 90° . Ця особливість OQPSK забезпечує кращу якість сигналу порівняно зі звичайною QPSK, де фаза може змінюватися на 180° відразу. У практичних застосуваннях це часто робить OQPSK більш перевагою. Диференціальне кодування також часто використовується в OQPSK для полегшення демодуляції.

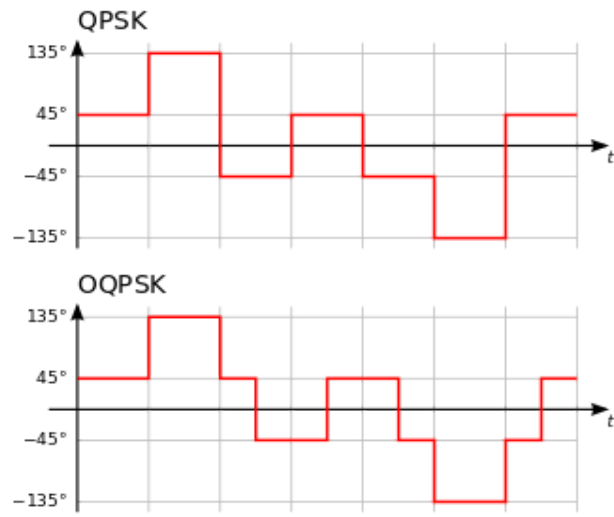


Рисунок 1.13 – діаграма порівняння між QPSK та OQPSK[25]

2 ФОРМАТ ДАНИХ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В СИСТЕМАХ WI-SUN

У системах Wi-Sun інформація передається кадрами (пакетами), які називають Physical Protocol Data Unit(PPDU). Формат PPDU залежить від типу маніпуляції. Нижче розглядається формат для частотної маніпуляції(FSK).

2.1 Формат PPDU для FSK

FSK PPDU (Physical Protocol Data Unit) повинен підтримувати формат, показаний на рис.2.1, і він може додатково підтримувати формат, показаний на рис.2.2, якщо перемикач режимів увімкнено.



Рисунок 2.1 - Формат SUN FSK PPDU (без перемикача режимів)

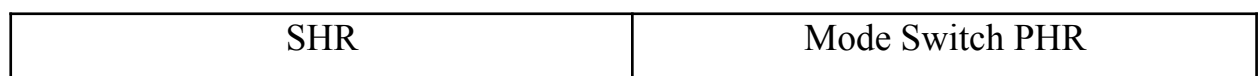


Рисунок 2.2 - Формат перемикача режимів SUN FSK PPDU

2.2 Формат поля SHR

Згідно зі специфікацією, поле SHR має відповідати формату, зображеному на рис.2.3.

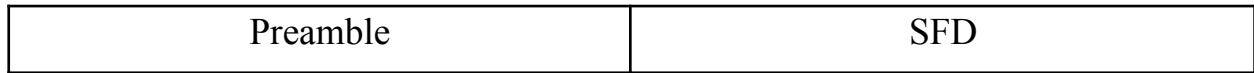


Рисунок 2.3 - Формат SHR

2.3 Поле Preamble

Поле Preamble повинно містити довжину `phyFskPreambleLength`, кратну 8-бітній послідовності "01010101" для 2-FSK. А для 4-FSK поле Preamble повинно містити значення `phyFskPreambleLength`, кратній 16-бітній послідовності "0111 0111 0111 0111 0111" .

2.4 SFD

Для модуляції 2-FSK, SFD (Start of Frame Delimiter) у Wi-SUN повинен складатися з 2-октетної послідовності, вибраної зі значень, зазначених у табл.2.1. З іншого боку, для модуляції 4-FSK SFD повинен бути послідовністю з 4 октетів, вибраною зі значень, наведених у табл.2.2.

Пристрої, які не підтримують пряму корекцію помилок (FEC), повинні підтримувати SFD, пов'язану з некодованим форматом, і мати нульове значення атрибуту PIB (Protocol Information Base) "`phySunFskSfd`". Ці пристрої можуть також підтримувати SFD, пов'язаний з некодованим форматом, і мати значення одиниці для того ж атрибуту PIB.

Пристрої, які підтримують FEC, повинні підтримувати обидва варіанти SFD, пов'язані зі значенням нуль для атрибуту PIB "`phySunFskSfd`". Крім того, ці пристрої можуть також підтримувати обидві опції SFD, пов'язані зі значенням одиниці для того самого атрибуту PIB.

Таким чином, формат SFD для модуляції 2-FSK і 4-FSK у Wi-SUN визначається зазначеними октетними послідовностями і змінюється залежно від того, чи підтримується FEC чи ні. Атрибут PIB "phySunFskSfd" використовується для налаштування параметрів SFD на пристроях.

SFD передається, починаючи з крайнього лівого біта (тобто, починаючи з b0).

Таблиця 2.1 - Значення SFD для 2-FSK

	Значення SFD для кодованого формату (b0-b15)	Значення SFD для некодованого формату (b0-b15)
phySunFskSfd = 0	0110 1111 0100 1110	1001 0000 0100 1110
phySunFskSfd = 1	0110 0011 0010 1101	0111 1010 0000 1110

Таблиця 2.2 – Значення SFD для 4-FSK

	Значення SFD для кодованого формату (b0-b31)	Значення SFD для некодованого формату (b0-b31)
phySunFskSfd = 0	0111 1101 1111 1111 0111 0101 1111 1101	1101 0111 0101 0101 0111 0101 1111 1101
phySunFskSfd = 1	0111 1101 0101 1111 0101 1101 1111 0111	0111 1111 1101 1101 0101 0101 1111 1101

2.5 Формат поля PHR

Bits: 0	1–2	3	4	5–15
---------	-----	---	---	------

Перемикач режимів	Зарезервовано	Тип FCS	Відбілювання даних	Довжина кадру
-------------------	---------------	---------	--------------------	---------------

Рисунок 2.4 – формат PHR для SUN FSK

Поле Mode Switch (Перемикач режимів) встановлюється в нуль, щоб вказати, що весь пакет буде передаватися з використанням однієї швидкості передачі даних і схеми модуляції.

Поле FCS Type (Тип FCS) визначає довжину поля Frame Check Sequence (FCS), що входить до складу блоку даних протоколу MAC (MPDU). Нульове значення вказує на 4-октетну FCS, а одиничне – на 2-октетну FCS.

Поле Data Whitening (Відбілювання даних) вказує, чи застосовується відбілювання даних до фізичного службового блоку даних (PSDU) під час передачі. Воно дорівнює одиниці, якщо використовується відбілювання даних, і дорівнює нулю у протилежному випадку.

Поле Frame Length (Довжина кадру) – це ціле число без знака, яке представляє загальну кількість октетів у PSDU до кодування з прямим корегуванням помилок (FEC) (якщо воно ввімкнене). Значення довжини кадру передається зі старшим бітом (MSB) першим.

Отже, поле Mode Switch (Перемикач режимів) встановлюється в нуль, щоб вказати на єдину швидкість передачі даних і схему модуляції. Поле Тип FCS визначає довжину поля FCS, поле Відбілювання даних вказує на використання відбілювання даних, а поле Довжина кадру представляє загальну кількість октетів у PSDU до кодування FEC.

2.6 Перемикач режимів роботи PHR

Формат PHR перемикача режимів показано на рис.2.5.

Bits: 0	1-2	3	4-10	11-14	15
Перемикач режимів	Перемикач режимів Параметр	Новий режим FEC	Новий режим	Перевірка суми	Перевірка на парність

Рисунок 2.5 - формат перемикача режимів PHR для SUN FSK

Поле Mode Switch (Перемикач режимів) повинно бути встановлене в одиницю, що вказує на перемикач режиму. Наступний переданий PPDU (Physical Protocol Data Unit) буде відповідати режиму, описаному рештою полів у PHR (Physical Header), як показано на рис.2.5. Якщо новим режимом є SUN FSK, формат PPDU нового режиму буде схожий на рис.2.1, але з додатковою преамбулою і SFD (Start Frame Delimiter - роздільник початкового кадру).

Поле Mode Switch Parameter (Перемикач режимів Параметр) відповідає індексу запису в масиві *phyModeSwitchParameterEntries*. Цей запис визначає параметри перемикача режимів, які буде використано. Якщо поле Mode Switch Parameter вказує на непідтримуваний запис у масиві *phyModeSwitchParameterEntries* приймача, приймач відкине пакет і продовжить роботу у поточному режимі PHY.

Поле New Mode FEC (Новий режим FEC) вказує, чи повинен пакет, що слідує за PPDU перемикача режимів, передаватися з FEC (Forward Error Correction - пряме виправлення помилок). Нульове значення вказує на те, що пакет нового режиму передається без FEC, тоді як значення одиниці вказує на те, що він передається з FEC. Однак, якщо пакет нового режиму містить SFD та інформацію про кодування пакета, значення поля New Mode FEC буде перевизначено наявністю SFD.

Поле New Mode (Новий режим) має формат, показаний на рис.2.6.

Bits: 0	1–2	3–6
Сторінка	Схема модуляції	Режим

Рисунок 2.6 - Формат поля Новий режим

Для вказання каналної сторінки дев'ятого каналу, поле Page (Сторінка) має бути встановлене на значення нуль, тоді як для вказання каналної сторінки десятого каналу, поле Page (Сторінка) має бути встановлене на значення одиниця.

Поле Modulation Scheme (Схема модуляції) вказує на конкретну схему модуляції, як описано в табл.2.3, якщо значення змінної phyCurrentChannel дорівнює сім. Однак, якщо значення змінної phyCurrentChannel дорівнює восьми, поле Modulation Scheme (Схема модуляції) повинно бути встановлене в нуль під час передачі та не враховуватись при прийманні.

Таблиця 2.3 - Значення полів Modulation Scheme (Схема модуляції)

Значення поля	Опис
0	FSK
1	OFDM
2	O-QPSK
3	Reserved

Поле Mode (Режим) визначає новий режим роботи. Якщо поле Page (Сторінка) дорівнює нулю (сторінка каналу дев'ять), тоді інтерпретація поля Mode (Режим) залежить від схеми модуляції:

- У випадку використання схеми модуляції FSK, поле Mode (Режим) представлено у вигляді бітової маски, де біт встановлюється в одиницю, якщо

підтримується відповідний режим роботи, як описано в табл.2.4, і встановлюється в нуль в іншому випадку.

Таблиця 2.4 - Значення поля Mode (Режим)

Bit	Опис
0	Режим роботи №1
1	Режим роботи №2
2	Режим роботи №3
3	Режим роботи №4

- Якщо схема модуляції не є FSK, поле Mode (Режим) повинно бути встановлене в нуль при передачі та ігноруватися при отриманні. Відповідні швидкості передачі даних вказуються у фізичному заголовку (PHR) нового режиму PPDU.

3 Ортогональне частотне розділення з мультиплексуванням

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - ортогональне частотне мультиплексування) - це метод цифрової передачі інформації, який широко використовується в системах зв'язку, в тому числі в системах Wi-SUN (Wireless Smart Utility Network). Вона заснована на поділі доступного частотного спектру на кілька ортогональних піднесучих, кожна з яких несе окремий потік даних.

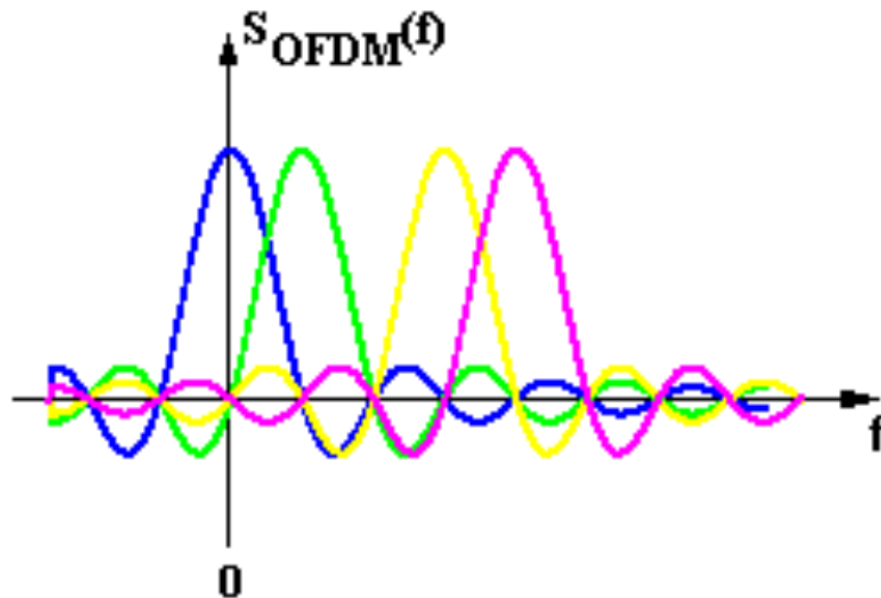


Рисунок 3.1 - OFDM сигнал у частотному діапазоні[11]

OFDM базується на відомому методі мультиплексування з частотним розділенням каналів (FDM). У FDM різні потоки інформації відображаються на окремі паралельні частотні канали. Кожен канал FDM відокремлюється від інших за допомогою частотної захисної смуги, що дозволяє зменшити інтерференцію між сусідніми каналами.

Схема OFDM відрізняється від традиційного FDM наступними взаємопов'язаними способами:

1. Кілька несучих, відомих як піднесучі, переносять інформаційний потік.
2. Піднесучі ортогональні один одному.
3. Кожному символу додається захисний інтервал для мінімізації розкиду каналних затримок та міжсимвольної інтерференції.

На наступному малюнку зображено основні концепції OFDM-сигналу та взаємозв'язок між частотною та часовою областями. У частотній області кілька сусідніх тонів або піднесучих незалежно модулюються складними даними. Щоб отримати OFDM-символ у часовій області, здійснюється обернене швидке перетворення Фур'є (ШПФ) піднесучих у частотній області. Додатково у часовій області між кожним символом вставляються захисні інтервали, що запобігають міжсимвольній інтерференції на приймачі, спричиненій багатопроменевою затримкою, що виникає в радіоканалі. Кілька символів можуть бути об'єднані для формування остаточного OFDM-сигналу. На приймачі здійснюється ШПФ OFDM-символів для відновлення початкових бітів даних.

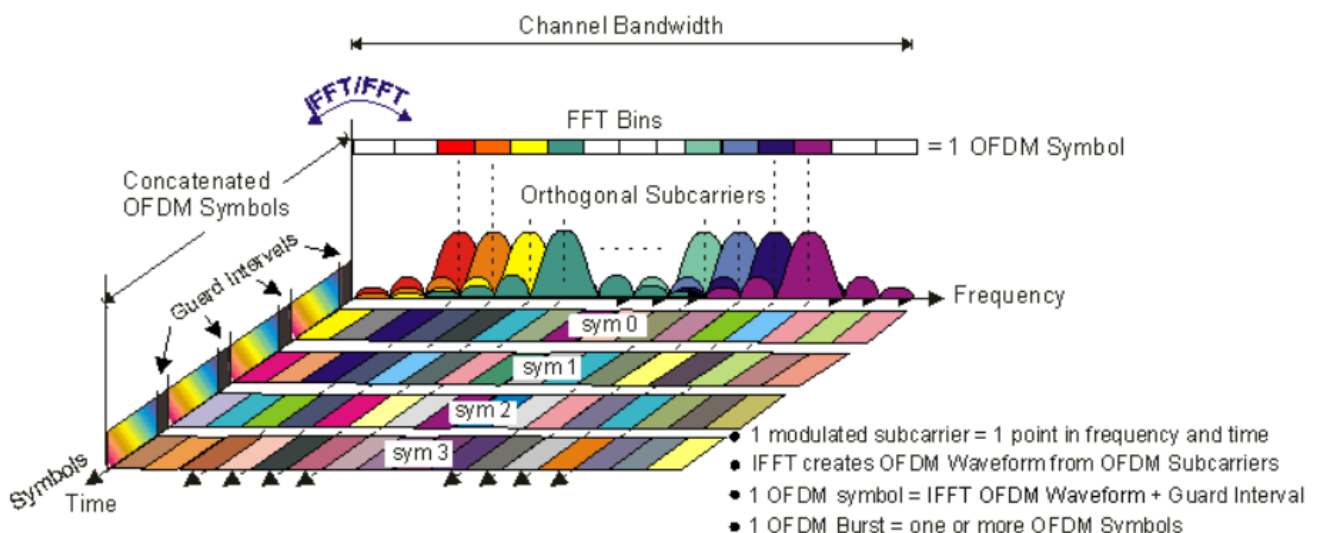


Рисунок 3.2 - комбіноване представлення OFDM сигналу в часовій/частотній області[27]

3.1 Основні принципи генерації OFDM сигналу

У простій OFDM системі використовується N синусоїдальних вхідних сигналів. Кожна піднесуча передає один біт інформації, що відображається наявністю або відсутністю цієї піднесучої у вихідному спектрі. Частота кожної піднесучої обирається таким чином, щоб створити ортогональний набір сигналів. Ці частоти також відомі приймачу для відновлення сигналу. Вихідні дані оновлюються з періодом T , який визначає період символу. Щоб зберегти ортогональність, T повинно бути оберненим до інтервалу між піднесучими.

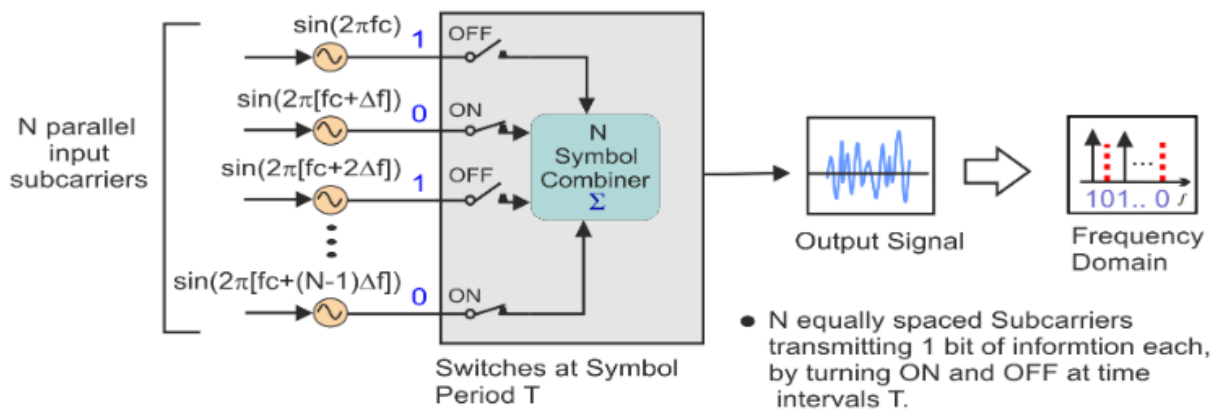


Рисунок 3.3 - проста діаграма OFDM[30]

3.2 Ортогональність

OFDM сигнал можна описати як набір піднесучих, розташованих близько одна до одної у частотній області, що нагадує FDM. Кожна передана піднесуча у частотній області формує спектр синусоїдальної функції з боковими лопастями, що створюють перекриваючіся спектри між піднесучими, як показано на рис.3.4. Це може призводити до взаємного впливу піднесучих, за винятком випадків, коли частоти є ортогональними. На ортогональних частотах окремі піки піднесучих співпадають з нулями інших піднесучих. Цей спектральний перекриття не заважає системі відновлювати початковий сигнал. Приймач множить (корелює) вхідний сигнал на заздалегідь відомий набір синусоїд, щоб відновити початковий набір переданих бітів.

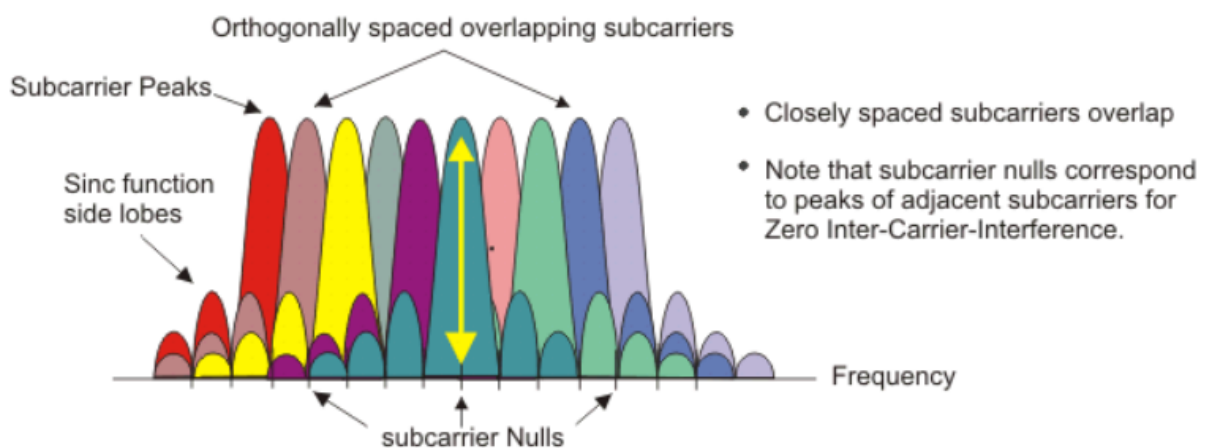


Рисунок 3.4 - частотні спектри OFDM-сигналів[26]

Використання ортогональних піднесучих в OFDM дозволяє ефективно використовувати більшу кількість піднесучих на доступній смузі пропускання, що призводить до покращення спектральної ефективності. У ідеальному OFDM-сигналі ортогональність між піднесучими уникне взаємної інтерференції. В системах FDM будь-яке перекриття спектрів сусідніх сигналів призводить до появи інтерференції. У OFDM-системах піднесучі можуть впливати один на одного лише в разі втрати ортогональності. Наприклад, незначна помилка в частоті може призвести до зсуву піднесучих, що призведе до втрати спектрального вирівнювання і виникнення міжпіднесучої інтерференції.

4 КВАДРАТУРНИЙ ПРИЙМАЧ-ПЕРЕДАВАЧ

4.1 Квадратурний сигнал

Квадратурний сигнал є двовимірним сигналом, який можна представити комплексним числом, складеним з синфазного (I) та квадратурного (Q) компонентів. Вони відповідають дійсній та уявній частинам, або ж синфазності та квадратурній фазі.

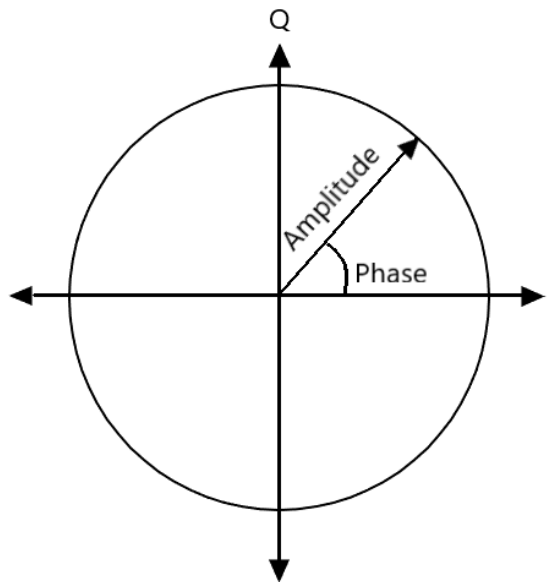


Рисунок 4.1 - фазове сузір'я

"Синфазний" та "квадратурний" посиляються на два синусоїдальних сигнали з однаковою частотою, зсунутих на 90° у фазі. За звичай, I-сигнал є косинусоїдальною формою, а Q-сигнал - синусоїдальною формою. Як відомо, синусоїда (без додаткового фазового зсуву) зсунута на 90° від косинусоїди. Іншими словами, синусоїдальна і косинусоїдальна хвилі мають "квадратуру".

Важливо зрозуміти, що I/Q сигнали завжди амплітудно модульовані, а не частотно або фазово модульовані. Однак амплітудна модуляція I/Q відрізняється від амплітудної модуляції. У I/Q модуляторі сигнали, які модулюють I/Q синусоїди, не зсуваються так, щоб завжди бути позитивними. Іншими словами, I/Q модуляція включає множення I/Q сигналів на модулюючі сигнали, які можуть мати від'ємні значення, а це може призвести до фазового зсуву на 180° .

4.2 Квадратурний передавач

Термін "квадратурна модуляція" відноситься до методу модуляції, який базується на поєднанні двох сигналів з квадратурою. Іншими словами, це модуляція, яка використовує I/Q-сигнали.

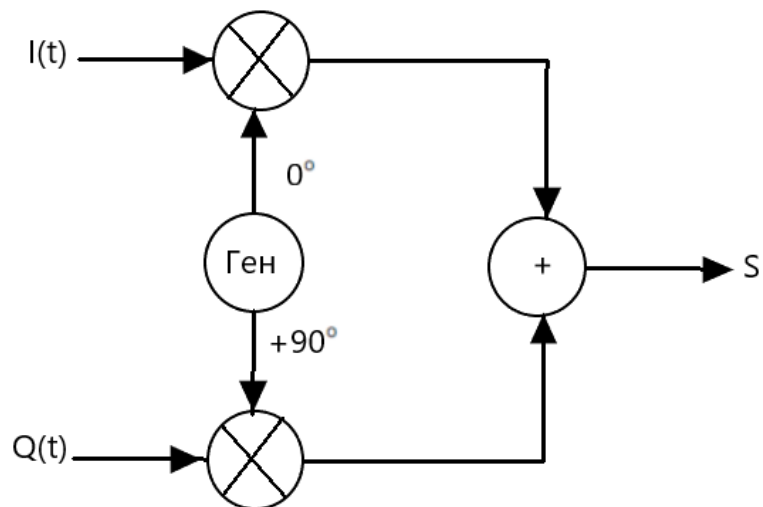


Рисунок 4.2 - блок-схема квадратурного передавача

Це базова блок-схема. По-перше, потік цифрових даних обробляється таким чином, що два послідовні біти стають двома паралельними бітами. Обидва біти надсилаються одночасно. Локальний генератор виробляє несучу синусоїду. Сигнал локального генератора сам стає несучою I, і для генерації несучої Q застосовується фазовий зсув на 90 градусів. Несучі I і Q множаться на потоки даних I і Q, і два сигнали, отримані в результаті цих множень, підсумовуються для отримання сигналу.

Потоки даних I і Q амплітудно модулюють несучі I і Q, і, як пояснено вище, ці окремі амплітудні модуляції можна використовувати для створення фазової модуляції в кінцевому сигналі. Якщо потоки даних I та Q є звичайними цифровими сигналами від землі до позитивної напруги, ми застосовуємо ключову модуляцію до несучих I та Q, а фазовий зсув обмежується до 45° у будь-якому напрямку. Однак, якщо потоки даних I та Q є біполярними, тобто вони коливаються між позитивною та негативною напругою, наша «амплітудна модуляція» фактично інвертує несучу щоразу, коли вхідний сигнал логічно низький (оскільки від'ємна вхідна напруга помножується на несучу, що призводить до інверсії).

4.3 Квадратурний приймач

Більшість приймачів використовують гетеродинну схему, яка знижує частоту, і на виході отримують сигнал $s(t)$ на проміжній частоті.

Можна представити часову залежність сигналу на проміжній частоті у такій формі:

$$s(t) = I(t) \cos \cos(\omega_0 t) - Q(t) \sin \sin(\omega_0 t) . \quad (4.1)$$

$I(t)$ – синфазна складова

$Q(t)$ – квадратурна частина

ω_0 – проміжна циклічна частота

Для отримання синфазної та квадратурної складових сигналів на проміжній частоті, використовуються два гармонійних сигнали, один з яких зміщений у фазі на 90 градусів відносно іншого.

Наприклад, для отримання синфазної складової сигналу, початковий вираз множиться на $\cos \cos(\omega_0 t)$:

$$s(t) \cos \cos(\omega_0 t) = I(t) \cos \cos(\omega_0 t) - Q(t) \sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t) . \quad (4.2)$$

З урахуванням того, що $\cos \cos(\omega_0 t)$ та $\sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t)$ можна перетворити на:

$$\cos \cos(\omega_0 t) = \frac{1 + \cos \cos(2\omega_0 t)}{2}, \quad (4.3)$$

$$\sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t) = \frac{\sin \sin(2\omega_0 t)}{2}. \quad (4.4)$$

Отримаємо:

$$s(t) \cos \cos(\omega_0 t) = \frac{I(t)}{2} + \frac{\cos \cos(2\omega_0 t)}{2} - Q(t) \frac{\sin \sin(2\omega_0 t)}{2}. \quad (4.5)$$

Таким чином, результатом добутку $s(t) \cos \cos(\omega_0 t)$ є синфазна складова і сигнал на подвоєній проміжній частоті.

Застосувавши фільтр низьких частот з частотою зрізу менше ніж $2\omega_0$, можна теоретично приглушити сигнал на подвоєній проміжній частоті до нуля і отримати лише синфазний сигнал на проміжній частоті.

Таким же чином, для отримання квадратурної складової, вираз (4.2) можна помножити на $\sin \sin(\omega_0 t)$:

$$-s(t) \sin \sin(\omega_0 t) = -I(t) \sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t). \quad (4.6)$$

Тепер складові $\sin \sin(\omega_0 t)$ та $\sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t)$ перетворюються на:

$$\begin{aligned} \sin \sin(\omega_0 t) &= \frac{1 - \cos \cos(2\omega_0 t)}{2}, & (4.7) \\ \sin \sin(\omega_0 t) \cos \cos(\omega_0 t) &= \frac{\sin \sin(2\omega_0 t)}{2}. & (4.8) \end{aligned}$$

Отримуємо:

$$-s(t) \sin \sin(\omega_0 t) = -I(t) \frac{\sin \sin(2\omega_0 t)}{2} + \frac{Q(t)}{2} - \frac{\sin \sin(2\omega_0 t)}{2}. \quad (4.9)$$

Так само, застосовуючи фільтр, який приглушує сигнал на подвоєній частоті, ми можемо отримати квадратурну складову.

Отже, структура квадратурного приймача представлена на наступній схемі (рис.4.3). Вхідний сигнал поступає до двох змішувачів, де на додаткові входи підводяться сигнали від генератора опорної частоти з фазовим зсувом у 90 градусів. Після цього оброблені сигнали проходять через фільтри нижньої частоти з частотою зрізу, меншою за $2\omega_0$. Отримані синфазна та квадратурна компоненти подаються на аналого-цифрові перетворювачі, де формуються дискретні сигнали I та Q на виході.

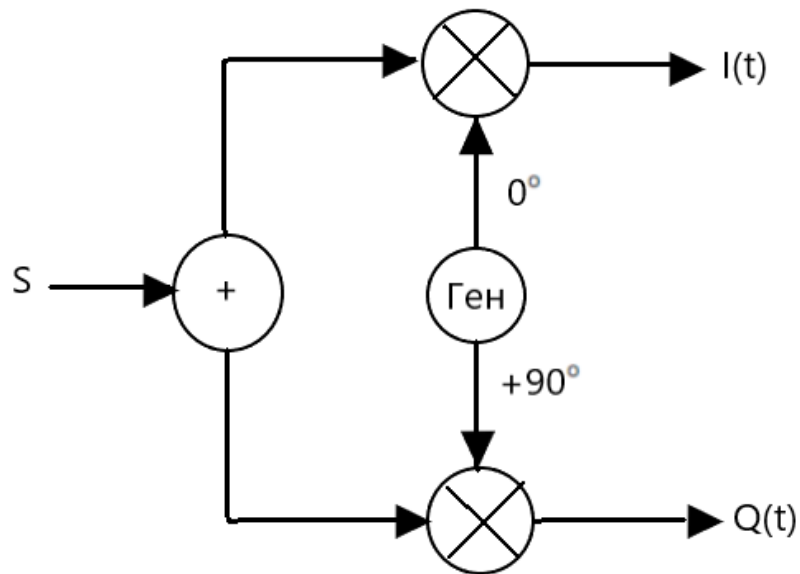


Рисунок 4.3 - блок схема квадратурного приймача

Дискретизовані сигнали I та Q використовуються у демодуляційних схемах. Наприклад, у випадку фазової маніпуляції, використовуючи значення I та Q , можна відтворити координати точки на фазовій діаграмі і після демодуляції отримати бітові символи.

Важливо зауважити, що при переміщенні сигналу у просторі він може затухати або пошкоджуватись. Це може призводити до невеликого зсуву положення отриманої точки порівняно зі станом, у якому вона була відправлена. Тому простір фазової діаграми розбивається на сектори. Кількість секторів залежить від способу модуляції.

5 ВИМІРЮВАННЯ РАДІОЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

5.1 Генерація Wi-Sun фреймів з частотною маніпуляцією

Генерація фреймів була реалізована відповідно до блок схеми:

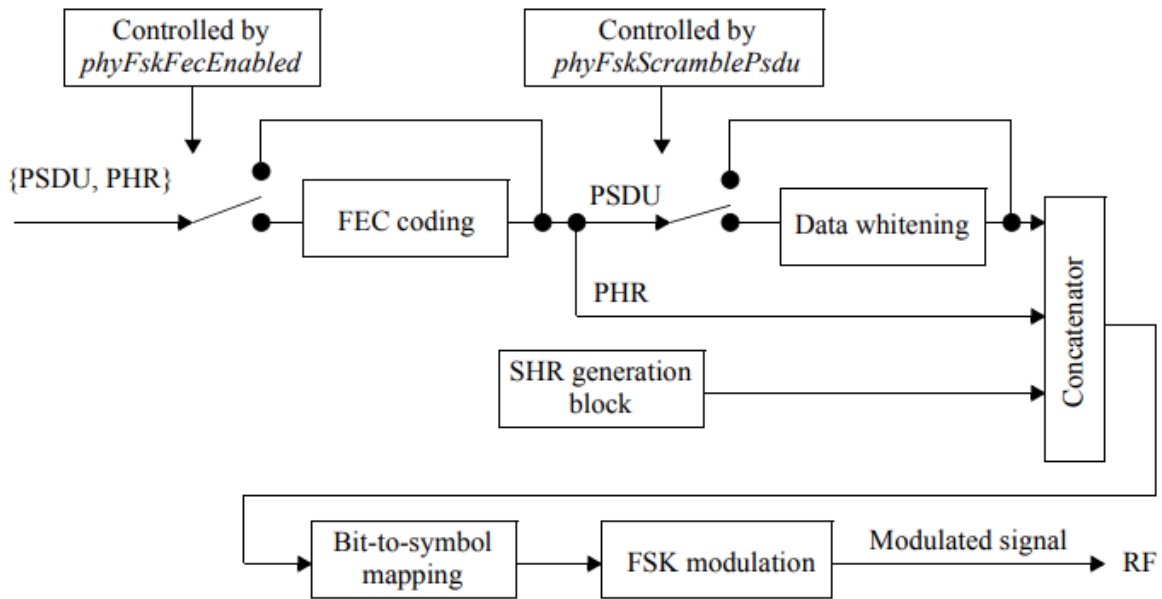


Рисунок 5.1 - опорний модулятор SUN FSK.

Блоки на схемі були реалізовані мовою сі. Приклад одного з блоків, а саме відбілювання наведено нижче:

```

u_int16 whitening
(
    u_int8 *RESTRICT data, //!< [in ] pointer to data to be scrabled
    u_int16 length,      //!< [in ] the length of data to scramble in bytes
    u_int16 lfsr_init    //!< [in ] initial value of linear feedback shift register
                        (LFSR). 9bits
)
{
    u_int8 w_word;      // whitening word. 1 byte
    u_int16 lfsr = lfsr_init; // current value of linear feedback shift register (LFSR).
                          7bits
    u_int8 bit;        // counter

    while(length--) // process all full bytes
    {
        for(w_word = 0, bit = 0; bit < 8; bit++) {
            lfsr = (lfsr >> 1) | (((lfsr & 0x0001) << 8) ^ ((lfsr & 0x0020) << 3));
            if( lfsr & 0x100)
                w_word |= 1 << bit;
        }
        *data ^= w_word;
        data++;
    }
}

```

```

    }
    return lfsr & 0x1ff;
}

```

Нижче наведення функція для формування PPDU:

```
u_int16 ppdu_compose
```

```

(
    u_int8 preamble_len, //!< [in ] The number of repetitions of the preamble
    pattern. Range 4...64
    u_int8 mod_order,    //!< [in ] number of frequencies in modulated signal. 2 or 4
    (2-FSK or 4-FSK)
    u_int8 fsk_sfd,     //!< [in ] determines which group of SFDs is used. 0 or 1
    u_int8 coded,      //!< [in ] 0: uncoded format, 1: coded format
    u_int8 fcs_type,   //!< [in ] FCS Type: zero for a 4-octet FCS, 1 for a 2-octet
    FCS
    u_int8 data_whitening, //!< [in ] indicates whether data whitening of the PSDU is
    used upon transmission. The Data Whitening field shall be set to one when data
    whitening is used and shall be set to zero otherwise
    u_int8 *psdu,      //!< [in ] pointer to PHY service data unit (PSDU)
    u_int16 len_psdu,  //!< [in ] length of the PHY service data unit (PSDU)
    u_int8 padding,   //!< [in ] quantity of padding bytes added at the end of PPDU
    u_int16 len_ppdu,  //!< [in ] maximal length of preallocated buffer to store
    PPDU.
    u_int8 *ppdu      //!< [in,out] pointer to PHY protocol data unit
)
{
    u_int16 num = 0;
    int i;
    if((0 != coded) && (1 != coded))
        return 0;

```

```

if((0 != fsk_sfd) && (1 != fsk_sfd))
    return 0;

// ---> Compose synchronization header (SHR)
// compose a preamble
for( i = 0; i < preamble_len; ++i) {
    if( 4 == mod_order ) { // multiples of the 16-bit sequence '0111 0111 0111 0111'
for 4-FSK
        if(num + 2 > len_ppdu)
            return 0;
        ppdu[num++] = 0xee;
        ppdu[num++] = 0xee;
    } else { // multiples of the 8-bit sequence '01010101' for 2-FSK
        if(num >= len_ppdu)
            return 0;
        ppdu[num++] = 0xaa;
    }
}

// compose start-of-frame delimiter (SFD)
if( 4 == mod_order ) { // the SFD for 4-FSK shall be a 4-octet sequence
    if(num + 4 > len_ppdu)
        return 0;
    w_2_u8(ppdu+num, sfd_4_fsk[fsk_sfd][coded], 4);
    num += 4;
} else { // the SFD for 2-FSK shall be a 2-octet sequence
    if(num + 2 > len_ppdu)
        return 0;
    w_2_u8(ppdu+num, sfd_2_fsk[fsk_sfd][coded], 2);
    num += 2;
}

```

```

}
// <--- Compose synchronization header (SHR)
// ---> Compose PHY header (PHR)
if(num + 2 > len_ppdu)
    return 0;
ppdu[num] = 0;
ppdu[num+1] = 0;
SET_PHR_MODE_SWITCH(ppdu + num, 0);
SET_PHR_FCS_TYPE(ppdu + num, fcs_type);
SET_PHR_DATA_WHITENING(ppdu + num, data_whitening);
SET_PHR_FRAME_LENGTH(ppdu + num, len_psdu);
num += 2;
// ---> Compose PHY header (PHR)
if(num + len_psdu > len_ppdu)
    return 0;
memcpy(ppdu+num, psdu, len_psdu);

// When data whitening is enabled, the scrambling shall be only applied over the
PSDU
if(data_whitening)
    whitening(ppdu+num, len_psdu, 0x1ff); // whitening LFSR shall initialized by
'11111111' (0x1ff).
num += len_psdu;
if(padding) {
    if(num + padding > len_ppdu)
        return 0;
    else {
        if(ppdu[num-1] & 0x80)
            memset(ppdu + num, 0xaa, padding);

```

```

else
    memset(ppdu + num, 0x55, padding);
    num += padding;
}
}
return num;
}

```

Розроблені програми дозволяють сформувати Wi-Sun фрейм у вигляді I/Q відліків з заданою частотою дискретизації. Цей масив даних завантажувався у вимірювальну платформу МТР 300, яка формувала аналоговий радіочастотний сигнал заданої потужності, який передавався на Wi-Sun приймач. Приймач інформує про успішність отримання пакетів. Змінюючи потужність Wi-Sun сигналів, можна виміряти чутливість приймача, як найменша потужність за якою кількість пакетів з помилкою не перевищує задане значення.

5.2 Вимірювання модуляційної характеристики

У методі частотної модуляції (ЧМ), миттєва частота несучої змінюється в залежності від амплітуди модулюючого сигналу. Ідеальний ЧМ сигнал не впливає на амплітуду несучої. Тому, форму напруги модульованої несучої можна представити таким чином:

$$s(t) = A_0 \cos \left(\left(\omega_0 + \omega_m \frac{M}{2} m(t) \right) t + \varphi \right), \quad (5.1)$$

де ω_0 і ω_m – відповідно несуча (опорна) частота і частота модуляції, а M – індекс модуляції, який визначається як подвоєне відношення максимальної девіації частоти (за один період сигналу, що модулює) до частоти модуляції, тобто $(2\Delta\omega_{max})/(\omega_m (2\Delta f_{max})/f_m)$.

Процес дискретизації дозволяє отримати квадратурні складові сигналу (1.16), який приводиться до квадратурних складових:

$$i(t) = A_0 \cos \cos (\Delta\omega(t)t) \quad (5.2)$$

$$q(t) = A_0 \sin \sin (\Delta\omega(t)t),$$

де $\Delta\omega(t) = \omega_m \frac{M}{2} m(t)$ – девіація частоти.

При передачі цифрової інформації використовується метод частотної маніпуляції. У такому випадку модуляційну характеристику $m(t)$ визначають так само, як для амплітудної маніпуляції.

Існують різні методи демодуляції частотно-маніпульованих (ЧМ) сигналів. Для аналогових ЧМ-сигналів можуть використовуватись частотні детектори, які базуються на використанні нахилу частотної характеристики резонансного контуру (рис. 1.9). Амплітуда відгуку залежить від частоти. При $\omega_H + \Delta\omega$ отримується амплітуда A_1 , при $\omega_H - \Delta\omega$ – амплітуда A_2 , а між $\omega_H + \Delta\omega$ і $\omega_H - \Delta\omega$ маються всі проміжні амплітуди між A_1 і A_2 . Вихідний сигнал відображає девіацію частоти вхідного сигналу (хоча не завжди лінійно в простому резонансному контурі) і, таким чином, відтворює початковий модулюючий сигнал. Деякі ФАП схеми супроводжуються логічними вихідними схемами.

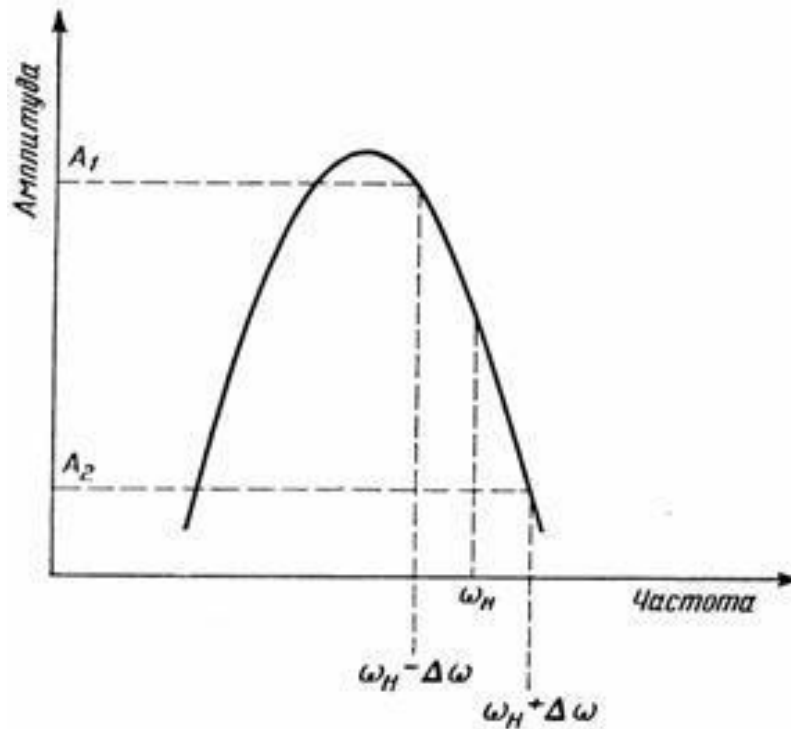


Рисунок 5.2 - принцип використання резонансного контуру в якості частотного детектора

Детальніше розглянемо процес виділення девіації частоти з квадратурних складових при застосуванні частотної маніпуляції. Продиференціюємо (5.2). Тоді

$$\frac{di(t)}{dt} = - \left(\frac{d\Delta\omega(t)}{dt} t + \Delta\omega(t) \right) q(t) \quad (5.3)$$

$$\frac{dq(t)}{dt} = - \left(\frac{d\Delta\omega(t)}{dt} t + \Delta\omega(t) \right) i(t).$$

З рівнянь (5.3) випливає, що девіація частоти може бути знайдена з виразів:

$$\Delta\omega(t) = - \frac{1}{q(t)} \frac{di(t)}{dt} - \frac{d\Delta\omega(t)}{dt} t \quad (5.4)$$

$$\Delta\omega(t) = - \frac{1}{i(t)} \frac{dq(t)}{dt} - \frac{d\Delta\omega(t)}{dt} t \quad (5.5)$$

Однак, на практиці вирази (5.4) і (5.5) є складними для застосування, оскільки функції $i(t)$ і $q(t)$ можуть приймати нульові значення, що викликає невизначеність типу $0 / 0$. Щоб отримати більш стійку формулу, можна помножити перше

рівняння (5.3) на $q(t)$, а друге рівняння - на $i(t)$, а потім відняти одне рівняння від іншого. Тоді

$$\Delta\omega(t) = \frac{i(t)\frac{dq(t)}{dt} - q(t)\frac{di(t)}{dt}}{i(t)^2 + q(t)^2} - \frac{d\Delta\omega(t)}{dt}t. \quad (5.6)$$

У разі дискретизації функцій $i(t)$ і $q(t)$ в (5.6) можна наблизити похідні за допомогою скінченних різниць. Якщо частота дискретизації є достатньо великою, то протягом кількох відліків можна вважати $\Delta\omega(t)$ постійною і припустити, що $\frac{d\Delta\omega(t)}{dt}$ дорівнює нулю. Тоді, у разі апроксимації похідних по

двом сусіднім відлікам, тобто $\frac{di(t)}{dt} \approx \frac{I_{k+1} - I_k}{\Delta t}$, $\frac{dq(t)}{dt} \approx \frac{Q_{k+1} - Q_k}{\Delta t}$, $\Delta t = t_{k+1} - t_k$, девіацію частоти для k -го відліка $\Delta\omega_k$ можна обчислити з виразу:

$$\Delta\omega_k = f_{\partial} \frac{I_k Q_{k+1} - I_{k+1} Q_k}{I_k^2 + Q_k^2}, \quad (5.7)$$

де $I_k = i(t_k)$, $Q_k = q(t_k)$. У (5.7) враховано, що $f_{\partial} = \frac{1}{\Delta t}$.

Знаменник у виразі (5.7) відповідає нормуванню на амплітуду квадратурних складових. У випадку, коли ця амплітуда змінюється між відліками, більш стійким до обчислень виразом буде:

$$\Delta\omega_k = f_{\partial} \frac{I_k Q_{k+1} - I_{k+1} Q_k}{\sqrt{(I_k^2 + Q_k^2)(I_{k+1}^2 + Q_{k+1}^2)}}. \quad (5.8)$$

У випадку апроксимації похідних другого порядку за трьома точками, вираз для обчислення девіації частоти стає трохи складнішим, але має вищий порядок точності:

$$\Delta\omega_k = f_{\partial} \frac{I_k(Q_{k+1} - Q_{k-1}) - Q_k(I_{k+1} - I_{k-1})}{2\sqrt{(I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2)(I_k^2 + Q_k^2)(I_{k+1}^2 + Q_{k+1}^2)}}. \quad (5.9)$$

Якщо не можна знехтувати значенням похідної $\frac{d\Delta\omega(t)}{dt}$ у формулі (5.6), то у вирази (5.8), (5.9) потрібно додати доданок, який апроксимує вираз $-\frac{d\Delta\omega(t)}{dt}t$. В іншому випадку, ці формули можуть призводити до завищення значення функції $\Delta\omega(t)$ у разі зростання, або заниження обчислених значень у випадку зменшення девіації частоти.

Додатковим підходом для компенсації доданку $-\frac{d\Delta\omega(t)}{dt}t$ у виразі (5.6) може бути застосування різницевої схеми для розв'язання диференціального рівняння:

$$\frac{d\Delta\omega(t)}{dt} = \frac{1}{t} \left(-\Delta\omega(t) + \frac{i(t)\frac{dq(t)}{dt} - q(t)\frac{di(t)}{dt}}{i(t)^2 + q(t)^2} \right). \quad (5.10)$$

Другий спосіб отримання формули (5.7) включає використання тригонометричних формул для перетворення виразів. Нехай

$$I_k = A_0 \cos(\Delta\omega_k t_k) \quad (5.11)$$

$$Q_k = A_0 \sin(\Delta\omega_k t_k).$$

Тоді

$$\begin{aligned} I_{k+1} &= A_0 \cos \cos(\Delta\omega_k(t_k + \Delta t)) = \\ &= A_0 (\cos \cos(\Delta\omega_k t_k) \cos \cos(\Delta\omega_k \Delta t) - \sin \sin(\Delta\omega_k t_k) \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t)) = \end{aligned}$$

Аналогічно

$$Q_{k+1} = Q_k \cos \cos(\Delta\omega_k \Delta t) + I_k \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t). \quad (5.13)$$

Помноживши (5.12) на Q_k , а (5.13) на I_k , і віднімаючи з (5.13) вираз (5.12), отримаємо:

$$I_k Q_{k+1} - I_{k+1} Q_k = (I_k^2 + Q_k^2) \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t). \quad (5.14)$$

Враховуючи, що $\Delta\omega_k \Delta t \ll 1$, маємо $\sin(\Delta\omega_k \Delta t) \approx \Delta\omega_k \Delta t$. Тоді з (5.14) отримаємо (5.7).

Для отримання (5.9) в разі незмінної амплітуди A_0 розглянемо квадратурні складові у точці $t = t_{k-1}$:

$$I_{k-1} = I_k \cos \cos(\Delta\omega_k \Delta t) + Q_k \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t), \quad (5.15)$$

$$Q_{k-1} = Q_k \cos \cos(\Delta\omega_k \Delta t) - I_k \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t). \quad (5.16)$$

Віднімаючи з (5.12) (5.15), а з (5.13) (5.16), отримаємо:

$$I_{k+1} - I_{k-1} = -2Q_k \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t) \quad (5.17)$$

$$Q_{k+1} - Q_{k-1} = -2I_k \sin \sin(\Delta\omega_k \Delta t). \quad (5.18)$$

Застосувавши наближення $\sin(\Delta\omega_k \Delta t) \approx \Delta\omega_k \Delta t$ і перемноживши (5.17) на Q_k , а (5.18) на I_k , після чого віднявши результати, отримаємо:

$$Q_k(I_{k+1} - I_{k-1}) - I_k(Q_{k+1} - Q_{k-1}) = -2\Delta\omega_k \Delta t (I_k^2 + Q_k^2).$$

Звідки

$$\Delta\omega_k = f_{\partial} \frac{I_k(Q_{k+1} - Q_{k-1}) - Q_k(I_{k+1} - I_{k-1})}{2(I_k^2 + Q_k^2)}. \quad (5.19)$$

Цей алгоритм було застосовано для демодуляції Wi-Sun сигналу. Приклад реалізації наведено на рис.5.3.

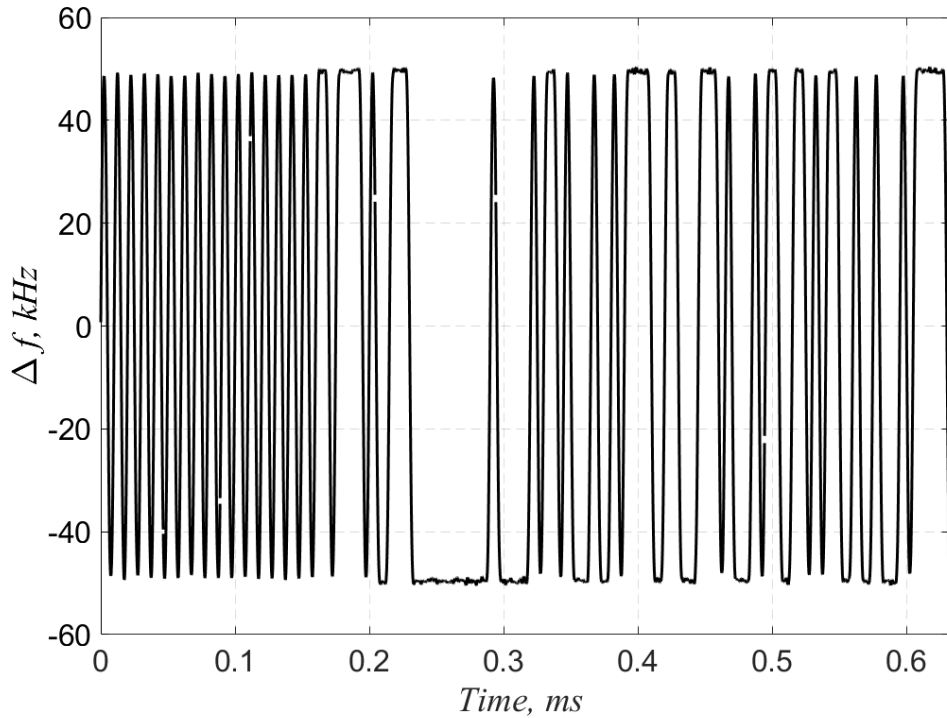


Рисунок 5.3 - Вимірювання модуляції

Слід зазначити, що застосування формули (5.9) дозволяє зменшити шуми дискретизації у порівнянні з формулою (5.8) (див. Рис.5.4 та Рис.5.5).

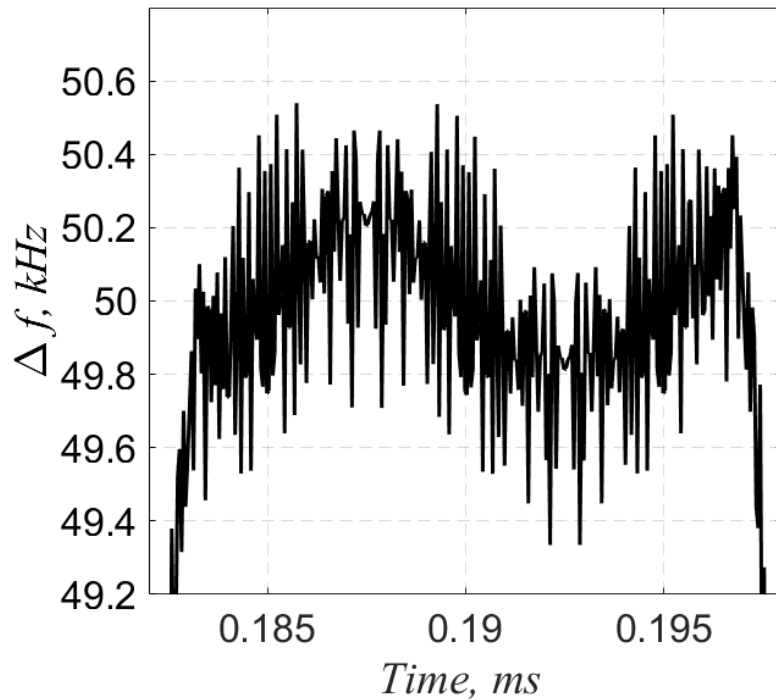


Рисунок 5.4 - Шум квантування для наближення похідних першого порядку

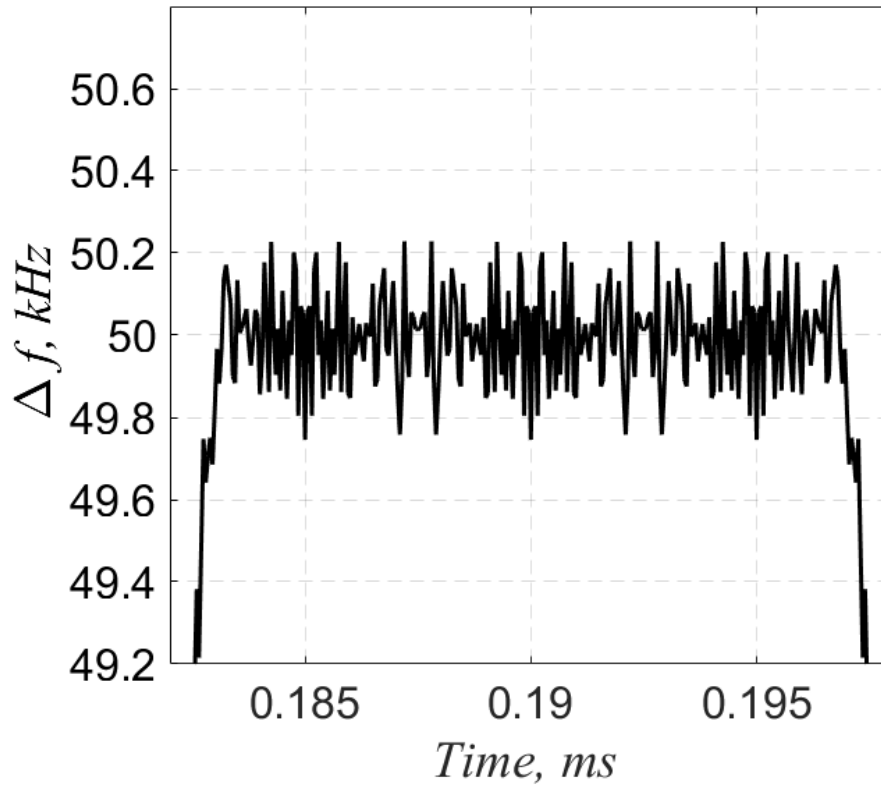


Рисунок 5.5 - Шум квантування для наближення похідних другого порядку

5.3 Вимірювання допустимого відхилення частоти

Допуск на частоту модуляції розраховується у відсотках від відхилення частоти, f_{dev} , що визначається індексом модуляції. Для модуляції 2-FSK виміряне відхилення частоти, f , при $T_s(\text{відновлений}) / 2$ (половина відновленого часу символу, скоригованого на зсув синхронізації символів) повинно знаходитися в діапазоні $70\% f_{dev} < |f| < 130\% f_{dev}$, як показано на рис.5.6. У випадку модуляції 4-FSK, виміряне відхилення частоти, f , при $T_s(\text{recovered}) / 2$ має відповідати діапазону $8\% f_{dev} < |f| < 58\% f_{dev}$ для внутрішніх рівнів, і $75\% f_{dev} < |f| < 125\% f_{dev}$ для зовнішніх рівнів.

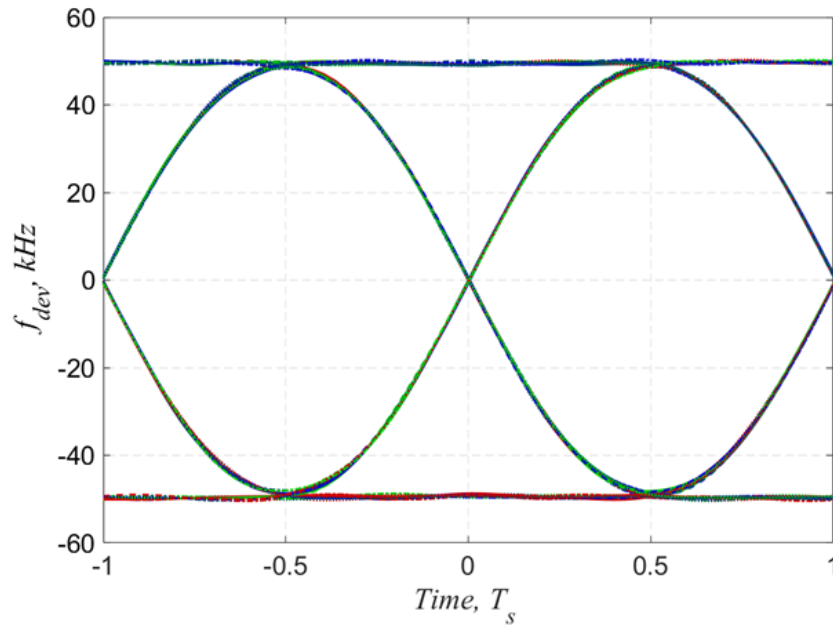


Рисунок 5.6 - Діаграма ока

5.4 Вимірювання спектру

Для вимірювання спектру використовується дискретне перетворення Фур'є (DFT):

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi j}{N}kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left(\cos \cos \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) - j \cdot \sin \sin \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \right), \quad k = 0, \dots, N - 1,$$

де:

N - кількість відліків сигналу, або кількість компонент розкладання,

X_k - комплексна амплітуда k -ої гармонічної складової.

Після виконання обчислень комплексних амплітуд у перетворенні Фур'є, спектр може бути визначений за допомогою такої формули:

$$P_k = X_k \cdot X_k^* \quad (5.21)$$

де X_k^* - комплексне спряжене до X_k .

Спектральні компоненти подають в дБ, які обчислюються наступним чином:

$$P_{\text{кдБ}} = 10P_k, \quad (5.22)$$

Цей алгоритм було застосовано для розрахунку спектру Wi-Sun. Приклад обчислення наведено на рис.5.7.

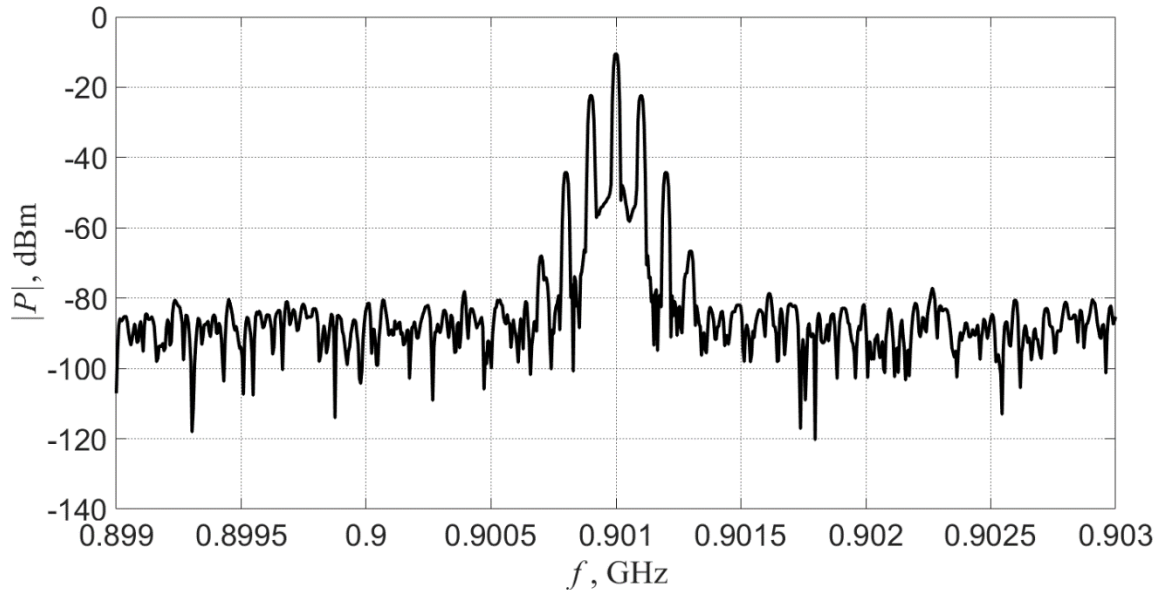


Рисунок 5.7 - Вимірювання спектра

5.5 Вимірювання потужності

Виділення квадратурних складових дозволяє розрахувати потужність фрейму від часу. В кожний момент часу $t = t_k$, потужність P_k розраховується за формулою:

$$P_k = (I_k^2 + Q_k^2) \quad (5.23)$$

Приклад обчислення залежності потужності фрейма від часу, наведено на рис.5.8.

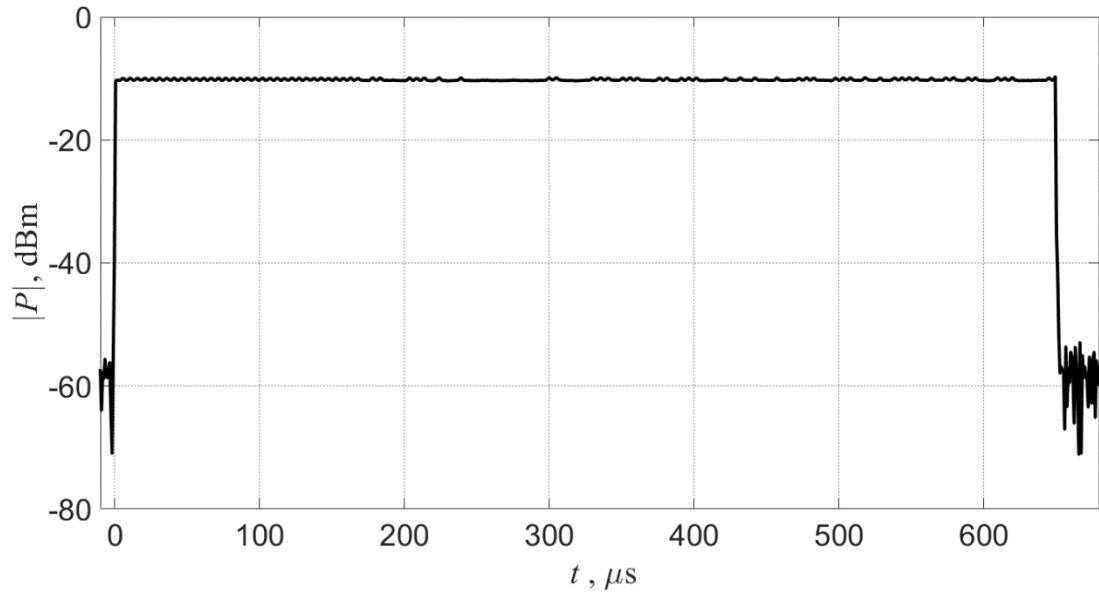


Рисунок 5.8 - Вимірювання потужності за часом

ВИСНОВКИ

У даній дипломній роботі було детально розглянуто побудову генератора Wi-Sun сигналів для тестування приймачів та вимірювання радіочастотних характеристик передавачів. Загальна мета роботи полягала в дослідженні технології Wi-Sun та вивченні методів генерації та аналізу радіочастотних сигналів, що використовуються в цій системі.

У процесі виконання дипломної роботи були виконані наступні завдання:

Було проведено огляд формату даних для частотної маніпуляції, розглянуто особливості та характеристики. Вивчені технічні вимоги до формату даних, які використовуються в системі Wi-Sun.

Розглянуто способи маніпуляції Wi-Sun, а саме FSK, PSK, QPSK, OQPSK тощо. Оглянуто алгоритми модуляції та демодуляції сигналів, вище написаних маніпуляцій.

Проаналізовано методи аналізу радіочастотних сигналів у системі Wi-Sun. Розглянуто такі методи як, метод частотної модуляції, дискретне перетворення Фур'є тощо.

Було отримано вимірювання потужності за часом, спектру, модуляції, діаграму ока та шум квантування для наближення похідних першого то другого порядків.

На основі проведених досліджень можна зробити наступні висновки:

Система Wi-Sun є ефективним та надійним рішенням для передачі даних за допомогою радіочастотних сигналів.

Генерація радіочастотних сигналів у системі Wi-Sun вимагає використання відповідних алгоритмів та методів для формування сигналів з необхідними параметрами.

Аналіз радіочастотних сигналів у системі Wi-Sun дозволяє визначити якість передачі даних, виявити спотворення сигналу та забезпечити його коректне декодування.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency-shift_keying
2. https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_phase_shift_keying.htm
3. <https://electronicscoach.com/frequency-shift-keying.html>
4. https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_frequency_shift_keying.htm
5. <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/2FSK-modulation-vs-4FSK-modulation.html>
6. <https://electronicscoach.com/phase-shift-keying.html>
7. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks
8. https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_keying
9. https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_quadrature_phase_shift_keying.htm
10. https://www.ripublication.com/irph/ijert20/ijertv13n10_05.pdf
11. <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:OFDM2.png>
12. <https://www.5gtechnologyworld.com/the-basics-of-5gs-modulation-ofdm/>
13. https://www.5gtechnologyworld.com/wpcontent/uploads/2020/04/OFDM_fig6_signalv2_1870x884.png
14. <https://www.watelectronics.com/what-is-phase-shift-keying-types-and-its-forms/>
15. https://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/content/ofdm_basicprinciplesoverview.htm
16. <https://devopedia.org/orthogonal-frequency-division-multiplexing>
17. <http://whiteboard.ping.se/SDR/IQ>

18.

<https://www.ednasia.com/quadrature-modulation-the-signal-behind-digital-communications/>

19.

<https://www.allaboutcircuits.com/textbook/radio-frequency-analysis-design/radio-frequency-demodulation/understanding-quadrature-demodulation/>

20.

<https://www.allaboutcircuits.com/textbook/radio-frequency-analysis-design/radio-frequency-demodulation/understanding-i-q-signals-and-quadrature-modulation/>

21. https://en.wikipedia.org/wiki/In-phase_and_quadrature_components

22. <https://www.everythingrf.com/community/what-is-oqpsk-modulation>

23. https://en.wikipedia.org/wiki/Discrete_Fourier_transform

24. <https://www.tek.com/en/blog/quadrature-iq-signals-explained>

25. <https://www.eeweb.com/quadrature-phase-shift-key-qpsk/>

26. https://www.testandmeasurementtips.com/wpcontent/uploads/2022/05/WTWH_orthogonal_Pt2_Fig5.png

27. https://www.testandmeasurementtips.com/wpcontent/uploads/2022/05/WTWH_orthogonal_Pt2_Fig4.png

28. <https://www.polytechnichub.com/wp-content/uploads/2017/04/psk.jpg>

29.

http://vikramuniv.ac.in/files/wp-content/uploads/BE_EE_4Sem-PhaseShiftkeying-Neha_Singh.pdf

30. <https://www.zhihu.com/question/36914677/answer/2127429009>

31. https://www.tmatlantic.com/encyclopedia/index.php?ELEMENT_ID=10478

32.

<https://www.wisdomjobs.com/e-university/digital-communication-tutorial-1983/frequency-shift-keying-25993.html>