

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Круглик Олег Станіславович

УДК 621.376.9

ДИСЕРТАЦІЯ

**Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією у
каналах із несприятливими умовами радіоприймання**

172 – Телекомунікації та радіотехніка

17 – Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Круглик О. С.

Науковий керівник:

доктор фізико математичних наук, професор

Калюжний Олександр Якович

Київ - 2022

АНОТАЦІЯ

Круглик О. С. Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією у каналах із несприятливими умовами радіоприймання. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» (17 - Електроніка та телекомунікації). Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2022.

Розвиток цифрового зв'язку породжує необхідність розробки високошвидкісних, ресурсномістких систем телекомунікаційних систем і більш ефективних методів використання частотного ресурсу. Новітні технології зв'язку із розширенням сфери їх використання одночасно із новими можливостями та перевагами, ускладнюють завдання синхронізації та подальшої обробки даних приймачем. Крім того, в каналах з несприятливими умовами радіоприймання, для яких характерна швидка зміна параметрів сигналу внаслідок часового розсіювання і доплерівського розширення спектра сигналів та невідомими характеристики каналу передачі, виникають ситуації, коли більшість модемів не дозволяють забезпечити якісний прийом сигналу. Тому ключовим завданням на шляху створення нових систем цифрового радіозв'язку є розробка більш ефективних та більш стійких до несприятливих умов приймання методів цифрової синхронізації. При цьому головну роль відіграють системи із використанням фазової маніпуляції сигналу, які є найбільш поширеними та, відповідно, найбільш практично важливими.

В дисертаційній роботі розкрито поняття несприятливих умов радіоприймання, які найбільше характерні для приймання сигналу в так званій «третьій точці» прийому в завданнях кооперативної ретрансляції та радіомоніторингу. Розглянуто основні технології мультиплексування при передаванні сигналів на фізичному рівні в безпроводному цифровому зв'язку та показано залежність вибору методу синхронізації від схеми мультиплексування,

що використовується в конкретній системі зв'язку. Розглянуто спосіб ефективного використання частотного ресурсу за рахунок використання технології Carrier-in-Carrier. Проведено короткий аналіз та опис відомих способів передавання та розділення сигналів із суми за технологією Carrier-in-Carrier. Проведено аналітичний огляд популярних методів ідентифікації та демодуляції сигналів із фазовою маніпуляцією, а також обґрунтовано необхідність досліджень та розробки нових алгоритмів ідентифікації і синхронізації для закриття потреб в сучасних сферах використання безпроводного зв'язку.

Запропоновано гібридний метод демодуляції сигналів, який поєднує алгоритми прямого оцінювання параметрів сигналу (feedforward) з подальшою синхронізацією параметрів за схемами зі зворотним зв'язком (feedback). Початкова оцінка зміщення частоти-носія, фази та часової затримки сигналу виконується по відомому пілот-сигналу. Потім отримані оцінки застосовуються для ініціалізації схем зі зворотним зв'язком для миттєвого входу у режим стеження. Проведено розрахунок оптимальних параметрів петлевих фільтрів для підсистем фазо-частотної та часової синхронізації. Виконано порівнювальне моделювання відомих традиційних методів демодуляції та гібридного методу на прикладі сигналів з фазовою маніпуляцією, таких як QPSK, 8PSK, 16APSK та 32APSK. Отримані результати підтверджують, що в умовах швидкої зміни параметрів сигналу гібридний алгоритм забезпечує мінімальне значення бітової похибки в залежності від SNR у порівнянні з традиційними методами, які засновані окремо на схемах синхронізації feedback або feedforward. Запропоноване гібридне поєднання алгоритмів feedback і feedforward дозволило застосовувати алгоритми зі зворотним зв'язком до сигналів з пакетним режимом передавання даних. Розглянутий підхід до синхронізації можна також використовувати для сигналів із іншими видами фазової маніпуляції.

Досліджено сучасні алгоритми фреймової синхронізації для стандарту супутникового зв'язку DVB-S2. Робота підсистеми фреймової синхронізації з великими зміщеннями частоти-носія сигналу є основною перевагою різницевих методів обчислення кореляції над класичним розрахунком крос-кореляції.

Використання різницевих методів дає можливість відмовитись від початкової оцінки зміщення частоти-носія і пришвидшити реєстрацію модему зв'язку. Запропоновано алгоритм із адаптивним порогом, який засновано на використанні різницевої кореляції сигналів. Особливістю представленого методу є те, що зі зміною рівня вхідного сигналу поріг для прийняття рішення також змінюється адаптивно, що дозволяє відмовитися на даній стадії обробки сигналу від системи автоматичного регулювання потужності. Проведено порівняльне моделювання запропонованого методу фреймової синхронізації із відомими методами, які засновані на обчисленні різницевої кореляції, результати отриманих характеристик ймовірності пропуску від співвідношення сигнал/шум показали перевагу запропонованого алгоритму над відомими методами. Також розглянуті шляхи щодо практичної реалізації даного алгоритму на елементній базі FPGA. Зокрема, був використаний апроксимуючий метод для розрахунку модуля комплексного числа, імплементація якого легко виконується на логічних елементах кристала FPGA без втрати швидкодії алгоритму в цілому.

Введено новий підхід до демодуляції сигналів на основі методів корпускулярної фільтрації. Корпускулярна (або багаточасткова, *particle*) фільтрація є ефективним засобом вирішення нелінійних та негаусівських задач теорії статистичного оцінювання. Основним принципом корпускулярної фільтрації є апроксимація розподілу невідомих параметрів за допомогою дискретного набору корпускул та пов'язаних з ними вагових коефіцієнтів. Сформульовано модель простору станів сигналу спостереження з урахуванням динаміки оновлення параметрів каналу. Проведено порівняльний аналіз із відомими методами демодуляції на прикладі сигналів із фазовою маніпуляцією. Показано, що при достатній кількості корпускул, ефективність демодуляції, а саме забезпечення мінімальної бітрової похибки (BER), може бути покращена шляхом застосування методів корпускулярної фільтрації при низьких співвідношеннях сигнал/шум на фоні негаусівського шуму.

Розроблено метод детектування версії стандарту DVB-S2/S2X із використанням запропонованих методів синхронізації і декодування службової

інформації фізичного рівня. Обидві версії стандарту мають майже однакову структуру на фізичному рівні. Подібність сигналів фізичного рівня призводить, наприклад, до того, що при невірному налаштуванні частоти, приймачем DVB-S2 може прийматися сигнал стандарту DVB-S2X. Детектор складається із систем кадрової синхронізації, демодулятора і декодера поля PLSCODE. Запропоновано формули розрахунку біт поля PLSCODE і декодування службової інформації відповідно для стандартів широкосмугового оповіщення DVB-S2 та DVB-S2X. Представлений детектор дозволяє визначити до якої ревізії належить переданий сигнал та визначити параметри фрейму. Розроблено програмну модель описаного методу. Виконано експериментальні розрахунки ROC кривої та ймовірності пропуску від співвідношення сигнал/шум. Отримані результати моделювання показують високу ефективність запропонованого методу детектування навіть при негативних співвідношеннях сигнал/шум.

Також в роботі пропонується метод ідентифікації сигналів, які передаються за технологією Carrier-in-Carrier із використанням QPSK модуляції. Метод базується на розрахунку кумулянтів четвертого порядку для виявлення змін в формі сигнального сузір'я, які характерні для сигналів типу Carrier-in-Carrier. Відповідно до методології робочих характеристик приймача (ROC) знайдено порогове значення для правила прийняття рішень. Встановлено, що запропонований метод забезпечує коректне виявлення суми сигналів QPSK для широкого діапазону співвідношень сигнал/шум, різних амплітуд сигналів із суми, а також для різних смуг пропускання змішаних сигналів. Отримані результати свідчать про високу ефективність запропонованого методу виявлення. Також показана перевага запропонованого методу виявлення перед методом «радіусів».

Ключові слова: несприятливі умови радіоприймання, фазова маніпуляція, демодуляція сигналів, різницева кореляція, корпускулярна фільтрація, ідентифікація сигналів з фазовою маніпуляцією, Частота-носії-в-Частоті-носієві, кумулянти.

ABSTRACT

Kruhlyk O. S. Efficient demodulation and identification of signals with phase manipulation in channels with unfavorable radio reception conditions. - Qualifying scientific work on manuscript rights.

Thesis for Doctor's of Philosophy degree by specialty 172 "Telecommunications and radio engineering" (17 - Electronics and telecommunications). National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2022.

The development of digital communication creates the need to develop high-speed, resource-intensive telecommunication systems and more efficient methods of using frequency resources. The latest communication technologies with the expansion of the scope of their use at the same time with new opportunities and advantages complicate the tasks of synchronization and further processing of data by the receiver. In addition, in channels with unfavorable radio reception conditions, which are characterized by a rapid change in signal parameters due to time dispersion and Doppler broadening of the signal spectrum and unknown characteristics of the transmission channel, situations arise when most modems do not allow to ensure high-quality signal reception. Therefore, a key task in the way of creating new digital radio communication systems is the development of more efficient and more resistant to unfavorable reception conditions of digital synchronization methods. At the same time, the main role is played by systems using phase manipulation of the signal, which are the most common and, accordingly, the most practically important.

The concept of unfavorable radio reception conditions, which are most characteristic for signal reception at the so-called "third point" of reception in the tasks of cooperative relaying and radio monitoring is revealed in the dissertation. The basic technologies of multiplexing during the transmission of signals at the physical level in wireless digital communication are considered and the dependence of the choice of the synchronization method on the multiplexing scheme used in a specific communication system is shown. The method of efficient use of the frequency resource due to the use of "Carrier-in-Carrier" technology is considered. A brief analysis and description of known

methods of transmission and separation of sum signals using Carrier-in-Carrier technology is carried out. An analytical review of popular methods of identification and demodulation of signals with phase manipulation was conducted, as well as the need for research and development of new identification and synchronization algorithms to meet the needs of modern areas of wireless communication was substantiated.

A hybrid method of signal demodulation is proposed, which combines algorithms for direct estimation of signal parameters (feedforward) with further synchronization of parameters according to schemes with feedback. The initial estimation of the offset of the carrier frequency, phase and time delay of the signal is performed on a known unique word. The obtained estimates are then used to initialize the feedback circuits to instantly enter tracking mode. The optimal parameters of loop filters for phase-frequency and time synchronization subsystems were calculated. A comparative simulation of well-known traditional demodulation methods and the hybrid method is performed on the example of signals with phase manipulation, such as QPSK, 8PSK, 16APSK and 32APSK. The obtained results confirm that in conditions of rapid changes in signal parameters, the hybrid algorithm provides the minimum value of the bit error depending on the SNR in comparison with traditional methods, which are based separately on feedback or feedforward synchronization schemes. The proposed hybrid combination of feedback and feedforward algorithms made it possible to apply feedback algorithms to signals with a packet data transmission mode. The considered approach to synchronization can also be used for signals with other types of phase manipulation.

Modern frame synchronization algorithms for the DVB-S2 satellite communication standard have been studied. The operation of the frame synchronization subsystem with large carrier frequency offsets of the signal is the main advantage of the differential correlation calculation methods over the classical cross-correlation calculation. The use of differential methods makes it possible to abandon the initial estimate of the carrier frequency offset and speed up the registration of the communication modem. An algorithm with an adaptive threshold is proposed, which is based on the use of differential signal correlation. A feature of the presented method is that with a change in the level of the input signal, the threshold for making a decision

also changes adaptively, which allows to abandon the system of automatic power regulation at this stage of signal processing. Comparative modeling of the proposed method of frame synchronization with known methods based on the calculation of differential correlation was carried out, the results of the obtained characteristics of the probability of omission from the signal/noise ratio showed the advantage of the proposed algorithm over known methods. Ways of practical implementation of this algorithm on the FPGA element base are also considered. In particular, an approximating method was used to calculate the module of a complex number, the implementation of which is easily performed on the logic elements of the FPGA crystal without losing the speed of the algorithm as a whole.

A new approach to signal demodulation based on particle filtering methods is introduced. Corpuscular (or multi-particle, particle) filtering is an effective means of solving nonlinear and non-Gaussian problems of the theory of statistical evaluation. The main principle of corpuscular filtering is the approximation of the distribution of unknown parameters using a discrete set of particles and their associated weighting factors. A model of the state space of the observation signal is formulated, taking into account the dynamics of updating channel parameters. A comparative analysis with well-known demodulation methods was carried out on the example of signals with phase manipulation. It is shown that with a sufficient number of corpuscles, the demodulation efficiency, namely ensuring the minimum bit error (BER), can be improved by applying corpuscular filtering methods at low signal-to-noise ratios against a background of non-Gaussian noise.

A method of detecting the version of the DVB-S2/S2X standard has been developed using the proposed methods of synchronization and decoding of service information of the physical level. Both versions of the standard have almost the same structure at the physical level. The similarity of the signals of the physical level leads, for example, to the fact that if the frequency is incorrectly set, the DVB-S2 receiver can receive a signal of the DVB-S2X standard. The detector consists of frame synchronization systems, a demodulator and a PLSCODE field decoder. The formulas for calculating the PLSCODE bit field and decoding the service information,

respectively, are proposed for the DVB-S2 and DVB-S2X broadband notification standards. The presented detector allows to determine to which revision the transmitted signal belongs and to determine the parameters of the frame. A software model of the described method has been developed. Experimental calculations of the ROC curve and the miss detection probability from the signal/noise ratio were performed. The obtained simulation results show the high efficiency of the proposed detection method even with negative signal to noise ratios.

Also, the paper proposes a method of identifying signals that are transmitted using Carrier-to-Carrier technology using QPSK modulation. The method is based on the calculation of fourth-order cumulants to detect changes in the shape of the signal constellation, which are characteristic of Carrier-in-Carrier signals. According to the receiver operating characteristic (ROC) methodology, a threshold value for the decision rule is found. It was established that the proposed method provides correct detection of the sum of QPSK signals for a wide range of signal-to-noise ratios, different amplitudes of signals from the sum, and also for different bandwidths of mixed signals. The obtained results indicate the high efficiency of the proposed detection method. The advantage of the proposed detection method over the "radius" method is also shown.

Keywords: unfavorable conditions of radio reception, phase manipulation, signal demodulation, differential correlation, particle filtering, identification of signals with phase manipulation, Carrier-in-Carrier, cumulants.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. Круглик, О. С. і Павленко, М. П. (2015) «Адаптивний метод фреймової синхронізації для систем стандарту DVB-S2 на FPGA», *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, (62), с. 77-86. doi: 10.20535/RADAP.2015.62.77-86.
<http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1004>
2. Круглик, О. С., Калюжний, О. і Семенов, В. Ю. (2019) «Ефективна демодуляція QPSK сигналів у каналах з несприятливими умовами радіоприймання», *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, (78), с. 13-18. doi: 10.20535/RADAP.2019.78.13-18.
<http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1588>
3. «Method for the detection of mixed QPSK signals based on the calculation of fourth-order cumulants». Vasyl Semenov, Pavel Omelchenko and Oleh Kruhlyk. *Signal & Image Processing: An International Journal (SIPIJ)*: 10(3), pp. 11-20. June 2019. doi: 10.5121/sipij.2019.10302.
<https://aircconline.com/sipij/V10N3/10319sipij02.pdf>
4. «Efficient method of M-PSK demodulation based on particle filtering». Vasyl Semenov, O. Kruhlyk. *Math. Model. Comput.* Vol.6, No.1, pp.137-143 (2019). doi: 10.23939/mmc2019.01.137.
<http://science.lpnu.ua/mmc/all-volumes-and-issues/volume-6-number-1-2019/efficient-method-m-psk-demodulation-based-particle>
5. Круглик, О. С. і Семенов, В. Ю. (2021) «Метод розпізнавання сигналів стандартів DVB-S2 та DVB-S2X на основі ефективного декодування поля PLHEADER», *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, (87), с. 39-45. doi: 10.20535/RADAP.2021.87.39-45.
<http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1759>
6. Круглик, О. С. Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією в завданнях радіомоніторингу / Круглик О. С., Семенов В. Ю. // *Радіоелектроніка у XXI столітті : матеріали II Всеукраїнської науково-*

технічної конференції студентів та аспірантів, 14-16 травня 2019 р., Київ, Україна / КПІ ім. Ігоря Сікорського, РТФ. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – с. 53-54.

https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/33901/1/RTF_2019_53-54.pdf

7. «Method for the detection of carrier-in-carrier signals based on fourth-order cumulants». Vasyl Semenov, Pavel Omelchenko and Oleh Kruhlyk, Delta SPE LLC, Kiev, Ukraine. 7 th International Conference on Computational Science and Engineering (CSE 2019) April 27-28, 2019, Copenhagen, Denmark. doi:

<https://cse2019.org/csip/papers.html>

<https://aircconline.com/csit/papers/vol9/csit90503.pdf>

(<https://www.call4paper.com/detail/event/QJENROUR43640339>)

8. Круглик, О. С. Метод детектування DVB-S2/S2X сигналів / Круглик О. С., Семенов В. Ю. // Радіотехнічні проблеми, сигнали, апарати та системи: матеріали X Міжнародної науково-технічної конференції, 09 – 11 листопада 2021 р., Київ,. Україна: – Київ, 2021. – с. 66-68.

https://drive.google.com/file/d/1unpJBhwsHq4hdoQiR_GFLxpX9PvbjqV/view

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	14
ВСТУП.....	16
РОЗДІЛ 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ТА ЗАГАЛЬНИЙ АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ ІЗ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ.....	22
1.1 Постановка завдання і огляд демодуляції сигналів з фазовою маніпуляцією	22
1.2 Поширені види завад та їх вплив на сигнали в каналі передачі.....	28
1.2.1 Адитивний білий гаусівський шум і негаусівський шум	28
1.2.2 Міжсимвольна інтерференція і похибка тактування	32
1.2.3 Зміщення частоти-носія та фази сигналу	35
1.3 Основні типи доступу в каналі передачі сигналів	39
1.4 Класифікація схем синхронізації	41
1.5 Огляд методів знаходження похибки символної синхронізації	45
1.6 Огляд методів оцінки частоти-носія	48
1.7 Методи синхронізації фази.....	51
1.8 Моделювання класичних схем синхронізації у каналі із несприятливими умовами радіоприймання	52
1.9 Задача детектування і сліпого розділення суміші сигналів з фазовою маніпуляцією	58
1.10 Висновки	61
РОЗДІЛ 2 ЕФЕКТИВНА ДЕМОДУЛЯЦІЯ PSK СИГНАЛІВ У КАНАЛАХ З НЕСПРИЯТЛИВИМИ УМОВАМИ РАДІОПРИЙМАННЯ.....	63
2.1 Гібридний метод демодуляції сигналів	63
2.1.1 Вступ	63
2.1.2 Сутність гібридного метод демодуляції сигналів	64
2.1.3 Результати моделювання.....	72
2.1.4 Висновки	75
2.2 Фреймова (пакетна) синхронізація за допомогою диференціального корелятора	76
2.2.1 Вступ	76
2.2.2 Постановка завдання	76

	13
2.2.3 Алгоритм фреймової синхронізації з адаптивним порогом	81
2.2.4 Адаптація алгоритму [P2] під реалізацію на FPGA	83
2.2.5 Висновки	85
РОЗДІЛ 3 ДЕМОДУЛЯЦІЯ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ КОРПУСКУЛЯРНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ	86
3.1 Вступ.....	86
3.2 Постановка задачі	87
3.3 Представлення в просторі станів	88
3.4 Баєсова оцінка	88
3.5 Метод корпускулярної фільтрації.....	90
3.6 Демодуляція сигналів	94
3.7 Результати моделювання	97
3.8 Висновки	101
РОЗДІЛ 4 ЗАСТОСУВАННЯ ЗАПРОПОНОВАНИХ МЕТОДІВ ДЕМОДУЛЯЦІЇ В ЗАДАЧІ ДЕТЕКТУВАННЯ СИГНАЛІВ СТАНДАРТІВ DVB-S2 І DVB-S2X. 102	
4.1 Вступ.....	102
4.2 Аналіз існуючих рішень	103
4.3 Особливості формування поля PLSCODE.....	105
4.4 Метод детектування DVB-S2/S2X сигналів	107
4.5 Результати чисельних досліджень	112
4.6 Висновки	115
РОЗДІЛ 5 ІДЕНТИФІКАЦІЯ СИГНАЛІВ ТИПУ CARRIER-IN-CARRIER ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ ЗАПРОПОНОВАНИХ СПОСОБІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ MPSK СИГНАЛІВ	116
5.1 Вступ.....	116
5.2 Вихідні положення та сутність методу.....	117
5.3 Додатковий критерій виявлення CnC сигналів	122
5.4 Результати чисельного моделювання	123
5.5 Висновки	128
ВИСНОВКИ	129
ЛІТЕРАТУРА	131
Додаток 1 Акти впровадження результатів роботи.....	139

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

APSK	Amplitude and Phase Shift Keying амплітудна і фазова маніпуляція
AUC	Area Under the Curve (площа під кривою)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Адитивний Білий Гаусівський шум)
BER	Bit Error Rate (середня бітова похибка)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (бінарна фазова маніпуляція)
CnC	Carrier-in-Carrier (Частота-носій-в-Частоті-носієві)
CDMA	Code Division Multiple Access (множинний доступ з кодовим розділенням)
DPDI	Differential Post Detection Integration (різницеве постдетекторне накопичення)
FAR	False Alarm Rate (ймовірність хибної тривоги)
FDMA	Frequency Division Multiple Access (множинний доступ з частотним поділом)
Feedback	схема синхронізації зі зворотним зв'язком
Feedforward	схема синхронізації із прямою оцінкою параметрів
FPGA	Field-Programmable Gate Array (програмовані логічні інтегральні схеми)
ISI	inter-symbol interference (міжсимвольна інтерференція)
L&R	Luise and Reggiannini (Луїз і Реджанніні)
MDP	Miss Detection Probability (ймовірність пропуску)
MPSK	M-ary Phase-Shift Keying (M-фазова маніпуляція)
NCO	Numerically Controlled Oscillator (генератора з числовим керуванням)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (квадратурна амплітудна модуляція)
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying (четвертинна фазова маніпуляція)

ROC	Receiver Operating Characteristic (робоча характеристика приймача)
SNR	Signal-to-Noise Ratio (співвідношення сигнал/шум)
TDMA	Time Division Multiple Access (множинний доступ з часовим поділом)
UWs	Unique Words (унікальні слова)
АЦП	аналогово-цифровий перетворювач
КФ	корпускулярна фільтрація

ВСТУП

Актуальність. Одним з актуальних завдань розвитку сучасних систем цифрового безпроводного зв'язку є розширення зон покриття широкосмугового доступу, включаючи віддалені місцевості. Для вирішення цього завдання використовуються як наземні так й супутникові системи, в яких застосовуються новітні технології передавання та оброблення сигналів, зокрема, багатоантенні МІМО-системи, технології передачі OFDMA, кооперативна ретрансляція, тощо. У свою чергу, впровадження нових технологій зустрічається з низкою технічних проблем, серед яких одне з чільних місць займає завдання синхронізації сигналів на вході приймача. Особливу актуальність ці завдання набувають для систем радіорозвідки та радіомоніторингу, які також становлять важливу частину сучасної інфраструктури цифрового зв'язку та виконують завдання контролю використання радіочастот, перевірки виконання ліцензійних умов, забезпечення захисту національної безпеки, тощо. У таких системах приймання сигналу виконується звичайно у так званій «третьій точці», де умови радіоприймання є досить несприятливими для застосування класичних методів приймання та демодуляції. При цьому, як правило, невідомі найважливіші характеристики сигналу, зокрема, носійна частота, символна швидкість, тип модуляції, спосіб мультиплексування. Також часто невідомі й характеристики каналу передавання, що додатково ускладнює проблему. Отже, одним із ключових завдань на шляху створення нових систем цифрового радіозв'язку є розробка більш ефективних та більш стійких до несприятливих умов приймання методів цифрової синхронізації. При цьому головну роль відіграють системи із використання фазової маніпуляції сигналу, які є найбільш поширеними та, відповідно, найбільш практично важливими. Таким чином, можна констатувати існування актуального науково-технічного завдання, а саме, дослідження та розробки методів демодуляції сигналів із фазовою маніпуляцією, які мають забезпечувати надійний радіозв'язок у несприятливих умовах приймання.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота виконувалася на кафедрі радіоінженерії Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» та у науково-виробничому підприємстві «Дельта СПЕ». Результати дисертації були використані в системах класифікації, демодуляції і обробки сигналів в комерційних продуктах НВП «Дельта СПЕ».

Впровадження результатів дисертаційної роботи підтверджено відповідними актами.

Мета і задачі дослідження. Метою дослідження є аналіз та розробка нових, більш ефективних методів ідентифікації та демодуляції сигналів з фазовою маніпуляцією у каналах із адитивними білими гаусівськими та негаусівськими шумами, при швидких змінах характеристик каналу передавання. Важливою метою також є зменшення бітової похибки отриманого сигналу завдяки застосуванню більш ефективних методів синхронізації.

Для досягнення вказаної мети у даній дисертаційній роботі вирішуються наступні задачі:

- розробка методу адаптивної фреймової синхронізації, який би ефективно працював на початкових етапах з'єднання при відсутності якісної частотної синхронізації;
- розробка гібридного методу синхронізації сигналів із фазовою маніпуляцією, який забезпечував би більш ефективну демодуляцію в каналах зі швидкими селективними у часі завмираннями;
- удосконалення методів демодуляції сигналів для каналів із нелінійними спотвореннями сигналів та негаусівськими завадами;
- вирішення задачі надійної ідентифікації сигналів стандартів DVB-S2 і DVB-S2X;
- розробка більш ефективних методів ідентифікації сигналів, що передаються супутниковими каналами зв'язку за технологією Carrier-in-Carrier.

Об'єктом дослідження є сигнали із фазовою маніпуляцією.

Предметом дослідження є методи синхронізації та ідентифікації сигналів із фазовою маніпуляцією у каналах із несприятливими умовами радіоприймання.

Методи дослідження. На всіх етапах роботи використовувались методи цифрової обробки сигналів із застосуванням імітаційного моделювання. Визначення параметрів окремих підсистем синхронізації виконувалось із застосуванням методів динамічного програмування. При розробці запропонованого в роботі алгоритму корпускулярної фільтрації застосовані методи теорії оцінювання та теорії випадкових процесів. Для розрахунку порогів прийняття рішення детекторів різницевого корелятора, розрізнення і декодування сигналів DVB-S2/S2X та ідентифікації сигналів типу Carrier-in-Carrier застосовувались критерій Неймана-Пірсона і оцінка робочої характеристики приймача (ROC). Порівняння характеристик детекторів виконувалось за результатами розрахунку AUC (площі під ROC кривою). Для порівняльних оцінок і визначення метрик ефективності запропонованих алгоритмів проводились статистичні методи розрахунку MDP, FAR, BER і т. д.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Удосконалено метод різницевої кореляції за рахунок введення адаптивного порогу прийняття рішення та запропоновано схему реалізації нового методу на платформі FPGA.
2. Запропоновано гібридний метод демодуляції сигналів, який поєднує схеми синхронізації типів feedforward та feedback. Метод забезпечує кращу, в порівнянні з класичними методами демодуляції, обробку сигналів із фазовою маніпуляцією в каналах зі швидкою зміною характеристик передавання для широкого діапазону відношень сигнал/шум (SNR).
3. Розроблено метод демодуляції сигналів із фазовою маніпуляцією на основі теорії корпускулярної (багаточасткової) фільтрації. Основу методу складає нелінійне адаптивне оцінювання невідомих параметрів сигналу, які введені

в запропоновану модель вектору стану. Метод дозволяє суттєво підвищити точність оцінки параметрів сигналу та, відповідно, покращити завадостійкість його оброблення у порівнянні з класичними схемами синхронізації, зокрема, заснованих на детекторах Гарднера та Костаса.

4. Запропоновано новий метод декодування поля PLHEADER фізичних рівнів стандартів DVB-S2/S2X, який дозволяє вирішити задачу «сліпого» розрізнення сигналів стандартів DVB-S2 і DVB-S2X.
5. Розроблено новий метод ідентифікації сигналів типу Carrier-in-Carrier на основі розрахунку кумулянтів вищих порядків.

Практичне значення отриманих результатів. Отримані в даній роботі результати забезпечують підвищення завадостійкості цифрового безпроводного зв'язку. Впроваджені схеми демодуляції можна використовувати в модемах супутникового зв'язку, в технологіях кооперативної ретрансляції та системах МІМО. Зважаючи на поширеність систем обміну інформацією заснованих на використанні сигналів із фазовою маніпуляцією, сфера застосування алгоритмів, які розглянуті у дисертаційній роботі може бути дуже широкою. Запропоновані нововведення дозволять підвищити швидкість реєстрації пристрою (модему, терміналу, тощо) в системі зв'язку за рахунок використання різницевої кореляції в системі фреймової синхронізації, а також використання миттєвої синхронізації сигналу із застосуванням гібридного демодулятора. Впроваджені алгоритми демодуляції збільшують можливості щодо доступності обміну інформацією в несприятливих умовах радіоприймання, таких як: погані погодні умови, швидка зміна характеристик каналу передавання, недосконалість схем приймання та обробки сигналу, селективні частотні та часові завмирання, низьке співвідношення сигнал шум. Запропоновані у роботі методи можуть стати базовими для удосконалення існуючих методів цифрової обробки сигналів, сканування та аналізу радіосигналів, радіомоніторингу з метою виявлення незаконного використання частотного ресурсу. Важливо зазначити, що отримані результати в даній роботі вже використовуються в реальних програмно-апаратних

телекомунікаційних системах товариства «Дельта СПЕ», що підтверджено відповідними актами впровадження.

Особистий внесок здобувача відображено у наукових працях [1-5]. Зокрема автору належать наступні результати:

У роботі [1] – ідея використання адаптивного порогу та побудова експериментальних характеристик.

У роботі [2] – розробка алгоритму гібридного демодулятора, моделювання алгоритму та розрахунок порівняльних характеристик.

У роботі [3] – ідея застосування методу кумулянтів для ідентифікації сигналів типу Carrier-in-Carrier, побудова експериментальної моделі алгоритму.

У роботі [4] – проведення огляду існуючих рішень заснованих на методах корпускулярної фільтрації, оптимізація запропонованого алгоритму в програмному середовищі Матлаб та побудова експериментальних характеристик.

У роботі [5] – аналіз специфікацій стандартів DVB-S2 і DVB-S2X, впровадження способу детектування поля PLSCODE і побудова експериментальних характеристик.

Апробація результатів дисертації. Результати роботи обговорювалися на 3 наукових конференціях: II Всеукраїнська науково-технічна конференція студентів та аспірантів «Радіоелектроніка у XXI столітті» (м. Київ, 2019); 7-ма Міжнародна конференція з обчислювальної науки та техніки CSE (м. Копенгаген, Данія, 2019); X Міжнародна науково-технічна конференція "Радіотехнічні проблеми, сигнали, апарати та системи" (м. Київ, 2021).

Публікації. За результатами наукових досліджень опубліковано 5 наукових праць, з них 3 у фахових наукових виданнях України, зокрема 1 стаття опублікована у журналі, який включено до списку міжнародних наукометричних баз даних SCOPUS і 3 статті у журналах, які індексуються у Web of Science.

Структура та об'єм дисертації. Дисертаційна робота складається із переліку умовних позначень, вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних літературних джерел і додатку. Загальний об'єм становить 140 сторінок, в тому числі 113 сторінок основного тексту. Робота містить 63 рисунки та 1 таблицю, 1 додаток та список використаних джерел з 79 найменувань.

РОЗДІЛ 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ТА ЗАГАЛЬНИЙ АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ ІЗ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

1.1 Постановка завдання і огляд демодуляції сигналів з фазовою маніпуляцією

Наукові рішення та задачі, які розглядаються в даній роботі, вирішують проблеми, рішення яких не забезпечують відомі методи ідентифікації та демодуляції сигналів із фазовою маніпуляцією, оскільки відомі методи:

- не є уніфікованими при застосуванні в одній і тій же системі як пакетної так й безперервної передачі;
- не забезпечують стійкої синхронізації у радіоканалах зі швидкою зміною характеристик передавання;
- не в повній мірі забезпечують якісну фреймову синхронізацію при наявності помилки частотної синхронізації, яка звичайно виникає на початкових етапах з'єднання;
- є не достатньо завадостійкими при наявності негаусівських завад;
- не забезпечують надійної ідентифікації сучасних протоколів передачі, зокрема, DVB-S2 та DVB-S2X;
- не забезпечують надійної ідентифікації протоколів передачі при використанні технології Carrier-in-Carrier, особливо, у разі приймання сигналів у «третьій точці», що характерно для завдань радіомоніторингу.

Для розкриття основної суті задач, які вирішуються в даній роботі першочергово розглянемо, що таке демодуляція і для чого потрібна синхронізація в сучасних системах безпроводного цифрового зв'язку. Почнемо з того, що основу фізичного рівня більшості сучасних систем цифрового зв'язку складає фазова маніпуляція [1]. Термін маніпуляція більше використовується в цифрових системах зв'язку замість відомої назви модуляція, яка більше відноситься до аналогових систем. У даній роботі терміни маніпуляція та модуляція згадуються з однаковим тлумаченням. Фазова маніпуляція є основою таких відомих форм модуляції, як квадратурна амплітудна модуляція, quadrature amplitude modulation

(QAM); амплітудна і фазова маніпуляція, amplitude and phase shift keying (APSK), де змінюються як фаза, так і амплітуда.

Розглянемо детальніше процес модуляції сигналу. Загальна форма аналогового смугового сигналу має вигляд:

$$s(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (1.1)$$

де $A(t)$ — низькочастотний амплітудний сигнал, $\varphi(t)$ — низькочастотний сигнал фази і $\omega_0 = 2\pi f_0$ — циклічна частота, яка ще називається частотою-носієм і встановлює центр смуги спектра, ширина якого приблизно вдвічі перевищує ширину смуги $A(t)$ і $\varphi(t)$. Загалом, для опису смугового сигналу потрібні два сигнали низьких частот. У випадку смугового сигналу з цифровою модуляцією прийнято використовувати синфазну (I) та квадратурну (Q) складові сигналу, які можна виразити як:

$$\begin{aligned} I(t) &= A(t)\cos\varphi(t), \\ Q(t) &= A(t)\sin\varphi(t) \end{aligned} \quad (1.2)$$

В такому випадку, коли смуговий сигнал є сигналом з цифровою модуляцією (1.1) можна записати як:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_{\text{symp}}}} [I(t)\cos\omega_0 t - Q(t)\sin\omega_0 t], \quad (1.3)$$

де E_s — середня енергія передавання одного символу.

Отже можна узагальнити перетворення між двома формами модуляції носійної як:

$$A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} [I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t]$$

звідки

$$I(t) = \frac{A(t) \cos \varphi(t)}{\sqrt{2E_s / T_{\text{symp}}}}, \quad Q(t) = \frac{A(t) \sin \varphi(t)}{\sqrt{2E_s / T_{\text{symp}}}} \quad (1.4)$$

і

$$\varphi(t) = \arctan \left[\frac{Q(t)}{I(t)} \right], \quad A(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_{\text{symp}}}} \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \geq 0 \quad (1.5)$$

Для сигналів з фазовою маніпуляцією, phase-shift keying (PSK), смугові сигнали $I(t)$ і $Q(t)$ в деяких випадках можна вважати незалежними компонентами. Критичним елементом при демодуляції носійного модульованого сигналу є пошук синхронізації з частотою-носієм $\cos \omega_0 t$. Цей процес можна розглядати як визначення сигналів $\cos \omega_0 t$ та $\sin \omega_0 t$.

У фазовій маніпуляції послідовність біт розділяється на групи із $\log_2(M)$ біт, де M — позиційність модуляції, далі групи біт перетворюються в символи (відображення символів, symbol mapping), які модулюють фазу носійної. Якщо є набір із M різних символів, то частота-носіє просто утримує одну з M фаз для кожного інтервалу символу. Отже, M визначає позиційність фазової маніпуляції, тобто якщо $M = 2$ (binary), то модуляція BPSK, якщо $M = 4$ (quaternary) — QPSK і так далі. У загальному випадку сигнал PSK приймає одну з M фаз і в амплітудно-фазовій формі MPSK виглядає так:

$$\sum_n \sqrt{2E_s} g(t - kT_{\text{symp}}) e^{j2i_k \pi / M} e^{j\omega_0 t}, \quad (1.6)$$

де g — імпульсна характеристика формуючого фільтру, яка відповідає критерію Найквіста, $i_k = 0, \dots, M - 1$. Для прикладу, на рис. 1.1, показано відображення символів на сигнальному сузір'ї (мапінг) для восьми позиційної фазової маніпуляції, 8 phase shift keying (8PSK), сигналу.

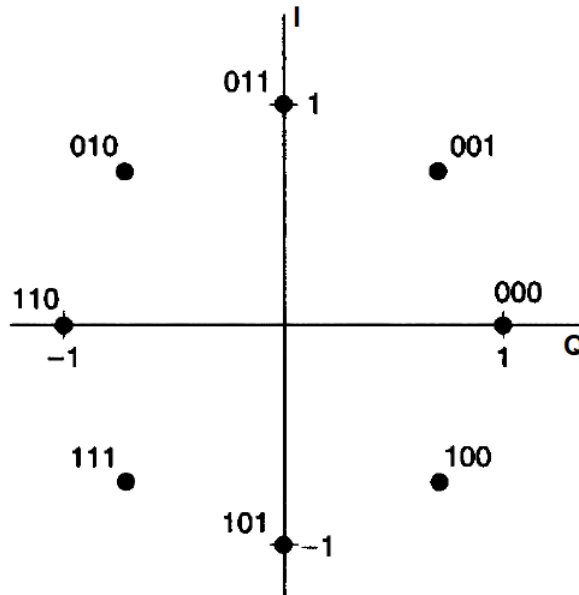


Рис. 1.1. Сигнальне сузір'я символів для 8PSK сигналу із мітками, які показують відповідні біти даних

Для подальшого опису MPSK сигналів маніпульовану послідовність (1.6) в основній полосі на виході передавача можна записати у вигляді:

$$s(t) = A \sum_k c_k g(t - kT_{\text{symp}}) e^{j\omega_0 t}, \quad (1.7)$$

де A — амплітуда сигналу $c_k = I_k + jQ_k$ — комплексна точка сигнального сузір'я із алфавіту цифрової маніпуляції.

На рис. 1.2 показана узагальнена схема системи зв'язку, основними компонентами якої є передавач, канал зв'язку, приймач. Після проходження через

канал зв'язку і узгоджений фільтр з симетричною характеристикою $g(t)$ сигнал $s(t)$ (1.7) приймає вигляд:

$$r(t) = As(t - \tau)e^{-j\omega t} = A \sum_k c_k g(t - kT_{\text{symp}} - \tau)e^{j(\omega t + \phi)} + n(t), \quad (1.8)$$

де T_{symp} — період передавання символу, τ — часова затримка, яка виникає внаслідок проходження сигналу через канал (див. розділ 1.2.2), $n(t)$ — шум з нульовим математичним очікуванням і з дисперсією σ^2 (див. розділ 1.2.1). В приймачі сигнал фільтрується в основній полосі на частоті $\omega_1 \approx \omega_0$, звідки $\omega = \omega_0 - \omega_1$ — зміщення частоти-носія і ϕ — зсув фази сигналу (див. розділ 1.2.3).

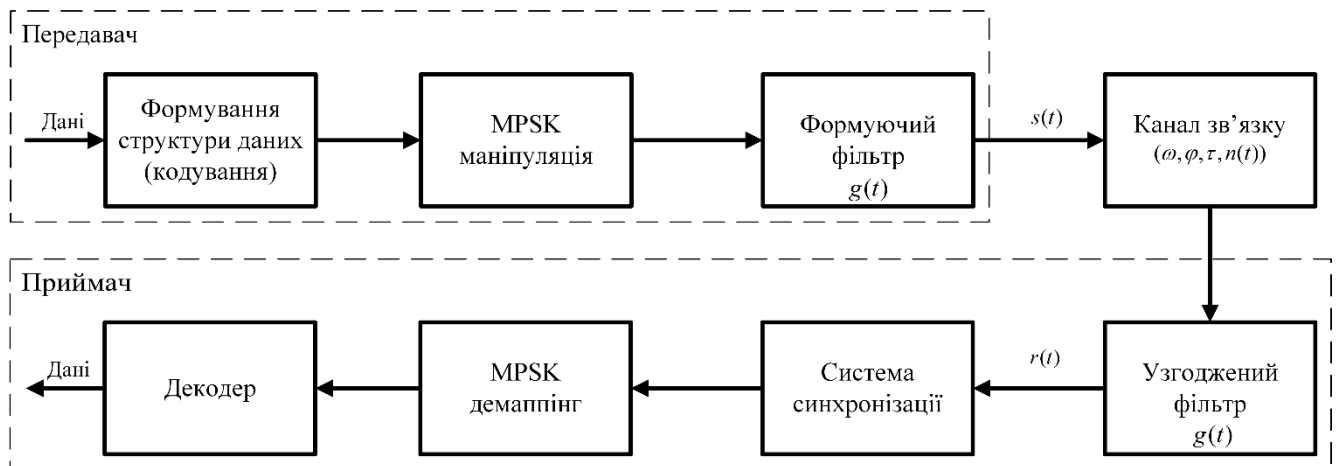


Рис. 1.2. Узагальнена структурна схема системи зв'язку

На схемі (рис. 1.2) показано, що для отримання переданої корисної інформації необхідно провести синхронізацію прийнятого сигналу $r(t)$ (1.8), тобто визначити сигнал $s(t)$ (1.7) та провести його демалпінг і декодування. Отже завдання синхронізації полягає в знаходженні параметрів ω, ϕ, τ .

Основною проблемою в процесі демодуляції є визначення та корекція невідомих параметрів, які при несприятливих умовах радіоприймання змінюються у часі. Крім того, на вибір схем синхронізації також впливає тип множинного доступу, який використовується у системі зв'язку. Найбільш конкретним прикладом несприятливих умов є приймання сигналу в «третьій точці»

,точка С на рис. 1.3. Необхідність прийому сигналу в третій точці виникає в задачах кооперативної ретрансляції [2], радіочастотного моніторингу та виявленні терміналів, які незаконно використовують радіочастотний ресурс. Системи зв'язку працюють за принципом погодження характеристик каналу передавання. Це означає, що модем змінює характеристики сигналу в залежності від умов в основному каналі. Успішна обробка інформації в точці С залежить від того наскільки можливим є перехоплення характеристик основного каналу передавання. Тому можливі такі шляхи вирішення проблеми приймання сигналу в третій точці. А саме:

- Перший шлях — перехоплюються параметри основного каналу, знімається попереднє спотворення, після чого, для демодуляції сигналу, застосовується звичайний модем;
- Другий шлях — це випадок, коли характеристики основного каналу невідомі. В цьому випадку використовуються альтернативні рішення синхронізації й обробки інформації.

Далі в даному розділі, детальніше розглянемо основні види завад, методи оцінки невідомих параметрів, які виникають внаслідок завад, відомі схеми синхронізації і вплив типу множинного доступу на вибір схеми синхронізації, що використовуються в системах з MPSK сигналами. Разом із оглядом показано, що для якісної синхронізації сигналу в точці С (рис. 1.3), перелічені методи демодуляції, в їх класичному розумінні, є непридатними для застосування і виникає необхідність в розробці нових алгоритмів синхронізації, що пропонуються в даній роботі. Також проводиться огляд методів ефективного використання радіочастотного ресурсу на прикладі технології передавання сигналів Carrier-in-Carrier.

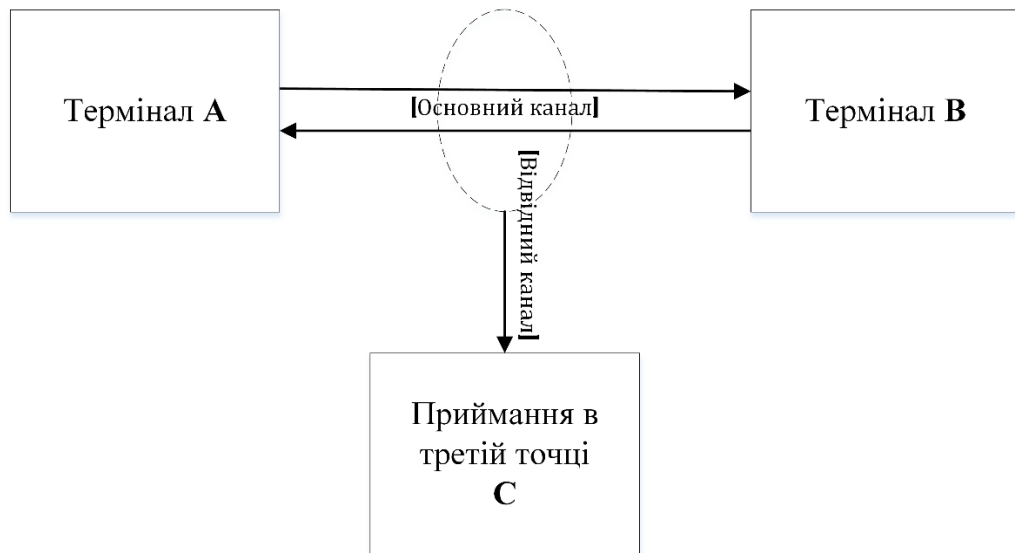


Рис. 1.3. Приймання сигналу в третій точці

1.2 Поширені види завад та їх вплив на сигнали в каналі передачі

Радіочастотні, як і електричні, завади з'являються в усіх електронних та радіочастотних системах у меншій чи більшій мірі, і можуть впливати та обмежувати продуктивність цих систем. Радіочастотні завади мають багато форм. Вони можуть виникати багатьма способами. Оскільки шум часто є випадковим за своєю природою, то після того, як він потрапив у систему, його неможливо повністю усунути, однак в деяких випадках його можна зменшити хоча це може вплинути на бажаний сигнал. Хоча існує багато різних типів шуму, є багато аспектів шуму, які є загальними для всіх типів разом із різними формами опису. У випадку безпроводного зв'язку, внаслідок проходження сигналу через канал передавання, виникають найчастіше такі види та наслідки завад як: адитивний білий гаусівський шум, негаусівський шум, похибка тактування і міжсимвольна інтерференція, зміщення частоти-носія та фази.

1.2.1 Адитивний білий гаусівський шум і негаусівський шум

Продуктивність цифрової системи зв'язку кількісно визначається ймовірністю помилок виявлення бітів за наявності теплового шуму. Основним джерелом теплового шуму є додавання випадкових сигналів, що виникають внаслідок вібрації атомів в електроніці приймача та передавача. Адитивний Білий

Гаусівський шум, Additive White Gaussian Noise (AWGN) — це тип шуму, який однаково впливає на всі частоти. Він поширюється на всіх частотах з однаковою середньою амплітудою і відповідає наступним вимогам:

- Шум є адитивним, тобто отриманий сигнал дорівнює переданому сигналу плюс шум. Його можна виразити наступним рівнянням, яке широко використовується в системах комунікацій:

$$r(t) = s(t) + n(t),$$

де $r(t)$ — сигнал після впливу шуму, $s(t)$ — вихідний сигнал, $n(t)$ — шум.

- Шум називають білим, оскільки подібно до білого кольору, який складається з усіх частот у видимому спектрі, білий шум має рівномірну потужність у всьому діапазоні частот. Як наслідок, спектральна щільність потужності, power spectral density (PSD), білого шуму є постійною для всіх частот у діапазоні від $-\infty$ до $+\infty$.

Гаррі Найквіст досліджував властивості теплового шуму і показав, що його спектральна щільність потужності дорівнює $k \times T_k$, де k — константа, а T_k — температура в Кельвінах. Як наслідок, потужність шуму прямо пропорційна еквівалентній температурі на вході приймача. Прийнято вважати спектральну щільність потужності постійним значенням яке позначається як $N_0 / 2$ Вт/Гц. Постійна спектральна щільність означає, що її зворотне цифрове перетворення Фур'є, inverted Discrete Fourier Transform (iDFT), повинно бути одиничним імпульсом $\delta(t)$. Крім того, можна побачити, що iDFT спектральної щільності є автокореляційною функцією сигналу. Поєднуючи ці два факти, наслідком постійної спектральної щільності є те, що автокореляція шуму в часовій області є одиничним імпульсом, тобто вона дорівнює нулю для всіх ненульових часових зміщень.

- Розподіл ймовірності вибірок шуму є нормальним гаусівським із нульовим середнім значенням, тобто в часовій області вибірки можуть набувати як позитивних, так і негативних значень, і, крім того, значення, близькі до нуля, мають більший шанс появи, тоді як значення, далекі від нульових мають меншу ймовірність появи (рис. 1.4). У результаті середнє значення у часовій області великої вибірок шуму дорівнює нулю. Функція щільності ймовірності гаусівського розподілу має наступний вигляд:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2},$$

де x — випадкова послідовність, σ — стандартне відхилення, μ — середнє значення.

Через гаусівську природу шуму, який набуває як позитивних, так і негативних значень, результат додавання великої кількості вибірок шуму прямує до нуля, таким чином дана властивість AWGN шуму може використовуватися приймачем сигналу для зменшення його впливу на отриманий корисний сигнал. Канал AWGN є основною, тобто класичною моделлю систем зв'язку. Прикладами систем, що працюють в основному в умовах AWGN, є космічний зв'язок із високо спрямованими антенами та деякими мікрохвильовими лініями. Тому чи не найбільш важливою мірою в системах зв'язку є співвідношення потужності сигналу до потужності гаусівського шуму, Signal-to-Noise ratio (SNR), яке виражається числовим значенням в дБ. Для прикладу, на рис. 1.5 показано вплив AWGN на сигнал з квадратурною фазовою маніпуляцією (QPSK).

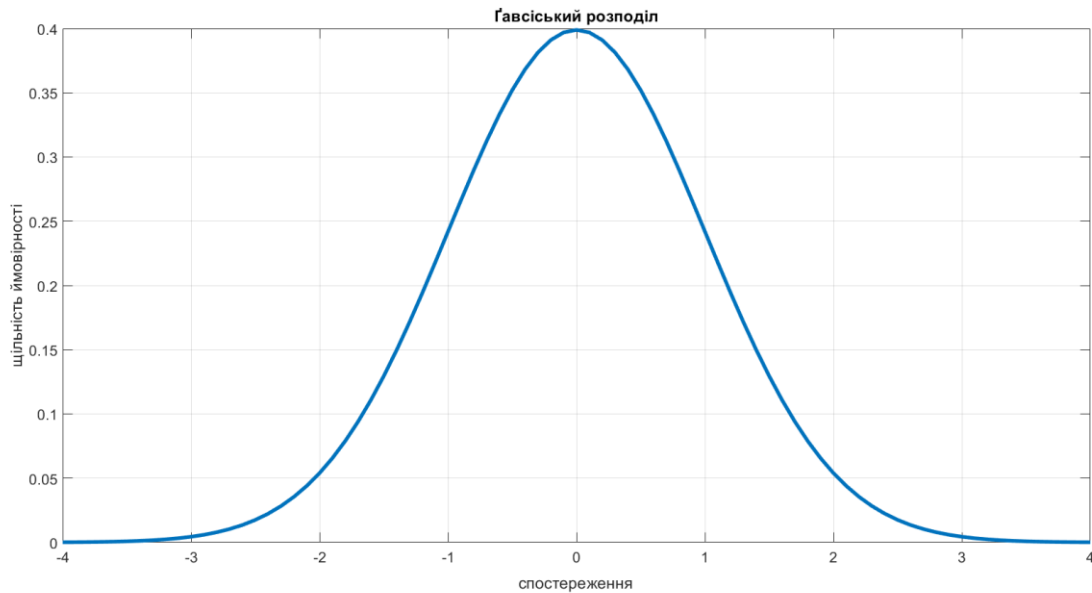


Рис. 1.4. Гаусівський розподіл ймовірності

Однак, з великою кількістю пристроїв, які працюють у поточних мережах зв'язку, радіочастотні сигнали з різних джерел часто можуть заважати один одному, і тому потрібно боротися з небажаними сигналами, які спотворюють бажаний сигнал. Небажані сигнали, які в загальному називають завадами або шумами, можуть бути пов'язані з низкою факторів, починаючи від певних несправностей чи неідеальності пристроїв і закінчуючи різними явищами навколишнього середовища. Традиційно шум у системах зв'язку характеризується розподілом Гауса (рис. 1.4), однак на практиці неодноразово визнавалося, що у багатьох випадках це абстракція реальних характеристик шуму [3], оскільки з ряду причин, які певною мірою описуються в розділах 1.1, 1.2.2 і 1.2.3, не може бути вірною для спостережуваного шуму. Такий шум зазвичай називають негаусівським. В більш загальному випадку негаусівський шум можна трактувати як сукупність всіх факторів, які спотворюють переданий сигнал настільки, що це призводить до ненадійного зв'язку. Таким чином втрата надійності пов'язана з тим фактом, що майже всі системи зв'язку розроблені так, щоб добре справлятися з шумом, який виникає в класичному каналі AWGN і, отже, зазнають втрат, коли це припущення не відповідає дійсності. Тому, для врахування більш конкретних

наслідків реальних завад, таких як техногенний імпульсний шум, електромагнітне обладнання, атмосферні шторми та позасмуговий спектральний витік, гаусівський шум розглядається як окрема складова негаусівського шуму [4].

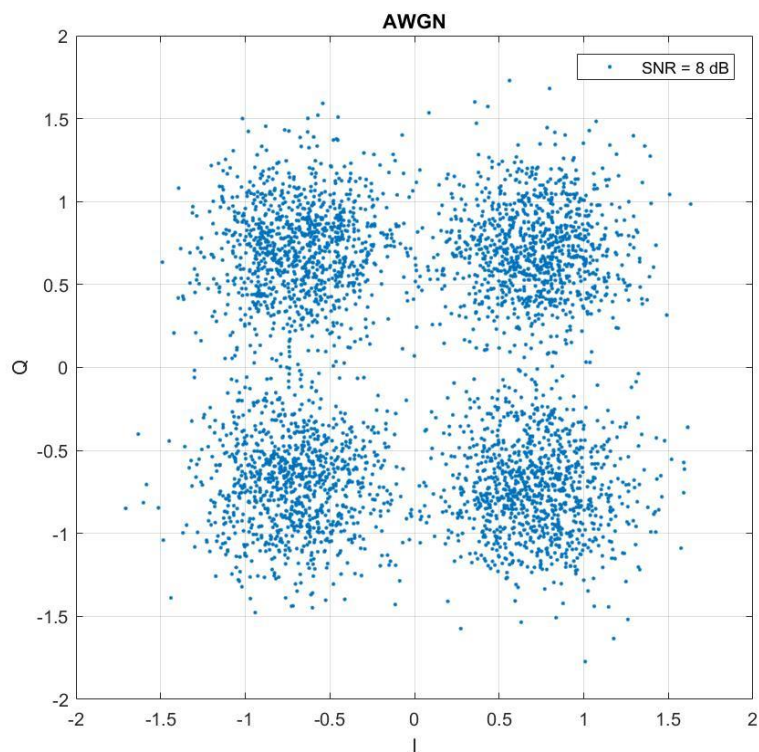


Рис. 1.5. Вплив AWGN на сузір'я QPSK сигналу при SNR = 8 dB

1.2.2 Міжсимвольна інтерференція і похибка тактування

Цифровий сигнал передачі, перш ніж він буде перетворений в аналогову форму, складається з символів каналу передавача. Канальні символи множаться на аналогові імпульси, розташовані через фіксований інтервал часу T (період дискретизації). Якщо період дискретизації дорівнює періоду передавання символу ($T = T_{symp}$), то зворотна величина $F_{symp} = 1/T_{symp}$, називається символною швидкістю каналу передавача. Сигнал основної смуги, який є сумою імпульсів, помножених на символи каналу передавача, модулюється на частоті-носієві та надсилається по каналу зв'язку. Після пониження частоти-носія в базову смугу отриманий базовий сигнал перетворюється на цифрові відліки з певною частотою

дискретизації для подальшої обробки. Ця частота дискретизації дорівнює m/T , де m є цілим числом. Типова схема приймальної частини показана на рис. 1.6.

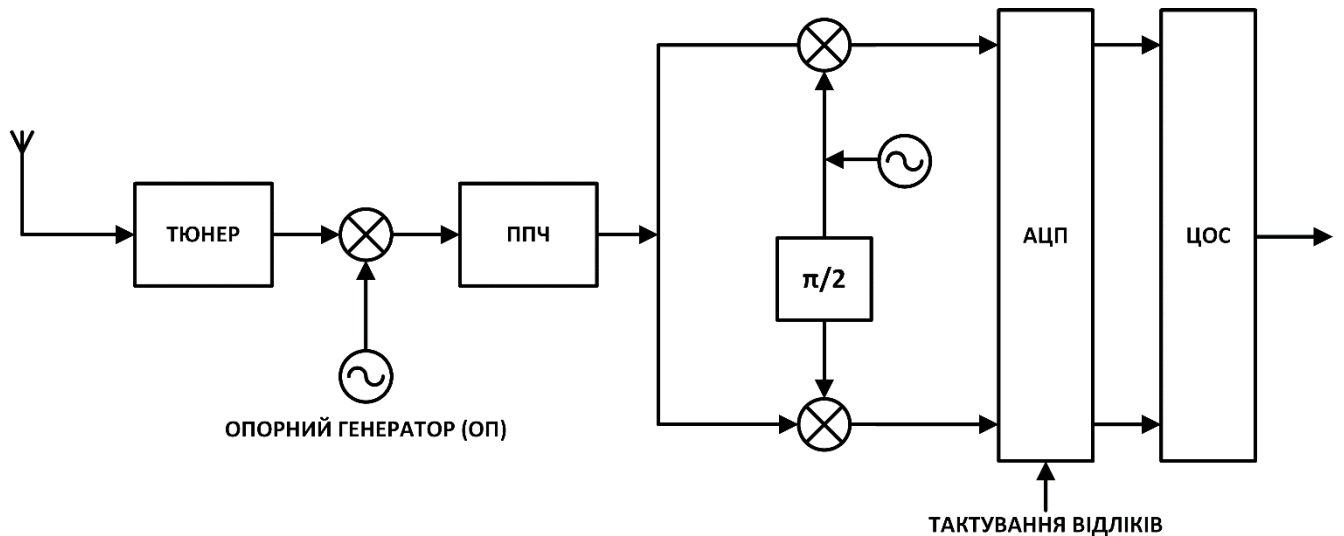


Рис. 1.6. Схема приймальної частини

Схема приймальної частини складається з:

- тюнера, який приймає радіочастотний сигнал на вибраній частоті-носієві;
- опорного генератора (або гетеродина);
- підсилювача проміжної частоти (ППЧ);
- аналогово-цифрового перетворювача (АЦП);
- системи цифрової обробки сигналів (ЦОС).

Як бачимо (рис. 1.6), до складу приймальної частини сигналу входять генератори і АЦП із власною тактовою частотою вибірки, в яких і виникає більшість частотних і часових помилок. Для нормальної роботи приймача тактова частота дискретизації АЦП приймача має бути синхронною з символною швидкістю каналу передавача $1/T$. Таким чином, мета символної синхронізації приймача полягає в тому, щоб гарантувати, що отриманий сигнал дискретизується синхронно з $1/T$. Крім того, висока швидкість передачі даних означає коротку тривалість символу порівняно з затримкою передавання сигналу ($T_{symb} < T_{delay}$). Коли $T_{symb} < T_{delay}$ ($B_c < B_{symb}$, де B_c — когерентна смуга пропускання,

B_{symb} — смуга пропускання символу) (рис. 1.7), то сигнал стикається з частотно-селективними завмиранням, і це спричиняє часову дисперсію. Результатом цього є міжсимвольна інтерференція, inter-symbol interference (ISI), де енергія одного символу впливає на інший символ (рис. 1.8).

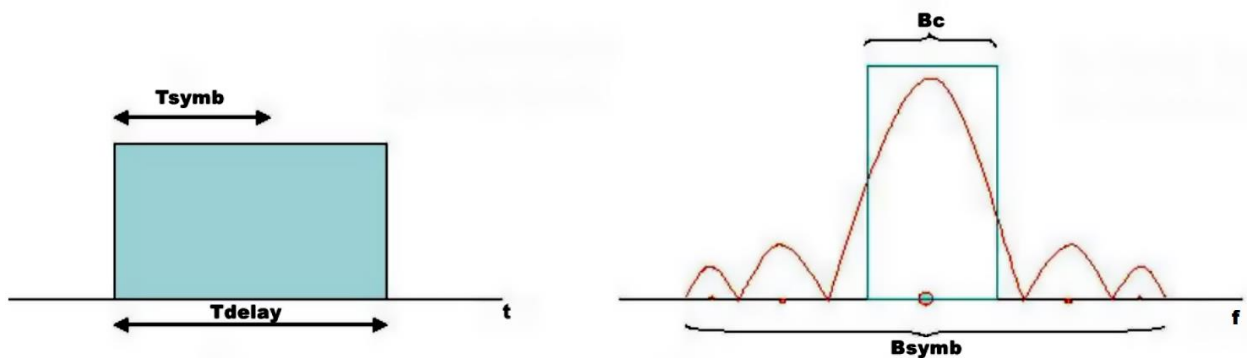


Рис. 1.7. Представлення символу в часовій області (зліва) і в частотній області (справа)

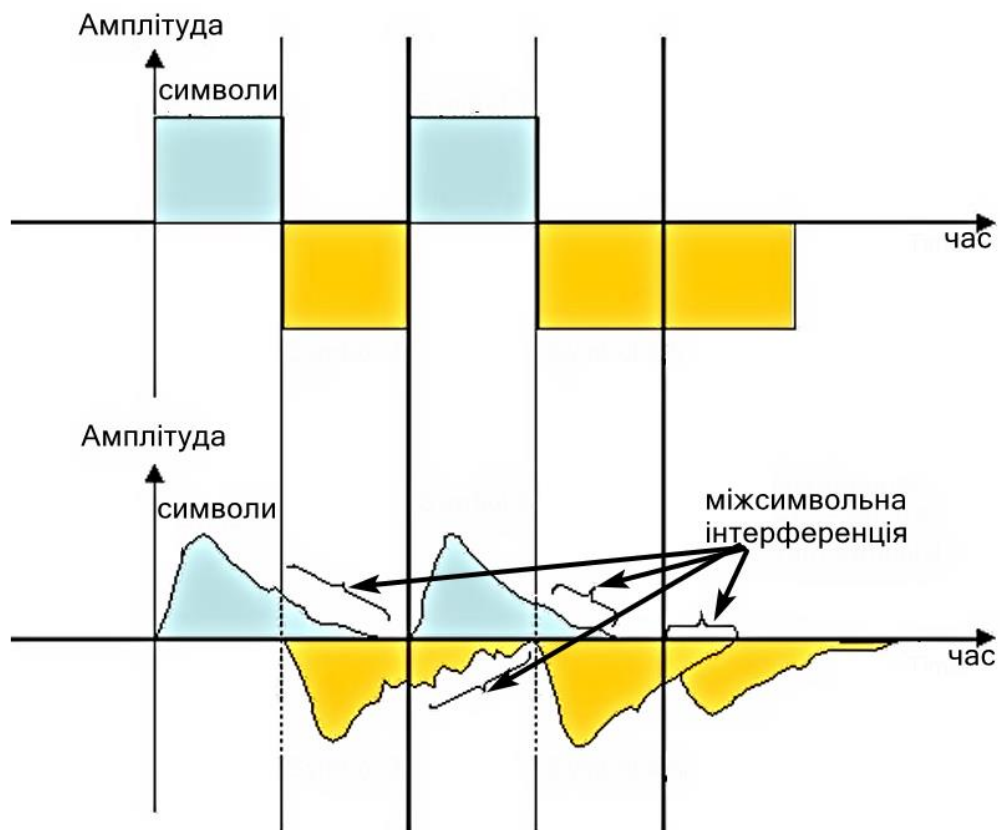


Рис. 1.8. Ілюстрація ефекту міжсимвольної інтерференції

Хоча використання формуючого фільтру для згладжування імпульсів на основі функцій припіднятого косинусу, які задовольняють критерію Найквіста, в передавальній частині і використання зворотного процесу (узгодженої фільтрації), в приймальній частині, значно зменшує вплив міжсимвольної інтерференції, тим не менш через ряд факторів і недосконалість системи синхронізації залишковий вплив ISI часто лишається і негативно впливає на якість детектування отриманого сигналу. Для прикладу, показано (рис. 1.9) сузір'я символів QPSK сигналу із ISI та без належної символної синхронізації.

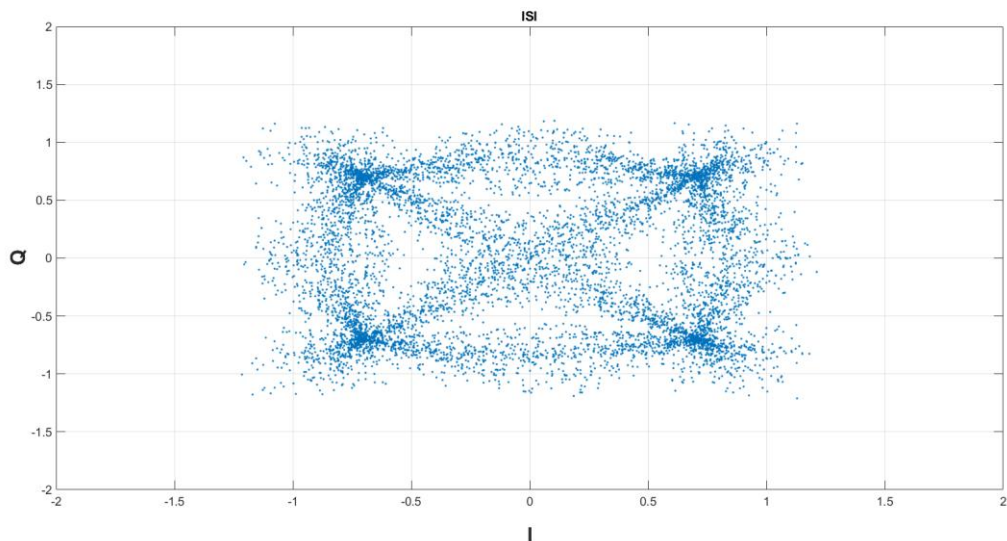


Рис. 1.9. Сигнальне сузір'я символів QPSK сигналу без належної символної синхронізації

1.2.3 Зміщення частоти-носія та фази сигналу

Однією із головних проблем для детектування сигналу в приймальній частині є наявність зміщення частоти-носія та фази сигналу. Основними причинами таких спотворень є неузгодженість частоти між опорними генераторами каналу передавача і каналу приймача, а також ефект Доплера.

Неузгодженість частоти між генераторами виникає через те, що немає двох однакових пристроїв, і завжди є певна різниця між номінальною специфікацією виробника та реальною частотою пристрою. Крім того, фактична частота постійно

змінюється залежно від погодних умов, природного зношення елементів та деяких інших факторів. Оскільки відомо [5], що на практиці осцилятор не генерує точну частоту, яка відповідає частоті-носієві, а скоріше частоту-носіє, фазово-модульовану випадковим тремтінням фази і як наслідок, частота ніколи не є абсолютно постійною, що також може спричинити інтерференцію між частотами-носіями, а отже і зміщення фази прийнятого сигналу. Фазовий шум на джерелі може бути спричинений кількома різними факторами. Вони включають (але не обмежуються ними):

- Шуми в напівпровідникових приладах, які генерують сигнал;
- Шум від джерел живлення, який перетворюється на девіацію фази нелінійними процесами;
- Внутрішній шум варакторних діодів (або інших пристроїв підстроювання частоти);
- Шуми на лініях налаштування елементів підстроювання частоти;
- Додатковий шум від систем підсилення, включаючи білий шум;
- Петлі фазового підстроювання частоти в синтезованих джерелах.

Деякі з цих механізмів генерують фазовий шум шляхом прямої фазової модуляції сигналу, а інші більш складними, нелінійними, способами.

На практиці, чутливість сигналу до фазового шуму можна показати, якщо побудувати частотний спектр щільності потужності $S(f)$ сигналу осцилятора з фазовим шумом, який дорівнює квадрату величини передатної функції фільтра низьких частот першого порядку:

$$S(f) = \frac{1 / \pi f_l}{1 + |f - f_c|^2 / f_l^2},$$

де f_l — ширина частотної смуги сигналу осцилятора на рівні -3 dB, f_c — частота-носієві.

Для прикладу, наведено графік фазового шуму (рис. 1.10) [6], який є важливою характеристикою і вказується в технічних документаціях до пристроїв генераторів. Верхня лінія (рис. 1.10) показує графік фазового шуму, який виключає паразитні сигнали, тоді як нижня лінія показує характеристику, яка включає низькочастотні паразитні сигнали.

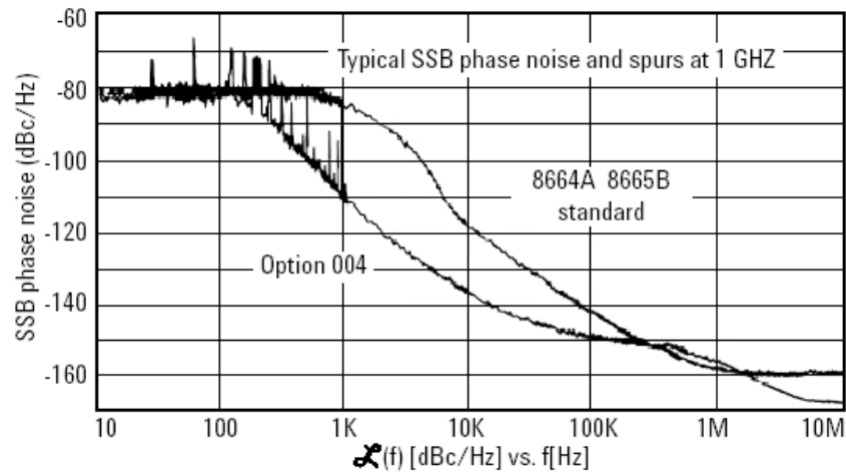


Рис. 1.10. Характеристики фазового шуму, який включає паразитні сигнали

Ефект Доплера виникає внаслідок будь-якого переміщення приймача чи передавача в просторі один відносно одного, так що виникає Доплерівське зміщення частоти:

$$f_d = \frac{v f_c}{c},$$

де v — відносна швидкість між передавачем і приймачем і c — швидкість світла. Зміщення частоти-носія (f) в приймальній частині прийнято рахувати як суму доплерівського зміщення частоти (f_d) та похибки частоти генератора (f_{LO}):

$$f = f_d + f_{LO}$$

На рис. 1.11 показано ефект зміщення частоти базової полоси сигналу в частотній області у вигляді спектральної щільності потужності. Також наведено приклад символів сигнального сузір'я QPSK сигналу із наявним зміщенням частоти-носія (рис. 1.12).

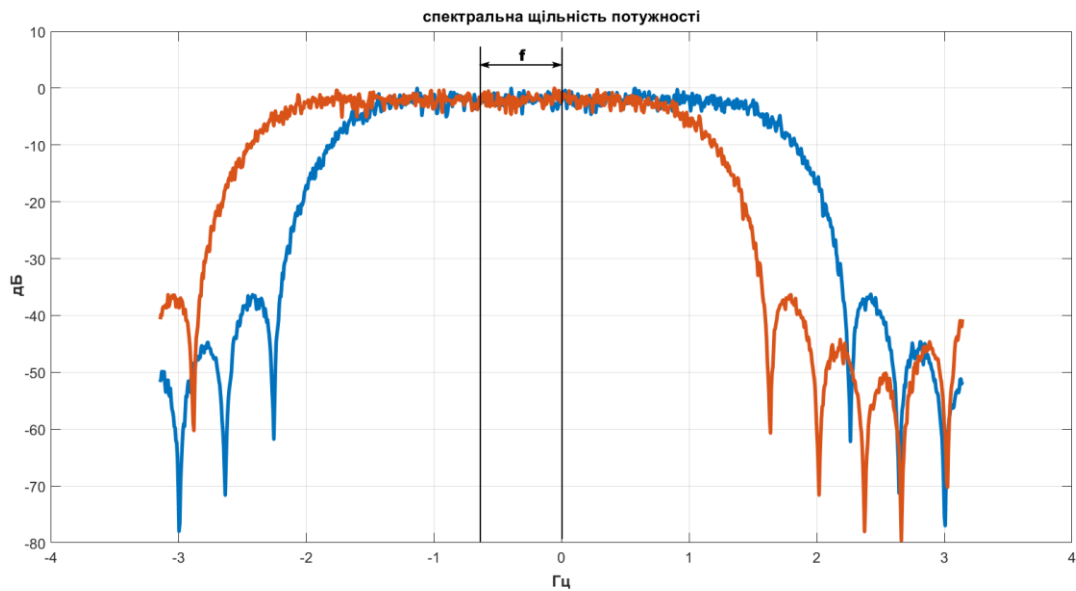


Рис. 1.11. Ефект зміщення частоти-носія в частотній області

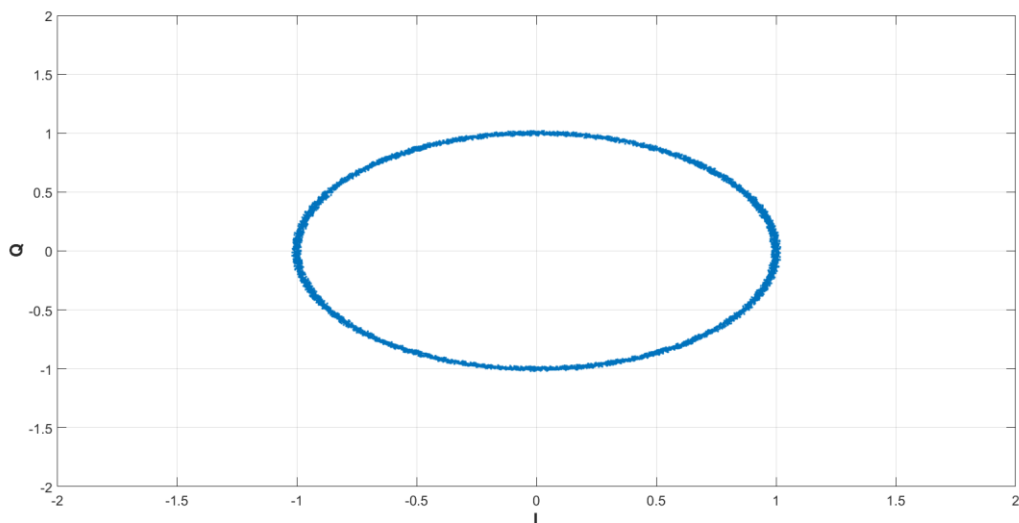


Рис. 1.12. Сигнальне сузір'я символів QPSK сигналу із зміщенням частоти-носія

1.3 Основні типи доступу в каналі передачі сигналів

В системах зв'язку наразі використовують схеми множинного доступу, щоб дозволити двом або більше терміналам одночасно спільно використовувати ресурси одного транспондера або частотного каналу. До них належать три відомі методи (рис. 1.13): множинний доступ з частотним поділом, frequency division multiple access (FDMA), множинний доступ з часовим поділом, time division multiple access (TDMA) та множинний доступ з кодовим розділенням, code division multiple access (CDMA). Також раніше була запропонована інша система множинного доступу під назвою множинний доступ з просторовим розділенням, space division multiple access (SDMA). На практиці SDMA насправді не є методом множинного доступу, а скоріше технікою повторного використання частотного спектра в декількох напрямках в залежності від направленості антени, наприклад, різні промені від супутника в супутниковому зв'язку.

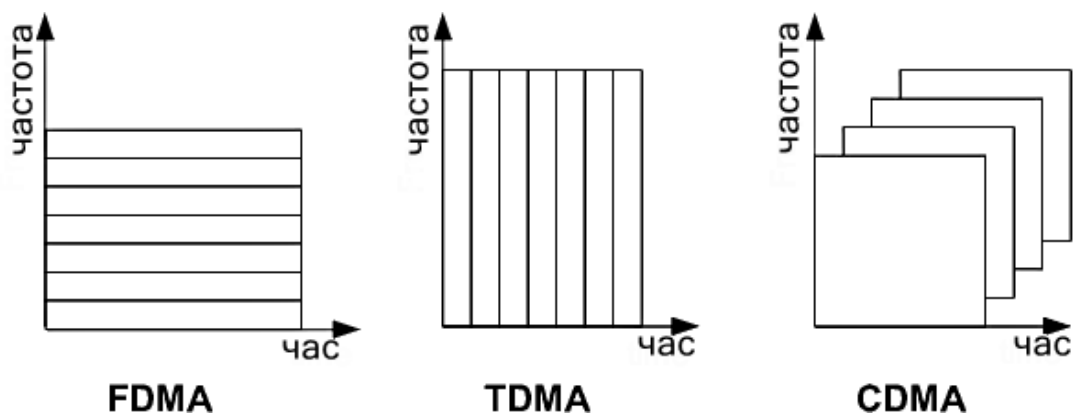


Рис. 1.13. Основні типи множинного доступу, які використовуються в сучасних системах зв'язку

TDMA та FDMA вимагають певної координації між користувачами: користувачі FDMA не можуть передавати на одній частоті, а користувачі TDMA можуть передавати на одній частоті, але не одночасно. CDMA унікальний тим, що кілька користувачів передають на одній частоті одночасно (і в тому самому промені або поляризації). Це можливо, оскільки різні термінали використовують інший код чи послідовність розширення. Однак пропускна здатність мережі

CDMA не є необмеженою, оскільки в якийсь момент канал стає перевантаженим через власне втручання кількох користувачів, які його займають. Крім того, контроль рівня потужності має вирішальне значення, оскільки певна носійна CDMA, яка має підвищену потужність, підвищить рівень шуму для всіх інших носійних на таку ж величину.

Множинний доступ завжди потрібен у мережах, які передбачають двосторонній зв'язок між кількома земними станціями. Вибір конкретного методу значною мірою залежить від конкретних вимог зв'язку. Усі три методи зараз використовуються для цифрового зв'язку, оскільки це основа більшості сучасних телекомунікаційних мереж. Цифрова форма сигналу легша для передачі та менш сприйнятлива до шкідливого впливу шуму, спотворень від підсилювачів і фільтрів, а також перешкод. Перебуваючи в цифровій формі, інформація може бути стиснута, щоб зменшити швидкість передачі даних, крім того може застосовуватися технологія прямого виправлення помилок, forward error correction (FEC), щоб ще більше зменшити необхідну потужність частоти-носія.

Розглянуті в розділах 1.2.2 та 1.2.3 похибка тактування, частотні та фазові спотворення осциляторів дуже важливі, особливо для передавачів, що використовують методи множинного доступу TDMA і часто сильно впливають на залишкову фазу або тремтіння частоти в межах одного сплеску частоти-носія. У міру впровадження систем з більшою швидкістю обміну інформацією, а отже і з ширшою смугою пропускання, фазовий шум при більших зміщеннях стає все більш вираженим. Чутливість до шуму в області частотного зсуву, близького до кілогерцового, у системах цифрової модуляції виникає через те, що сигнал розбивається на блоки інформації, як правило, тривалістю від одиниць мілісекунд до декількох десятків мілісекунд, з метою кодування мови або додавання кодів виправлення помилок.

Блоки інформації зазвичай містять у собі послідовність цифрових бітів (унікальні слова, unique words (UWs)), які використовуються для оцінки невідомих параметрів прийнятого сигналу і його екстраполяції (корекції), у складі підсистем системи синхронізації (демодуляції), тобто часового зміщення

символів, опорної фази та частоти переданого сигналу по всьому блоці. Отримавши ці еталонні показники, можна отримати цифрові дані. Цей процес оцінки часового зміщення, фази або частоти означає, що фазовий шум на низьких зсувах частоти-носія видаляється, тоді як шум на частотах, що відповідають часу, меншому за довжину блоку даних, може безпосередньо призвести до збільшення вимірної помилки. Чим довша довжина блоку даних, який використовується, тим більш чутлива система до шуму низької частоти. Найгірший випадок для систем синхронізації, які працюють з TDMA сигналами, тривалість пакету в яких набагато більша за тривалість UWs, виникає при несприятливих умовах радіоприймання (див розділ 1.1), тобто при невідомих параметрах і швидкій зміні характеристик каналу передавання, коли вимірні характеристики по унікальним вставкам дійсні лише на невеликому проміжку пакету даних, або навіть лише на проміжку унікальної вставки.

1.4 Класифікація схем синхронізації

В залежності від способу реалізації схеми синхронізації можна розділити на два види:

- Схема синхронізації із зворотним зв'язком (feedback);
- Пряма схема синхронізації (feedforward).

Структурна схема синхронізації зі зворотним зв'язком, показана на рис. 1.14. Feedback системи синхронізації передбачають використання методів основаних на фазовому автопідстроюванні частоти, Phase Locked Loop (PLL) [7]. Однак, зважаючи на те, що поява дуже популярних і добре зрозумілих пакетних режимів передач, які стали доступними разом із продуктивними цифровими сигнальними процесорами, більшого застосування набули схеми з прямою синхронізацією. Причинами відмови від топології зворотного зв'язку для систем мультиплексування з часовим розподілом (TDMA) є їхня часто повільна алгоритмічна конвергенція, тобто перехід із режиму пошуку параметрів синхронізації в режим відстеження, а також складність реалізації в цифровій сфері. Прикладом схеми зворотного зв'язку є добре відома петля Костаса, яка

використовується для відновлення носійної в супутникових системах і системах типу «точка-точка» [8]. Схеми синхронізації на основі PLL зазвичай мають пропускну здатність петлі (B_L), яка рівна приблизно одній тисячній символної швидкості для оптимального відстеження параметрів сигналу. Оскільки час встановлення петлі пропорційний $1/B_L$, то такі петлі потребують значного часу для досягнення стабільної синхронізації. Таким чином, для передач типу TDMA, зі швидкістю передавання даних у кілька сотень Кілобіт в секунду, для досягнення синхронізації знадобиться тривалість у кілька сотень символів.

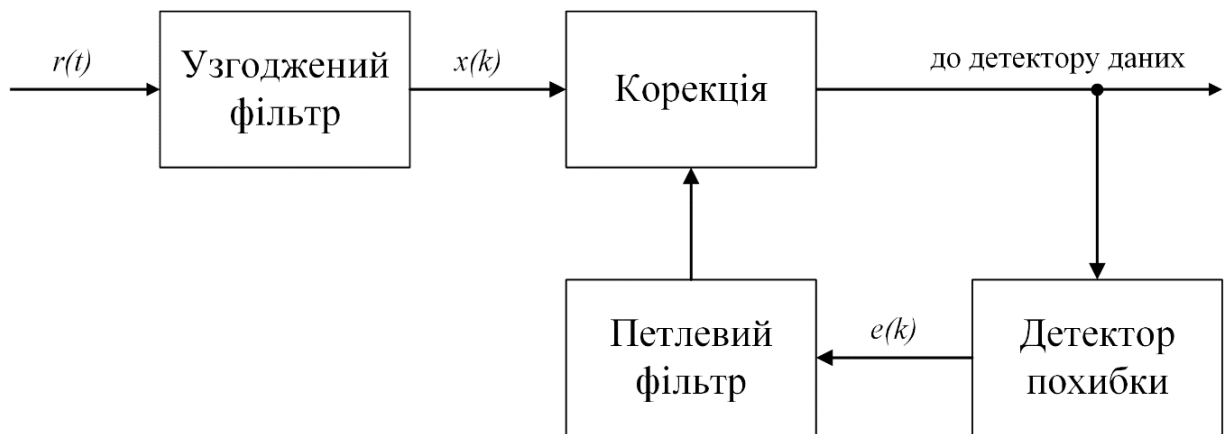


Рис. 1.14. Feedback схема синхронізації

Структурна схема системи прямої синхронізації, показана на рис. 1.15. Feedforward методи синхронізації виконують цифрову оцінку невідомих випадкових параметрів (часове зміщення, фаза та зміщення частоти-носія) з відкритим циклом на відліках сигналу після узгодженого фільтра. Оскільки немає зворотного зв'язку, то однією з переваг методу прямої синхронізації є відсутність проблем із зависанням і пропуском даних (проковзуванням) в циклі синхронізації [9]. Відсутність проковзування та зависань циклу синхронізації дозволяє швидко обробляти сигнали з короткою довжиною пакету даних.

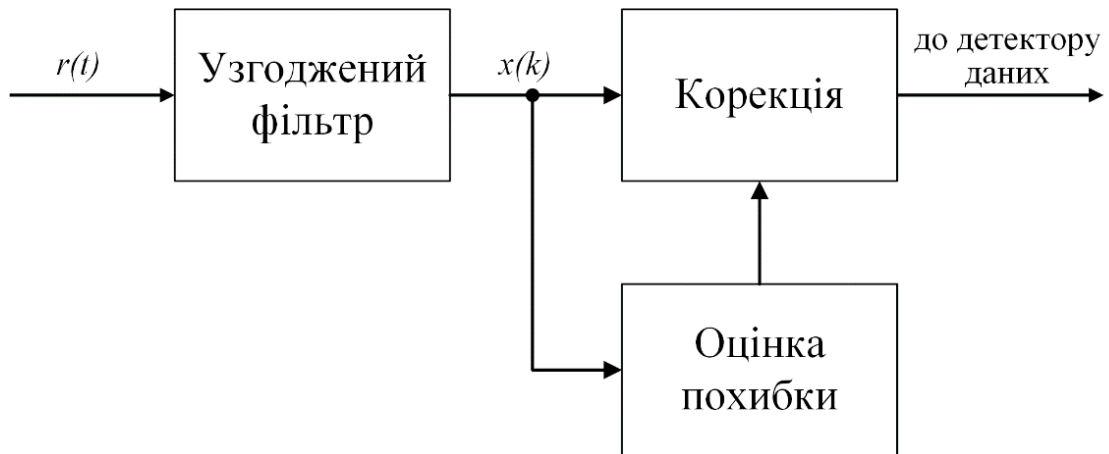


Рис. 1.15. Feedforward схема синхронізації

В залежності від структури переданих даних схеми синхронізації також додатково класифікуються на такі типи:

- Системи прямої синхронізації з використанням відомих даних, Data-Aided (DA).
- Системи прямої синхронізації на основі прийняття рішень, Decision-Directed (DD).
- Системи прямої синхронізації без використання відомих даних, Non-Data-Aided (NDA).

Системи з використанням відомих даних [10] реалізуються шляхом включення відомих символів (UWs), які використовуються циклом з прямим зв'язком для оцінки невідомих параметрів сигналу. Недоліком систем DA є те, що вони вимагають передачі додаткових службових даних, тобто символів унікальних вставок, що небажано для короткотривалих пакетів TDMA, оскільки це знижує спектральну ефективність зв'язку.

Системи синхронізації на основі прийняття рішень (DD) [11] використовують оцінені прийняті символи, а не відомі символи, які отримані з переданої преамбули. Продуктивність цих алгоритмів є оптимальною лише при високих значеннях SNR, при яких ефективність DD схем наближається до ефективності DA схем.

Системи синхронізації без використання відомих даних (NDA) не використовують ані дані, ані будь-які рішення щодо даних [12] для отримання оцінок параметрів синхронізації. Замість цього в методах NDA усереднюються прийняті дані для отримання надійних оцінок невідомих параметрів сигналу. При низьких значеннях SNR, NDA алгоритми є найбільш доступними і швидкими без використання унікальних вставок для оцінки зміщення частоти-носія, невідомої фази та похибки символної синхронізації. Основним недоліком систем NDA є те, що якість синхронізації сильно погіршується у випадку, коли прийнятий сигнал спотворений багатопроменевим завмиранням, або коли характеристика параметрів каналу передавання швидко змінюється. Тим не менш, при низьких значеннях SNR NDA схеми можуть надійніше виконувати синхронізацію, ніж аналоги DD/DA. Синхронізатори DA добре працюють під час завмирання сигналу, оскільки при оцінці параметрів сигналу вони покладаються на відому послідовність символів.

Також можлива синхронізація сигналу за допомогою лінійних еквалайзерів [13], які працюють подібно до feedforward схеми, однак потребують відомих характеристик каналу передавання, тому не розглядаються для завдання синхронізації в несприятливих умовах передавання.

Оскільки для корекції похибки синхронізації використовуються стандартні схеми feedback або feedforward, то порівняння різних демодуляторів зводиться до порівняння методів знаходження оцінки похибки параметрів ω, φ, τ прийнятого сигналу відповідно до схеми синхронізації, яка застосовується в демодуляторі.

Основною перевагою feedforward алгоритмів є швидка оцінка параметрів по відомій унікальній вставці. Недоліком є неактуальність оцінки на протязі всього пакету. Перевага feedback методу полягає в безперервній оцінці та синхронізації параметрів протягом передавання даних. Основний недолік feedback алгоритмів — це затрата часу на початкове налаштування параметрів, а отже і втрата переданої корисної інформації. Для сигналів з технологією множинного доступу TDMA таке налаштування буде виконуватися на кожному часовому слоті, що

приведе до втрати інформації. Отже при несприятливих умовах радіоприймання, оглянуті схеми демодуляції, є непридатними до застосування в їх класичному розумінні і виникає необхідність у розробці більш ефективніших методів синхронізації, які далі розглядаються в даній роботі.

1.5 Огляд методів знаходження похибки символної синхронізації

Метою символної синхронізації є знаходження оцінки невідомої похибки тактування $\tau \approx \tau^{(id)}$ із спостереження $r(t)$ (1.8), яка може прийняти значення від 0 до T_{symb} і подальша корекція вхідних відліків сигналу із врахуванням цієї похибки. Тобто, процес корекції в символній синхронізації зводиться до правильного тактування вхідних відліків в момент часу:

$$t_k^{(id)} = k \frac{T_{symb}}{N} + \tau^{(id)}, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (1.9)$$

де $N = \frac{T_{symb}}{T}$ — ціле число (коефіцієнт передискретизації) і τ^{id} — ідеальне значення похибки тактування, яка приймає значення від $0 \leq \tau^{(id)} < T_{symb}$. Коефіцієнт передискретизації зазвичай приймає значення 2 і більше.

В залежності від схеми синхронізації, feedforward або feedback, корекція відбувається по різному (див. розділ. 1.4).

Для випадку feedforward схеми на певному блоці прийнятих даних знаходиться часова затримка $\hat{\tau} \approx \tau^{(id)}$ (зазвичай, в реальних системах, для оцінки використовується відома унікальна вставка, тобто DA алгоритми). Далі формується вектор із відліків часу відповідно до (1.9) із врахуванням оцінки $\hat{\tau}$ для певної довжини блоку прийнятих даних. Потім, для корекції похибки $\hat{\tau}$, до відповідних відліків вхідного сигналу застосовується інтерполятор, вихід якого є лінійною комбінацією доступних відліків [14]. Важливо, що для прямої схеми синхронізації припускається, що $\tau^{(id)}$ майже не змінюється на тривалості блоку даних, на якому проводиться процес демодуляції.

В feedforward схемах застосовуються такі відомі Decision-Directed методи оцінки часової похибки як: детектор на основі максимальної правдоподібності, Maximum Likelihood (ML)-based detector (1.10) [15], детектор Oerder and Meyr (O&M) (1.14) [16].

$$\hat{\tau} = -\frac{T_{\text{symp}}}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{k=ND}^{N(L_0+D)-1} r[(k-ND)T] e^{-j\pi k/N} z[(k-ND)T] \right\}, \quad (1.10)$$

тут D — ціле число, яке представляє пів-тривалість в періодах символу,

$$z[(k-ND)T] = [r(kT) e^{-j\pi k/N}] \otimes q[(k-ND)T], \quad (1.11)$$

в якій $q(t)$ — парна функція з перетворенням Фур'є:

$$Q(f) = G\left(f - \frac{1}{2T_{\text{symp}}}\right) G^*\left(f + \frac{1}{2T_{\text{symp}}}\right) \quad (1.12)$$

і для випадку коли $G(f)$ відповідає характеристиці фільтра типу квадратного кореня із припіднятого косинуса:

$$q(t) = \frac{\alpha \cos(\pi\alpha t / T_{\text{symp}})}{\pi(1 - (2\alpha t / T_{\text{symp}})^2)} \quad (1.13)$$

Оцінка за алгоритмом O&M виконується за формулою:

$$\hat{\tau} = -\frac{T_{\text{symp}}}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{NL_0-1} r^2(kT) e^{-j2\pi k/N} \right\}, \quad (1.14)$$

де L_0 — довжина вікна усереднення в інтервалах символів. Для O&M алгоритму необхідно щоб $N = 4$ відліків на символ, тоді як для ML-based алгоритму достатньо $N = 2$ відліків на символ.

Якщо відома унікальна вставка символів, то застосовується Data-Aided метод, який заснований на обчисленні крос-кореляційної функції R між прийнятими даними r_k , які відповідають унікальній вставці і відомими відліками цієї унікальної вставки y_k :

$$\hat{\tau} = \frac{R(k-1) - R(k+1)}{R(k-1) - 2R(k) + R(k+1)}, \quad (1.15)$$

де

$$R(k) = \sum_{m=1}^{L-m-1} r_{k+m} y_k^*, \quad m \geq 0 \quad (1.16)$$

Якщо процес демодуляції відбувається за схемою feedback, то похибка $e_\tau \approx \hat{\tau} - \tau^{(id)}$ обчислюється детектором на кожному відліку прийнятого сигналу і використовується для контролю схемою інтерполяції за допомогою генератора з числовим керуванням, Numerically Controlled Oscillator (NCO) [17]. Оскільки оцінка $\hat{\tau}$ виконується на кожному відліку вхідного сигналу, то feedback схема менш чутлива до зміни параметра $\tau^{(id)}$. Однак за схемою синхронізації зі зворотним зв'язком для знаходження правильної оцінки τ необхідний деякий час, а отже на певному проміжку прийнятих відліків вхідного сигналу символна синхронізація відбувається не правильно, що призводить до похибки детектування отриманих даних. Тому feedback алгоритми використовуються на неперервних сигналах, які зазвичай передаються за FDMA технологією.

Наразі в feedback схемах застосовуються такі детектори символної похибки як: early-late detector (ELD) (1.17) [18], Mueller and Mueller (MMD) (1.18) [19], zero-crossing detector (ZCD) (1.19), відомий також як детектор Гарднера [20].

$$e_{\tau}(k) = \operatorname{Re} \left\{ \begin{array}{l} \left[r(kT + T/2 + \tau_k) - \right. \\ \left. -r(kT - T/2 + \tau_{k-1}) \right] \times \\ \times (r^*(kT + \tau_k)) \end{array} \right\} \quad (1.17)$$

$$e_{\tau}(k) = \operatorname{Re} \left\{ \begin{array}{l} r^*(kT - T/2 + \tau_{k-1})r(kT + \tau_k) - \\ -r^*(kT + \tau_k)r[(k-1)T + \tau_{k-1}] \end{array} \right\} \quad (1.18)$$

$$e_{\tau}(k) = \operatorname{Re} \left\{ \begin{array}{l} \left[r(kT - T + \tau_{k-1}) - \right. \\ \left. -r(kT + \tau_k) \right] \times \\ \times (r^*(kT - T/2 + \tau_{k+1})) \end{array} \right\} \quad (1.19)$$

1.6 Огляд методів оцінки частоти-носія

Завдання оцінки і синхронізації частоти-носія ділиться на етап грубого оцінювання частоти і на етап точного оцінювання частоти. Етап грубого оцінювання частоти проводиться при ініціалізації системи синхронізації приймача, для визначення грубого початкового значення зміщення частоти-носія в великому діапазоні на достатньому для правильної оцінки проміжку отриманих відліків. На практиці добре зарекомендували себе методи оцінки зміщення частоти-носія, які засновані на перетворенні Фур'є [21], а також методи автоматичного регулювання частоти [22].

Наразі більше уваги приділяється методам точного оцінювання частоти, які основані на використанні унікальної вставки і застосовуються після символної синхронізації сигналу. Оскільки частота-носії змінюється з часом, то точна оцінка частоти використовується для синхронізації в режимі супроводу, для подальшого забезпечення мінімальної похибки при синхронізації фази прийнятого сигналу.

В таких методах оцінки, використовуються відліки на виході узгодженого фільтру після зняття властивості PSK модуляції. Тобто вхідний сигнал $r(t)$ (1.8) при $t = kT + \tau$ і $\omega = 2\pi f$ приймає вигляд:

$$x(k) = c_k e^{j[2\pi f(kT+\tau)+\varphi]} + n(k) \quad (1.20)$$

З урахуванням, що при $c_k c_k^* = 1$, перед розрахунком зміщення частоти-носія, вираз (1.20) перетворюється на:

$$z(k) = e^{j[2\pi f(kT+\tau)+\varphi]} + n'(k), \quad (1.21)$$

де $n'(k) = n(k)c_k^*$ має ті ж самі статистичні дані, що і $n(k)$.

Відомі алгоритми оцінки точного зміщення частоти-носія \hat{f} , які використовуються на практиці:

- Кау [23], відповідно до якого зміщення розраховується за формулою:

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{k=1}^{L_0-1} \gamma(k) \arg \{ z(k) z^*(k-1) \}, \quad (1.22)$$

де

$$\gamma(k) = \frac{3}{2} \frac{L_0}{L_0^2 - 1} \left[1 - \left(\frac{2k - L_0}{L_0} \right)^2 \right], k = 1, 2, \dots, L_0 - 1, \quad (1.23)$$

в якій L_0 — довжина блоку вхідних даних, на якому проводиться вимірювання;

- Fitz [24], в якому вираз оцінки зміщення частоти має вигляд:

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi N(N+1)T} \sum_{m=1}^N \arg\{K(m)\}, \quad (1.24)$$

де $N < \frac{1}{2|\hat{f}_{\max}|T}$, в якому $\pm \hat{f}_{\max}$ визначає діапазон невизначеності \hat{f} і

$$K(m) = \frac{1}{L_0 - 1} \sum_{k=m}^{L_0-1} z(k)z^*(k-m), 1 \leq m \leq L_0 - 1; \quad (1.25)$$

- Luise and Reggiannini (L&R) [25], за яким оцінка рахується відповідно за виразом:

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi(N+1)T} \arg\left\{\sum_{m=1}^N K(m)\right\}, \quad (1.26)$$

де N вибирається із врахуванням $|\hat{f}| \leq \frac{1}{NT}$ і $K(m)$ розраховується за формулою (1.25);

- модифікований L&R [22], який відрізняється від звичайного L&R методу додатковим усередненням $K(m)$ по L блокам і в якому зміщення частоти-носія розраховується як:

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi T(N+1)} \arg\left\{\sum_{i=1}^{L_0} \sum_{m=1}^N K_i(m)\right\}, \quad (1.27)$$

в якій

$$K_i(m) = \frac{1}{L_0 - m} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=m}^{L_0} x(k)\hat{x}^*(k) \times \\ \times x^*(k-m)\hat{x}(k-m) \end{array} \right\}. \quad (1.28)$$

Усереднення, в модифікованому Luise and Reggiannini, дозволяє підвищити точність оцінки зміщення частоти-носія, якщо відомі унікальні вставки символів розподілені на декілька груп по всьому пакету або фрейму переданих даних. Такі, розподілені по пакету даних, унікальні вставки ще називають пілот-символами.

1.7 Методи синхронізації фази

Як і оцінка часового зміщення при символній синхронізації, оцінка зміщення фази виконується по різному в залежності від того яка використовується схема демодуляції feedback чи feedforward. Детектор Костаса — найбільш відомий і дієвий метод оцінки і супроводу фази, який використовується для сигналів із фазовою маніпуляцією [26] в feedback схемі синхронізації. Формули детектування зміщення фази залежать від позиційності PSK модуляції M .

Для feedforward схем синхронізації найбільш популярним методом оцінки невідомої фази для сигналів із PSK маніпуляцією є алгоритм M-power [27]:

$$\hat{\varphi} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_0-1} x^M(k) \right\}, \quad (1.29)$$

де L_0 — кількість символів, на яких виконується оцінка невідомої фази φ і $x(k)$ відповідає спостереженню (1.20). Також, при відомих символах унікальної вставки, оцінка фази може бути порахована за формулою:

$$\hat{\varphi} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_0-1} c_k^* x(k) \right\} \quad (1.30)$$

У випадку застосування feedback схеми, відповідно до [28], похибка детектування фази $e_\varphi \approx \hat{\varphi} - \varphi$ розраховується за узагальненою формулою:

$$e_{\varphi} = \text{Im} \left\{ q(k) (\text{sign}[\text{Re}\{q(k)\}] - j \text{sign}[\text{Im}\{q(k)\}]) \right\}, \quad (1.31)$$

де

$$q(k) = x(k)^{M-1}. \quad (1.32)$$

1.8 Моделювання класичних схем синхронізації у каналі із несприятливими умовами радіоприймання

Для візуалізації проблем, з якими стикається приймач у разі використання класичних схем синхронізації при несприятливих умовах радіоприймання, проведено чисельне моделювання сигналів з QPSK (рис. 1.5), 8PSK (рис. 1.1), 16APSK (рис. 1.14), 32APSK (рис. 1.15) маніпуляціями і множинним доступом TDMA із використанням формуючого фільтру типу квадратного кореня із припіднятого косинусу з коефіцієнтом згладжування (roll-off) 0.35, відношенням

$$N = \frac{T_{\text{symp}}}{T} = 2, \quad \text{де } T_{\text{symp}} \text{ — тривалість символу і } T \text{ — тривалість відліку}$$

дискретизації, довжиною унікальної вставки $L_{uv} = 48$ символів і довжиною пакету

$L_{\text{burst}} = 4096$ символи. Далі змодельовані канали завад:

- шуму із невідомими параметрами зміщення частоти-носія, часової затримки і фази (f, τ, φ) сигналу, які не змінюються з часом, а саме

$$f = 0, \quad \tau = 0.45, \quad \varphi = \frac{3\pi}{2};$$

- шуму із невідомими параметрами зміщення частоти-носія, часової затримки і фази сигналу, які змінюються з часом, а саме

$$f = 10^{-3} F_{\text{symp}} \times (0:1/L_{\text{burst}}:1), \quad \tau = (0:1/L_{\text{burst}}:1) \text{ і } \varphi = 2\pi \times (0:1/L_{\text{burst}}:1), \text{ де}$$

$$F_{\text{symp}} = \frac{1}{T_{\text{symp}}} \text{ — символна швидкість.}$$

Проведено порівняльний аналіз для випадку використання feedforward схеми і feedback схеми синхронізації при розглянутих каналах із завадами. Для feedforward схеми синхронізації часова затримка розраховувалася за формулою (1.15), оцінка частоти-носія проводилася за алгоритмом L&R (1.26) і оцінка фази проводилася за формулою (1.30). При моделюванні feedback схеми синхронізації, похибка часової затримки розраховувалася за формулою Гарднера (1.19), початкове зміщення частоти-носія вважалось відомим значенням і подальша синхронізація частоти і фази виконувалася за формулою (1.31).

За результатами моделювання побудовано графіки залежності бітової похибки, bit error rate (BER) від співвідношення сигнал/шум (SNR), які показані для feedforward схеми синхронізації на рис. 1.16, рис. 1.18, рис. 1.20, рис. 1.22 і для feedback схеми синхронізації на рис. 1.17, рис. 1.19, рис. 1.21, рис. 1.23 для випадку без зміни параметрів сигналу і для випадку зі зміною параметрів сигналу відповідно. Із побудованих характеристик (рис. 1.16 - рис. 1.23) чітко видно, що стандартні методи синхронізації, при зміні характеристик каналу передавання, не забезпечують значення бітової похибки, при якому можна вести подальшу обробку прийнятого сигналу.

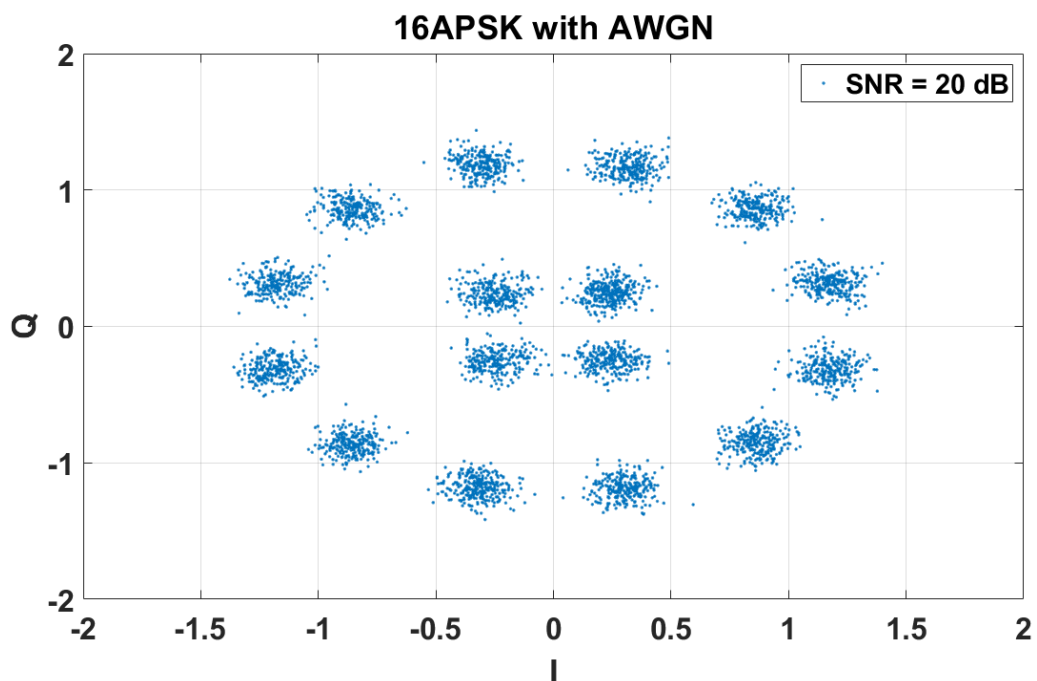


Рис. 1.14. Сигнальне сузір'я для сигналу з 16APSK маніпуляцією

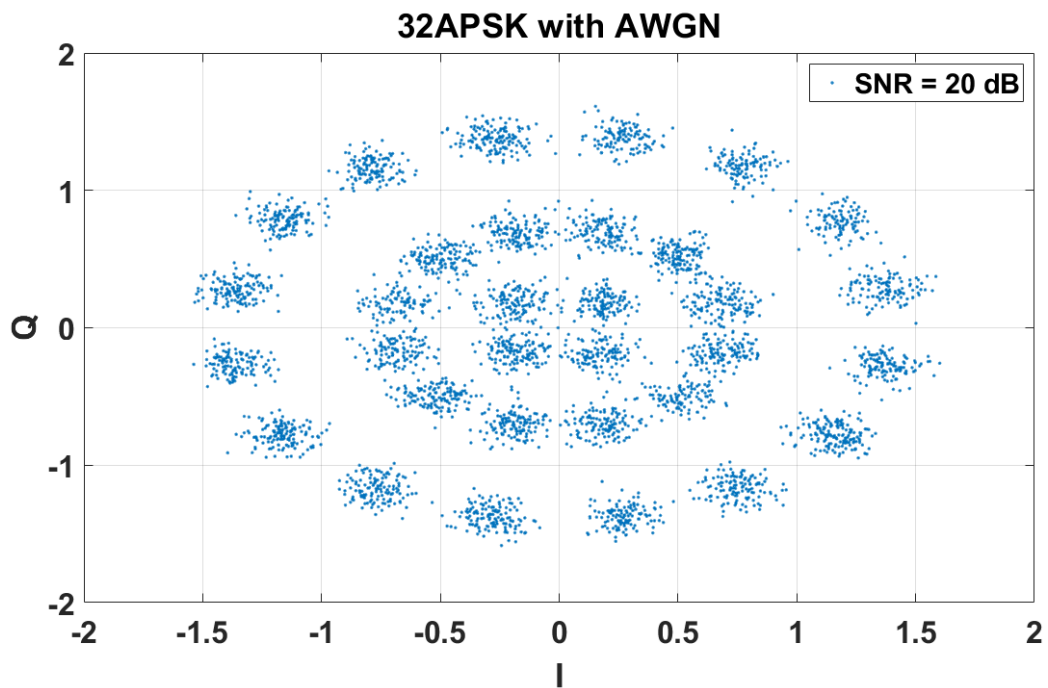


Рис. 1.15. Сигнальне сузір'я для сигналу з 32APSK маніпуляцією

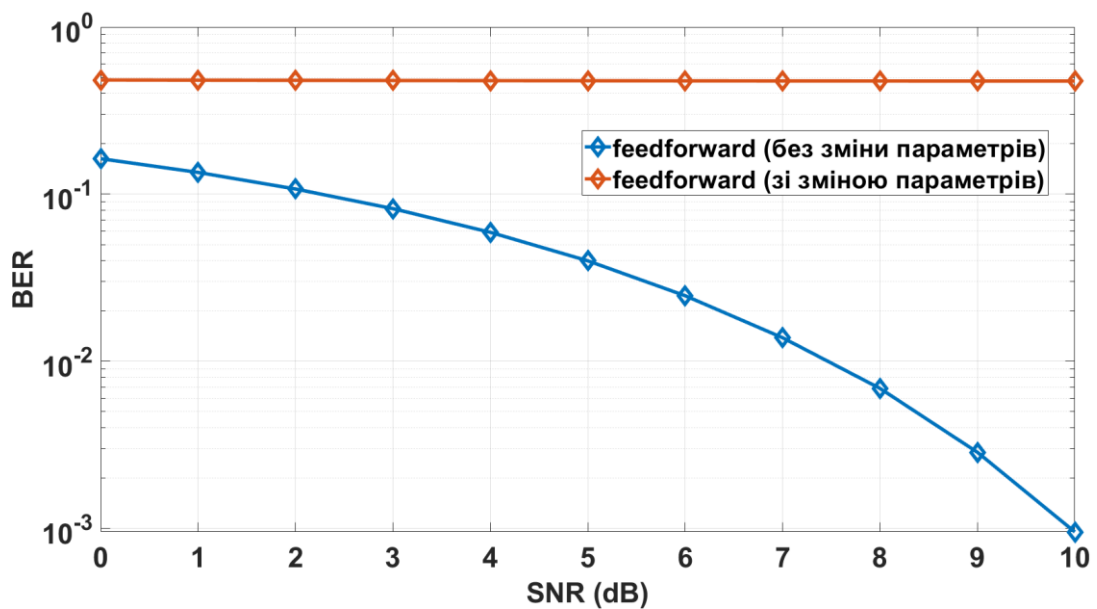


Рис. 1.16. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedforward схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів QPSK сигналу

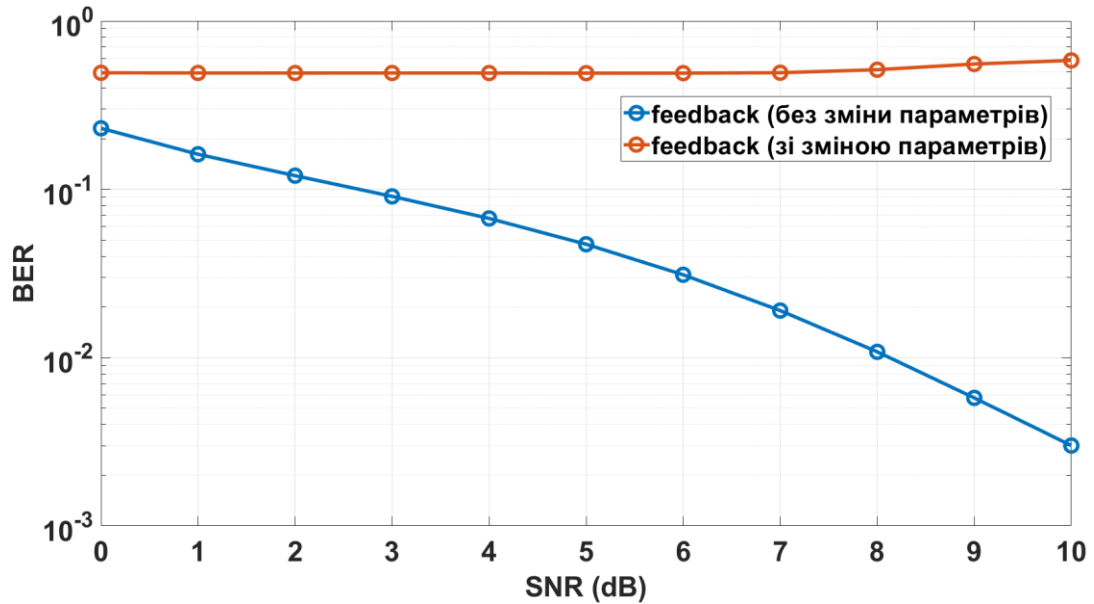


Рис. 1.17. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedback схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів QPSK сигналу

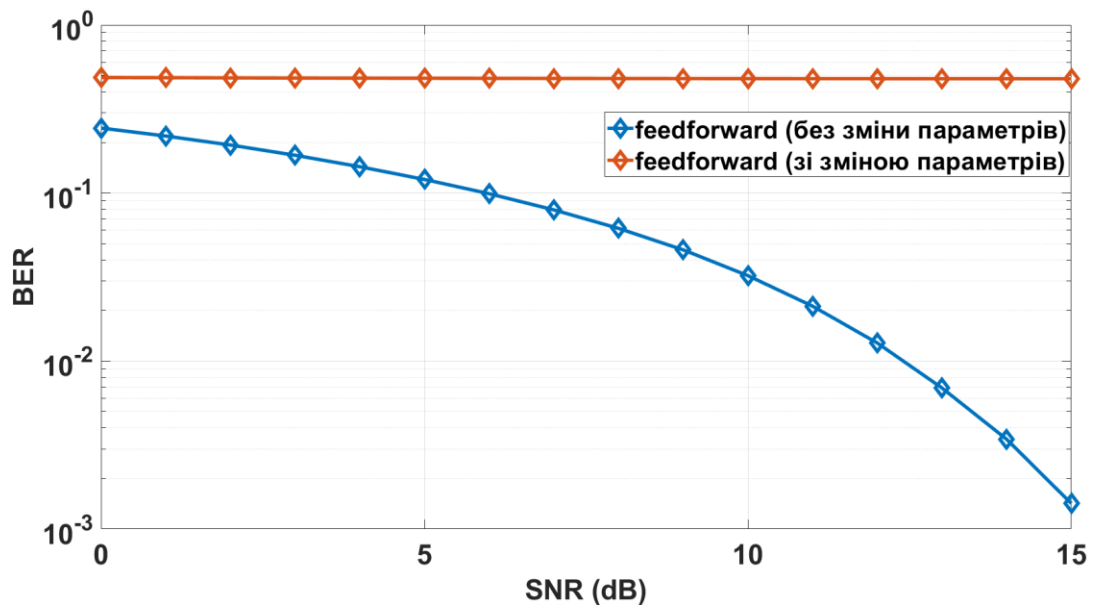


Рис. 1.18. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedforward схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів 8PSK сигналу

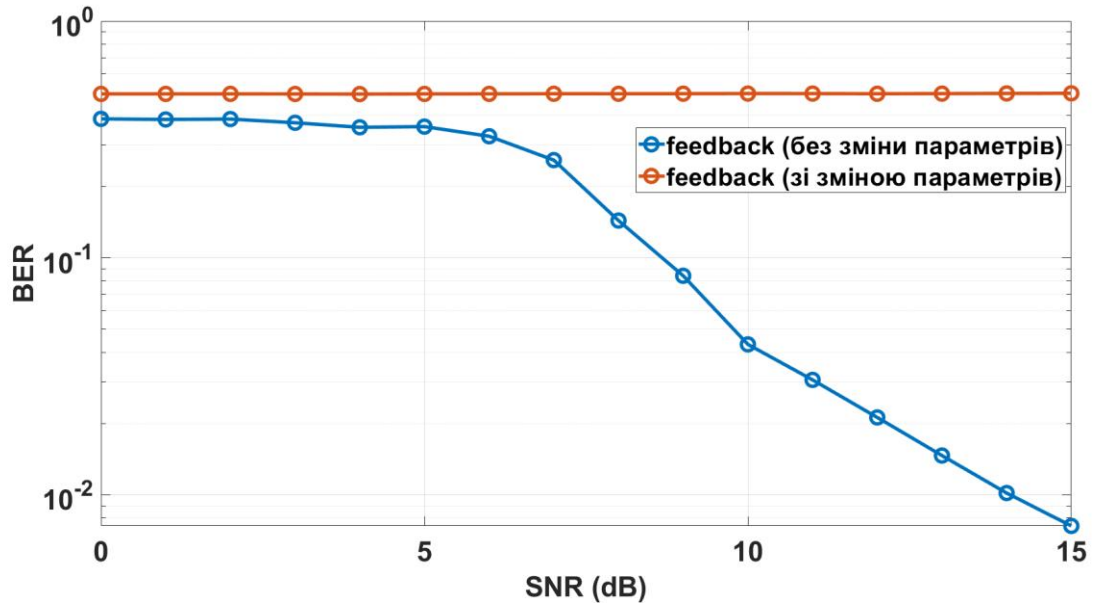


Рис. 1.19. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedback схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів 8PSK сигналу

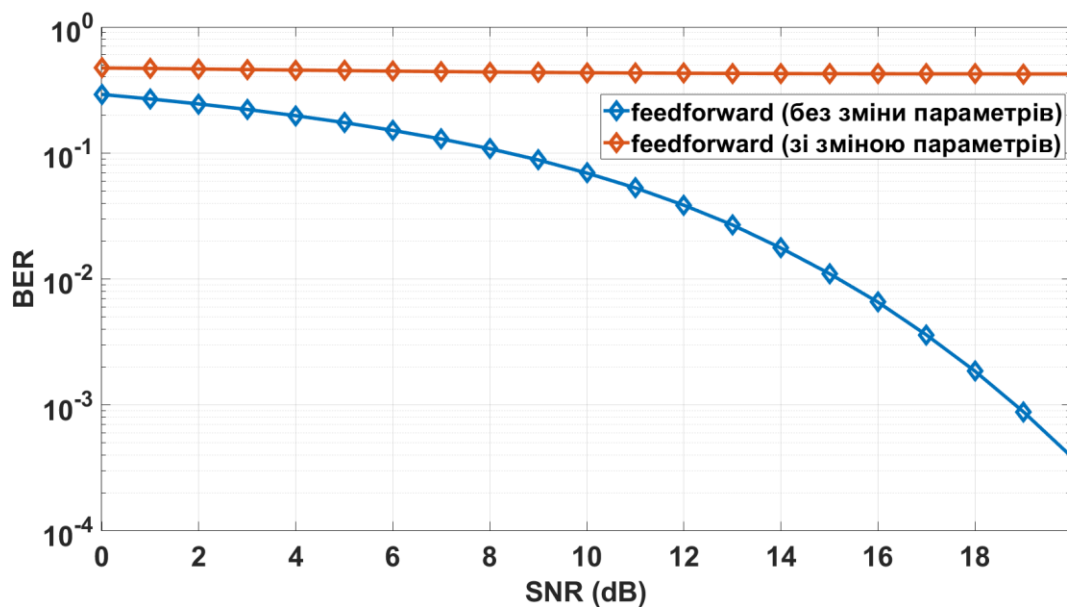


Рис. 1.20. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedforward схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів 16APSK сигналу

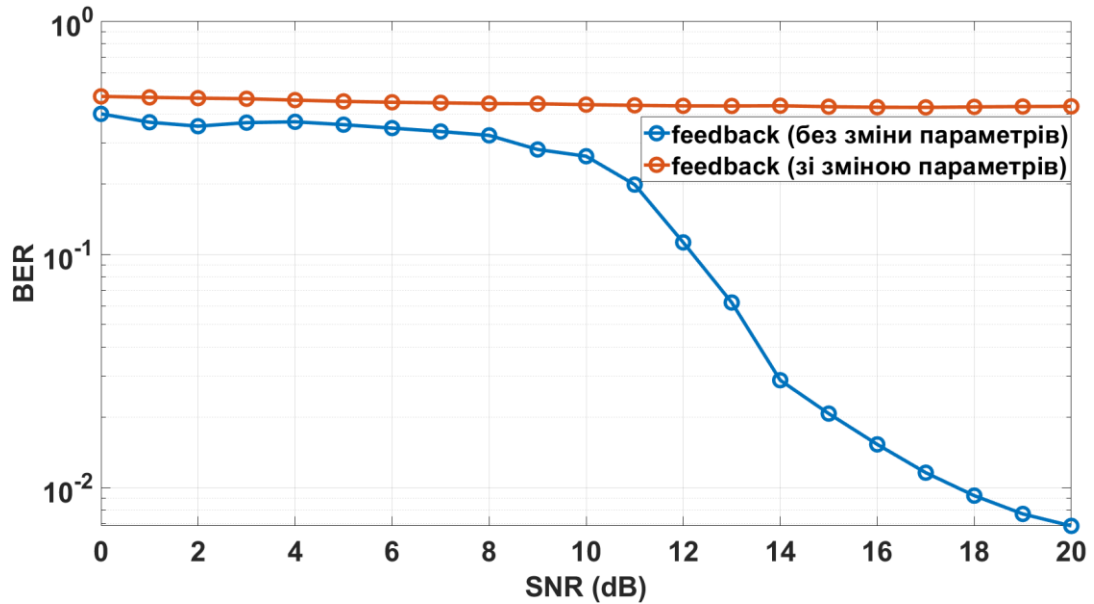


Рис. 1.21. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedback схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів 16APSK сигналу

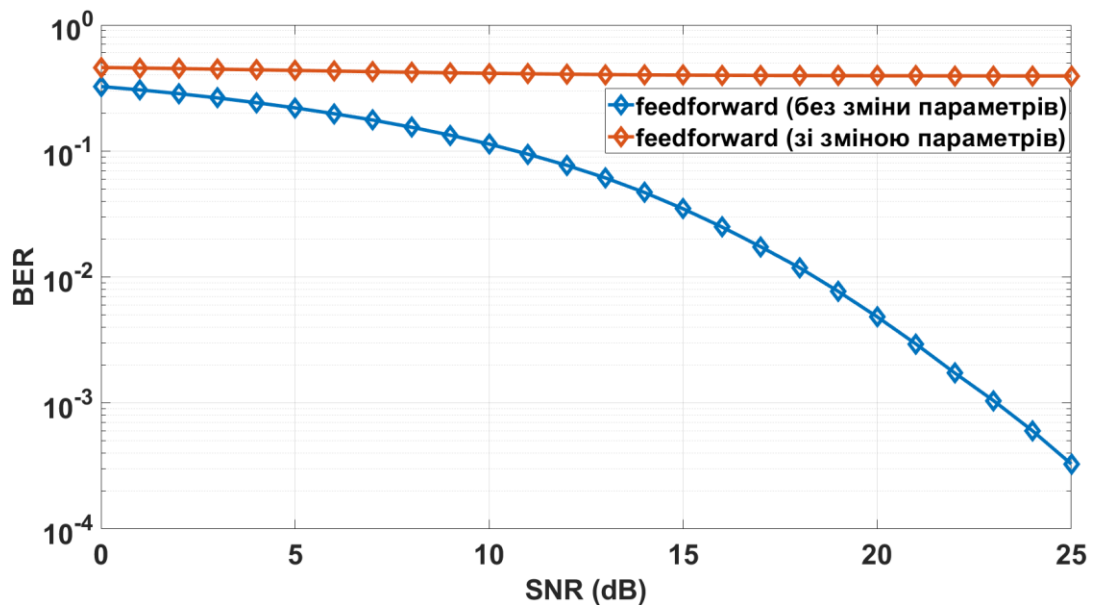


Рис. 1.22. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedforward схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів 32APSK сигналу

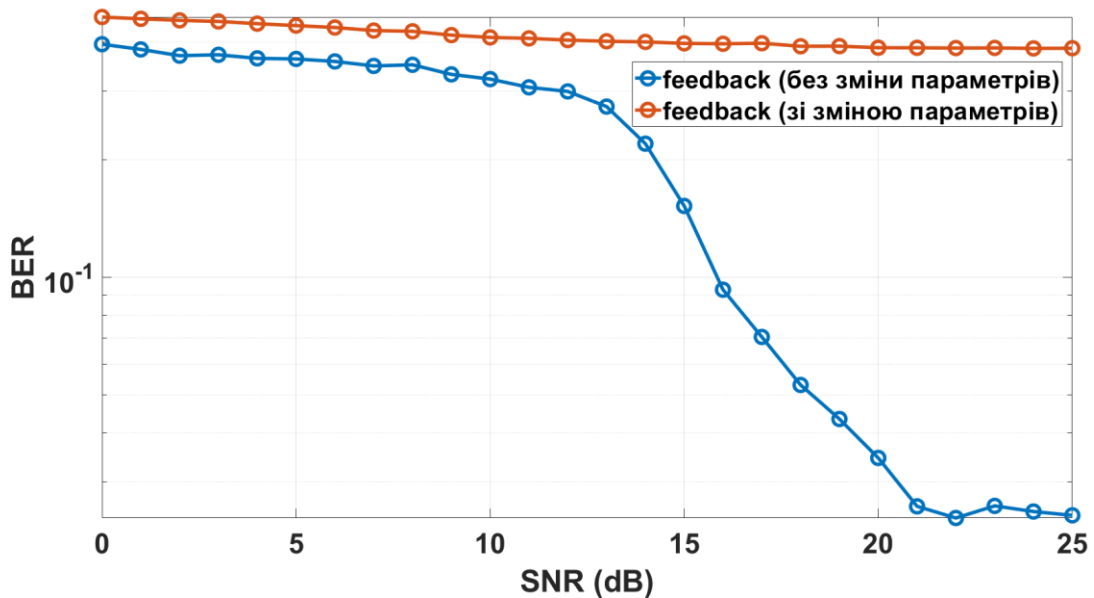


Рис. 1.23. Порівняльна характеристика BER в залежності від SNR для feedback схеми без зміни параметрів і зі зміною параметрів 32APSK сигналу

1.9 Задача детектування і сліпого розділення суміші сигналів з фазовою маніпуляцією

Потреба в зниженні витрат на зв'язок у супутниковій сфері неперервно спонукає до розвитку технологій для кращого і більш економного використання супутникового обладнання та частотного ресурсу, який доступний на супутнику. Однією з таких розробок є технологія Частота-носії-в-Частоті-носієві, Carrier-in-Carrier (CnC) [29], яка вже використовується різними постачальниками модемів. CnC — це одночасне використання радіочастотного спектра двома або більше смугами частот-носіїв, яке при цьому дозволяє одночасно обробляти обидві чи всі частоти-носії.

Традиційно супутникові канали зв'язку розміщуються поруч у частотній області, щоб дозволити сигналам висхідної (uplink, return) та низхідної (downlink, forward) ліній зв'язку працювати незалежно один від одного (рис. 1.24). У випадку carrier-in-carrier, ці частоти-носії розміщуються одна над одною в частотній області (рис. 1.25).

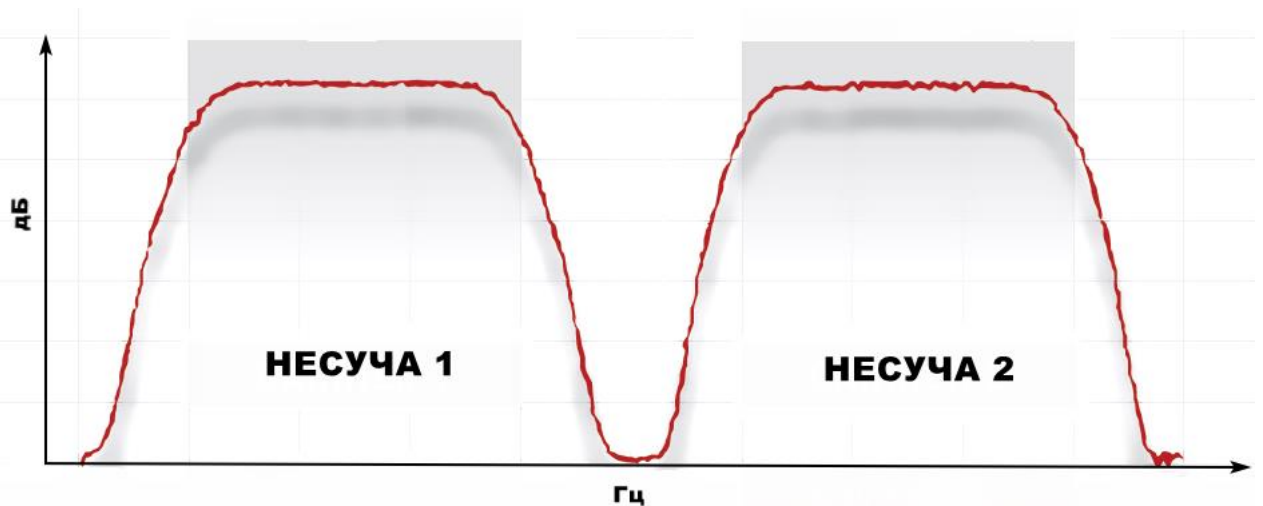


Рис. 1.24. Традиційне використання ресурсів частотного спектра

Існує декілька рішень CnC:

- Симетричне CnC, яке відоме як DoubleTalk (Comtech) або Bandwidth Cancellor (Newtec). Сутність симетричної технології CnC, полягає в передаванні двох сигналів з однаковою або подібною частотною смугою каналу (рис. 1.25).
- Асиметричне CnC відноситься до рішення для множинного доступу з парною частотою-носієм, parried carrier multiple access (PCMA) (iDirect / ViaSat). Асиметрична CnC технологія, заснована на передаванні широкосмугового сигналу, який перекриває в частотному діапазоні одну або більше частот-носіїв, кожна з яких має вузьку смугу пропускання, ніж одна широкосмугова частота-носіїв каналу (рис. 1.26).

Через особливості асиметричної технології CnC один із сигналів, зазвичай forward канал концентратора (hub, базова станція), має ширшу смугу частот і більший рівень потужності відносно сигналів, які передаються від терміналів return напрямком, які передають сигнал з меншою смугою пропускання, в спільній частотній полосі. Таким чином, для обробки асиметричних сигналів CnC, достатньо провести демодуляцію більш потужного сигналу без додаткової процедури розділення сигналів зі сторони терміналів. В приймальній частині концентратору доведеться відняти власний сигнал із композитного сигналу із

застосуванням уже відомої технології hub canceller [30]. Крім того детектування асиметричного сигналу carrier-in-carrier не потребує спеціальних алгоритмів ідентифікації. Наприклад, для ідентифікації асиметричного CnC достатньо порівняти SNR сигналу, який можна легко виміряти побудувавши спектральну щільність потужності в частотній області, із SNR після демодуляції того ж сигналу.

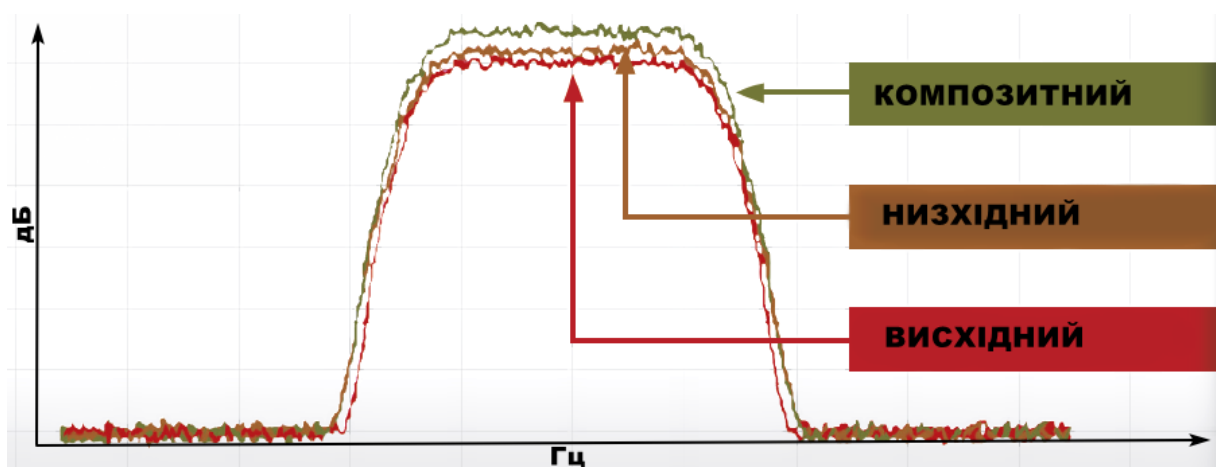


Рис. 1.25. Використання ресурсів частотного спектра із симетричною технологією CnC

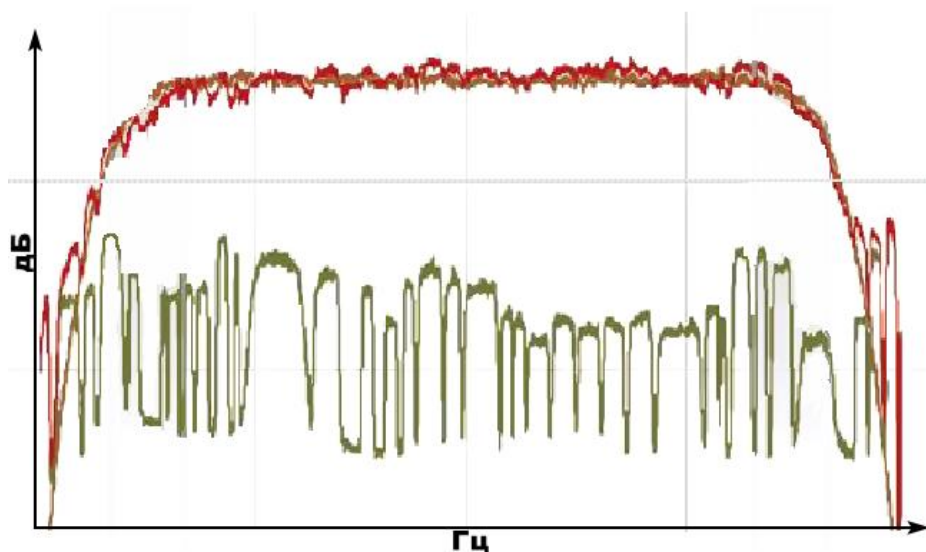


Рис. 1.26. Використання ресурсів частотного спектра із асиметричною технологією CnC

Найбільш цікавим і поширеним випадком є симетричні CnC сигнали, які доволі складно ідентифікувати звичайними спектральними методами, оскільки через однакові полоси окремих сигналів в частотному спектрі їх сумарного сигналу не видно ознак, що сигнал дійсно відноситься до carrier-in-carrier. Крім того для розділення і подальшої обробки таких сигналів кожна із сторін зв'язку в режимі CnC повинна якісно провести синхронізацію і віднімання свого сигналу із прийнятого композитного сигналу. Тому в завданнях сканування частотного діапазону чи радіорозвідки для виявлення таких сигналів існує потреба в розробці спеціальних методів ідентифікації та розділення симетричних CnC сигналів. Особливу складність при розділенні carrier-in-carrier сигналів в задачах радіорозвідки складає той факт, що кожен із окремо переданих сигналів, які передаються в сумі є повністю невідомими. На фізичному рівні передавання в розглянутих технологіях CnC застосовується фазова маніпуляція та квадратурна амплітудна модуляція таких видів як: BPSK, QPSK, OQPSK (offset quaternary phase shift keying), 8PSK, 8QAM (8 quadrature amplitude modulation), 16QAM (16 quadrature amplitude modulation). При розробці алгоритмів демодуляції, ідентифікації та розділення CnC сигналів від модуляції є дуже важливою характеристикою сигналу.

1.10 Висновки

Отже у даному розділі описано постановку завдання синхронізації в системах цифрового зв'язку, проведено аналітичний огляд літератури, а саме розглянуто відомі схеми демодуляції та методи оцінки невідомих параметрів сигналів з фазовою маніпуляцією. Розглянуто причини виникнення та наслідки несприятливих умови радіоприймання, які відносяться до негаусівських шумів і характеризуються швидкою зміною параметрів характеристики каналу передавання. Акцентовано увагу на залежності вибору схеми синхронізації відповідно до типу множинного доступу, який використовується у конкретній системі зв'язку. Показано, що популярні схеми синхронізації, при несприятливих умовах радіоприймання, не можуть використовуватися, в їх класичному

розумінні, для подальшої обробки отриманої інформації. Таким чином, із проведеного аналізу випливає, що необхідні додаткові дослідження та розробка альтернативних методів синхронізації та ідентифікації, які будуть розглядатися в наступних розділах.

Також розглянуто спосіб ефективного використання спектра, який заснований на технології Carrier-in-Carrier. Оглянуто основні проблеми, які виникають при розділенні та виявленні сигналів типу Carrier-in-Carrier. Наведені твердження та опис будуть використовуватися в даній роботі для подальшого розв'язання задачі виявлення сигналів типу Carrier-in-Carrier.

РОЗДІЛ 2 ЕФЕКТИВНА ДЕМОДУЛЯЦІЯ PSK СИГНАЛІВ У КАНАЛАХ З НЕСПРИЯТЛИВИМИ УМОВАМИ РАДІОПРИЙМАННЯ

2.1 Гібридний метод демодуляції сигналів

2.1.1 Вступ

Для сучасного етапу розвитку засобів зв'язку характерне постійне підвищення вимог щодо швидкості передачі та надійності приймання цифрової інформації. Ключову роль у забезпеченні цих вимог відіграє вдосконалення методів модуляції та демодуляції сигналів, серед яких чільне місце безперечно належить фазовій маніпуляції [31]. Головними чинниками, що стимулюють цей процес, є суттєве розширення робочих смуг сучасних телекомунікаційних мереж, істотне збільшення кількості режимів передачі та значне підвищення вимог щодо умов їх функціонування. У свою чергу, вдосконалення систем демодуляції сигналів тісно пов'язано з необхідністю розвитку відповідних методів синхронізації та підвищення їх стійкості до несприятливих факторів середовища. До таких факторів, зокрема, відносяться швидкі зміни умов передачі сигналів та характеристик зовнішніх завад внаслідок процесів часового розсіювання сигналів та доплерівського розширення їх спектрів. Також техніка демодуляції суттєво залежить від режиму передачі інформації, який може бути пакетним або безперервним. При цьому обидва ці режими в одній системі можуть бути застосовані одночасно, але для різних підсистем, що висуває додаткові вимоги до побудови відповідних уніфікованих блоків демодуляції [32].

Для боротьби з вказаними несприятливими факторами в сучасних модемах зв'язку застосовуються такі методи як: еквалайзери каналу, синхронізація з прямою оцінкою параметрів сигналів (feedforward), алгоритми синхронізації зі зворотною петлею та автопідстроюванням (feedback). Приклади схем feedforward і feedback наведено в розділі 1.4. Однак в каналах зі швидкими змінами умов передачі та при необхідності комплексування режимів безперервної та пакетної передачі вказані стандартні методи не завжди спрацьовують [32].

У даній роботі показано, що ефективним методом подолання цих недоліків може бути гібридний алгоритм демодуляції сигналів, який базується на спільній узгодженій роботі алгоритмів типів feedforward та feedback. Таке поєднання забезпечує найбільш ефективну боротьбу із спотвореннями сигналу в умовах швидкої зміни характеристик каналу передавання. Запропонований підхід базується на частково сліпій оцінці характеристик каналу (оцінка при відомих: модуляції, приблизній частоті-носієві і структурі даних, що передаються) та використовує відомі властивості модуляційного формату сигналу. Також запропонована евристична побудова блоку прийняття рішення на основі feedback алгоритмів [32].

2.1.2 Сутність гібридного метод демодуляції сигналів

Розглянемо модель сигналу на вході приймача:

$$r(t) = s(t) + n(t), \quad (2.1)$$

де

$$s(t) = e^{j(2\pi ft + \varphi)} \sum_i c_i g(t - iT_{\text{symp}} - \tau), \quad (2.2)$$

$n(t)$ — адитивний білий Гаусівський шум, $\{c_i\}$ — інформаційні символи, T_{symp} — тривалість символу, $g(t)$ — характеристика формуючого фільтру. В формулі (2.2) параметри τ (часова затримка), f (зміщення частоти), φ (зміщення фази) є невідомими. При застосуванні до сигналу (2.1-1) узгодженого фільтру та при $t = kT + \tau$, отримуємо дискретний сигнал [32]:

$$x(k) = c_k e^{j[2\pi f(kT + \tau) + \varphi]} + n(k), \quad (2.3)$$

де $n(k)$ — шумова складова. Отже, в приймальній частині необхідно оцінити і компенсувати спотворення $e^{j(2\pi ft + \varphi)}$ та τ .

Для боротьби із вказаними спотвореннями, в даній роботі пропонується застосувати алгоритм синхронізації, в якому також використовуються перелічені класичні методи, але не окремо, а у їх поєднанні. Сутність даного методу полягає в тому, що feedforward алгоритми пропонується використовувати для оцінки початкових параметрів сигналу на етапі встановлення з'єднання. Після входження системи у стан супроводу параметрів надалі в основному застосовуються алгоритми feedback. Однак, при цьому алгоритми feedforward також застосовуються, але лише для періодичної корекції системи. Таке гібридне застосування методів feedback і feedforward є ефективним засобом покращення якості демодуляції сигналу [32].

Параметри гібридного демодулятора підбиралися емпірично, шляхом численних натурних та напівнатурних експериментів. В результаті було знайдено параметри гібридного демодулятора, які забезпечують високу ефективність його роботи в реальних супутникових радіоканалах [32]. Зокрема, на етапі встановлення з'єднання пропонується використовувати такі методи feedforward:

- оцінка зміщення частоти за допомогою модифікованого алгоритму Луїза та Реджанніні [22]:

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi T(N+1)} \arg \left\{ \sum_{l=1}^{L_{uw}} \sum_{m=1}^N K(m) \right\}, \quad (2.4)$$

де

$$K(m) = \frac{1}{L_{uw} - m} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=m}^{L_{uw}} x(k)\hat{x}^*(k) \times \\ \times x^*(k-m)\hat{x}(k-m) \end{array} \right\} \quad (2.5)$$

і L_{uw} — довжина унікальної вставки, $\hat{x}(k)$ — символи унікальної вставки, $N = L_{uw} / 2$.

- зміщення фази розраховується за наступною формулою:

$$\hat{\phi} = \arctan \left[\frac{\sum_{k=1}^{L_{uw}} x(k) \hat{x}(k)}{\sum_{k=1}^{L_{uw}} |x(k)|^2} \right], \quad (2.6)$$

де L_{uw} — довжина унікальної вставки і $\hat{x}(k)$ — символи унікальної вставки.

- часове зміщення обчислюється на основі кореляційної функції:

$$\hat{\tau} = \frac{R(k-1) - R(k+1)}{R(k-1) - 2R(k) + R(k+1)}, \quad (2.7)$$

де $R(k)$ — коефіцієнт кореляції вхідного сигналу $x(k)$ з відомими символами унікальної вставки $\hat{x}(k)$.

Основою feedback алгоритмів гібридного демодулятора є петля Костаса [33], в якій для оцінки зміщення фази та частоти пропонується використовувати детектор:

$$e_{\phi}(k) = \text{Im}(x(k))^{M-1} * \text{Re}(x(k)) - \text{Re}(x(k))^{M-1} * \text{Im}(x(k)) \quad (2.8)$$

Часову синхронізацію пропонується виконувати за допомогою петлі Гарднера [20] з детектором похибки:

$$e_{\tau}(k) = \operatorname{Re} \left\{ \begin{array}{l} \left[x(kT - T + \tau_{k-1}) - \right. \\ \left. -x(kT + \tau_k) \right] \times \\ \left. \times (x^*(kT - T/2 + \tau_{k+1})) \right\}, \end{array} \right. \quad (2.9)$$

де $x^*(k)$ — комплексне спряження $x(k)$.

Важливою частиною гібридного демодулятора є вибір параметрів петлевих фільтрів частотно-фазової і часової синхронізації. Петлевий фільтр представляє собою низькочастотний фільтр для згладжування шуму, який продукується детектором похибки. Тобто, петлевий фільтр (рис. 2.1) перетворює вихідні значення «випередження» і «відставання» детектору $e(k)$ в значення «позитивного чи негативного» зрушення $v(k)$, які є більш точними і достовірними. Таким чином забезпечується плавне регулювання NCO. Різницеве рівняння петлевого фільтру другого порядку представлено в формулі (2.10).

$$v(k) = K_p e(k) + K_i e(k) + v(k-1) - K_p e(k-1), \quad (2.10)$$

де K_p — коефіцієнт пропорційності і K_i — інтегральний коефіцієнт розраховуються як:

$$K_p = \frac{g_1}{K_d}, \quad (2.11)$$

$$K_i = \frac{g_2}{K_d}, \quad (2.12)$$

В ЯКИХ

$$g_1 = 2 - 2e^{-2w_r \xi T} \cos(w_r T \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (2.13)$$

$$g_2 = e^{-2w_r\xi T} - 1 + g_1, \quad (2.14)$$

де $\xi = 1/\sqrt{2}$ — демпінг фактор, w_r — резонансна частота петлевого фільтру (2.15), K_d — коефіцієнт підсилення значення на виході детектора похибки і T — період дискретизації.

$$w_r = \frac{2B_L}{1+1/4\xi}, \quad (2.15)$$

де B_L — еквівалентна шумова смуга пропускання петлевого фільтру. Вибір значення B_L впливає на швидкість реакції петлі в залежності від зміни параметрів. Наприклад, при збільшенні значення B_L реакція на швидку зміну параметрів буде більш вчасною при генерації сигналу корекції NCO для конкретної вибірки вхідних відліків. Однак при збільшенні значення B_L втрачається точність оцінки, яка отримана на виході детектора. Тому, для схеми гібридного демодулятора, значення B_L вибиралося емпірично, шляхом чисельного моделювання. А саме: $B_L = 5 \times 10^{-3}$ — для петлі синхронізації частоти та фази і $B_L = 5 \times 10^{-4}$ — для петлевого фільтру схеми корекції символної похибки.

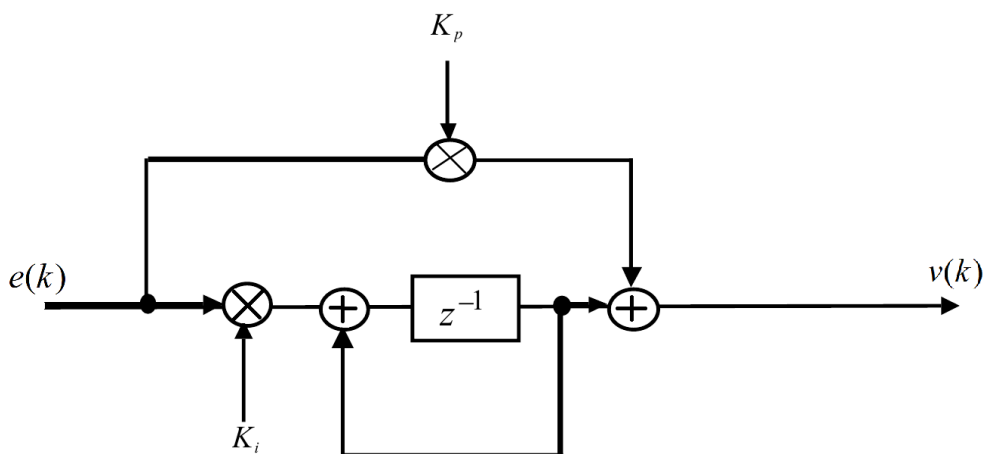


Рис. 2.1. Еквівалентна схема петлевого фільтру

Коефіцієнт K_d розраховується із лінійної ділянки S-кривої. S-крива — це залежність середнього значення виходу детектору $e(k)$ похибки в залежності від реального значення похибки θ (2.16). Тут θ — це невідомий параметр сигналу, а саме τ , f або φ .

$$S_e(\theta) \triangleq \frac{\sum_{k=1}^L (e(k) | \theta)}{L}, \quad (2.16)$$

де L — кількість символів для побудови S-кривої.

Для детектору фазової похибки e_φ (2.8) та детектору часової похибки e_τ (2.9) побудовані S-криві $S_{e_\varphi}(\varphi)$ (рис. 2.2) і $S_{e_\tau}(\tau)$ відповідно (рис. 2.3).

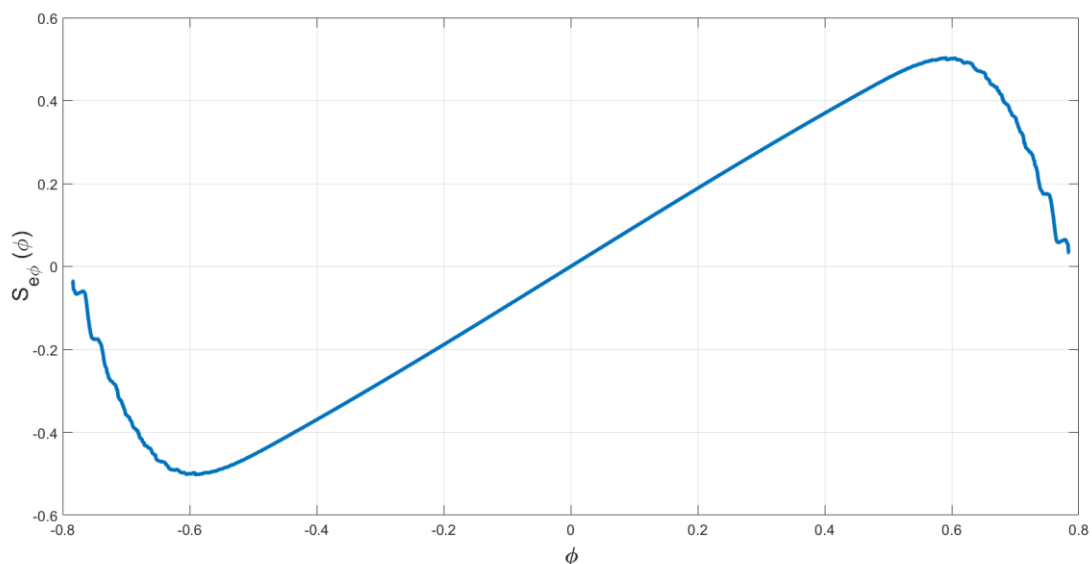


Рис. 2.2. S-крива для детектору фазової похибки

На лінійних ділянках S-кривих (рис. 2.2, рис. 2.3) розраховано коефіцієнт $K_d = 0.9477$ — для петлі фазової синхронізації і $K_d = 1.1729$ — для петлі символної синхронізації.

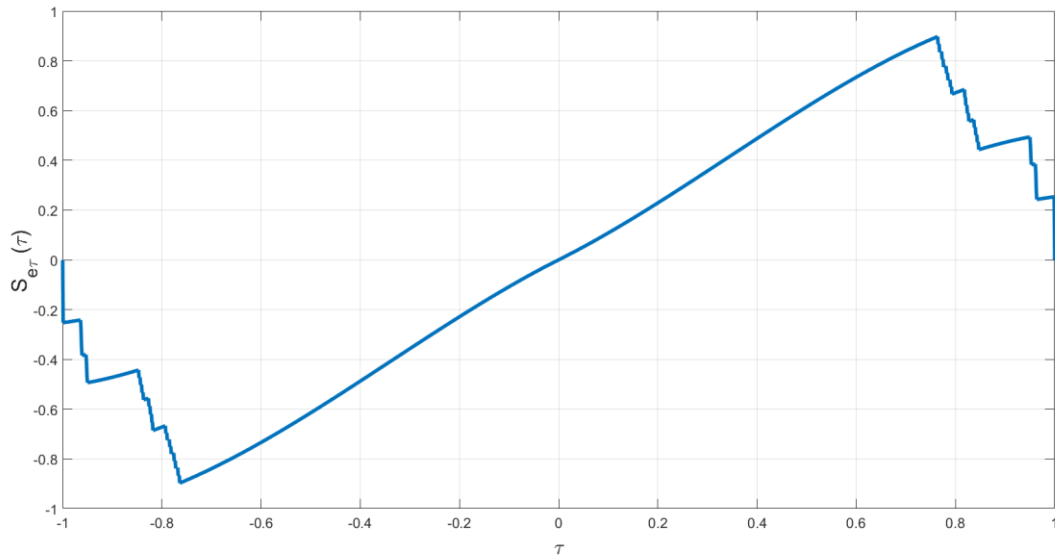


Рис. 2.3. S-крива для детектору часової похибки

Функціональна схема запропонованого гібридного методу демодуляції показана на рис.2.4, згідно до якої синхронізація виконується наступним чином:

- 1) Розраховуються невідомі значення частоти-носія (2.4), фази (2.6) і часової затримки сигналу (2.7);
- 2) Отримані оцінки в пункті 1 застосовуються для ініціалізації петлевого фільтра і NCO петлі часової синхронізації і петлевого фільтра та NCO схеми частотної і фазової синхронізації;
- 3) В детекторі фазової похибки розраховується похибка фазової синхронізації (2.8);
- 4) В детекторі часової похибки розраховується похибка символної синхронізації (2.9);
- 5) Часова похибка (пункту 4) згладжується петлевым фільтром (2.10), вихід якого коригує NCO символної синхронізації;
- 6) NCO символної синхронізації керує схемою інтерполяції для коригування похибки тактування;
- 7) Фазова похибка (пункт 3) згладжується петлевым фільтром (2.10), вихід якого коригує NCO фазової синхронізації;

- 8) Символи після синхронізації подаються на детектор символів, в якому відбувається демапінг символів в бітову послідовність.

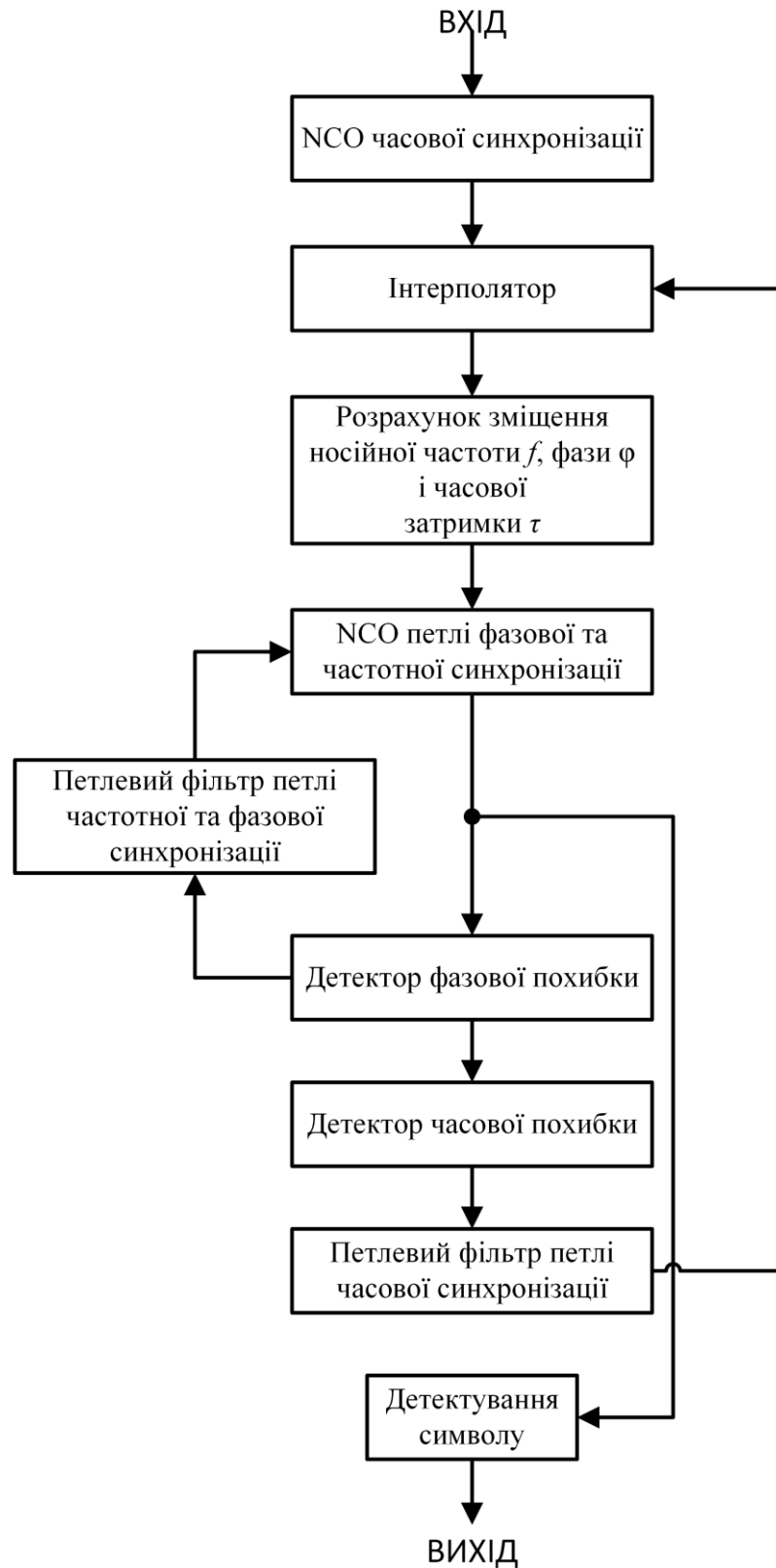


Рис. 2.4. Функціональна схема методу гібридної синхронізації [32]

2.1.3 Результати моделювання

Для порівняння, в програмному середовищі Matlab, було проведено моделювання алгоритмів feedforward, feedback та запропонованого гібридного методу. Структура моделі зображена на рис. 2.5. Параметри системи передавання, що були використані в роботі при виконанні комп'ютерного моделювання, наведені у табл. 2.1 [32].

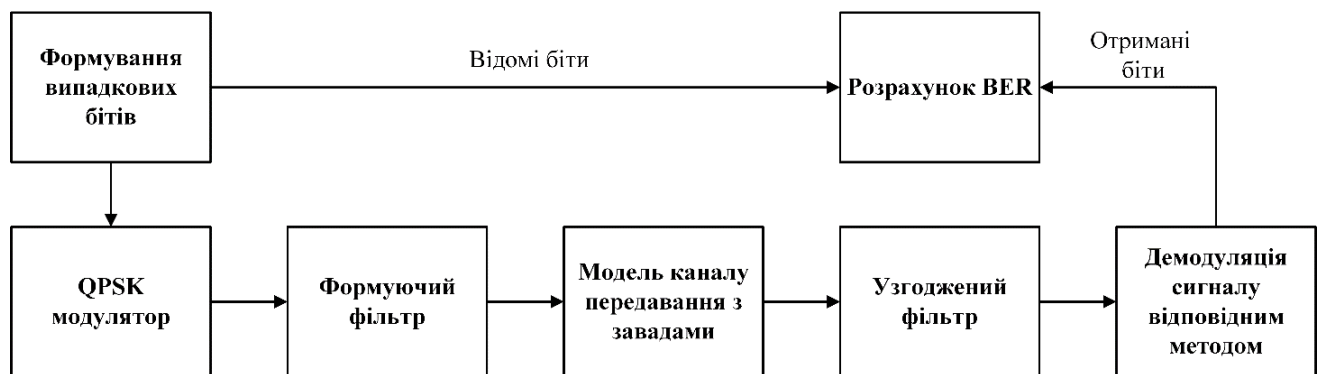


Рис. 2.5. Структурна схема моделі розрахунку BER для розглянутих методів

Зміна параметрів відбувалася на протязі всього пакету тестових даних. Розраховані характеристики бітової похибки (Bit Error Rate, BER) в залежності від відношення сигнал-шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR) (рис. 2.6-2.9), показують, що запропонований метод демодуляції є більш стійким до змін характеристик каналу ніж відомі класичні підходи і забезпечує найменшу бітову похибку при однакових значеннях SNR в результаті синхронізації [32].

Табл. 2.1. Параметри сигналу

позиційність модуляції	QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK
тип множинного доступу	TDMA
тип формуючого фільтру, коефіцієнт згладжування (roll-off)	“корінь квадратний від припіднятого косинусу”, 0.35
відносна частота дискретизації	2 відліки на символ
довжина пакету даних L_{burst}	4096 символи

довжина унікального слова L_{uw}	48 символів
похибка носійної частоти f	$10^{-3} F_{\text{symp}} \times (0:1 / L_{\text{burst}} :1)$
похибка символної синхронізації τ	$(0:1 / L_{\text{burst}} :1)$
похибка фази φ	$2\pi \times (0:1 / L_{\text{burst}} :1)$

З розгляду представлених результатів видно, що для сигналу зі швидкими змінами фази і часової затримки запропонований гібридний алгоритм демодуляції забезпечує значно меншу бітову похибку при однакових умовах приймання у порівнянні зі стандартними методами. Зокрема, для сигналу з QPSK модуляцією, при фіксованому значенні $\text{BER} = 10^{-3}$ запропонований метод має вигреш в SNR у всьому діапазоні від 0 до 10 дБ. Зокрема, при $\text{SNR} = 5$ dB одержано значення $\text{BER} = 0.04$ для запропонованого алгоритму, $\text{BER} = 0.12$ для feedback алгоритму і $\text{BER} = 0.18$ для feedforward алгоритму [32].

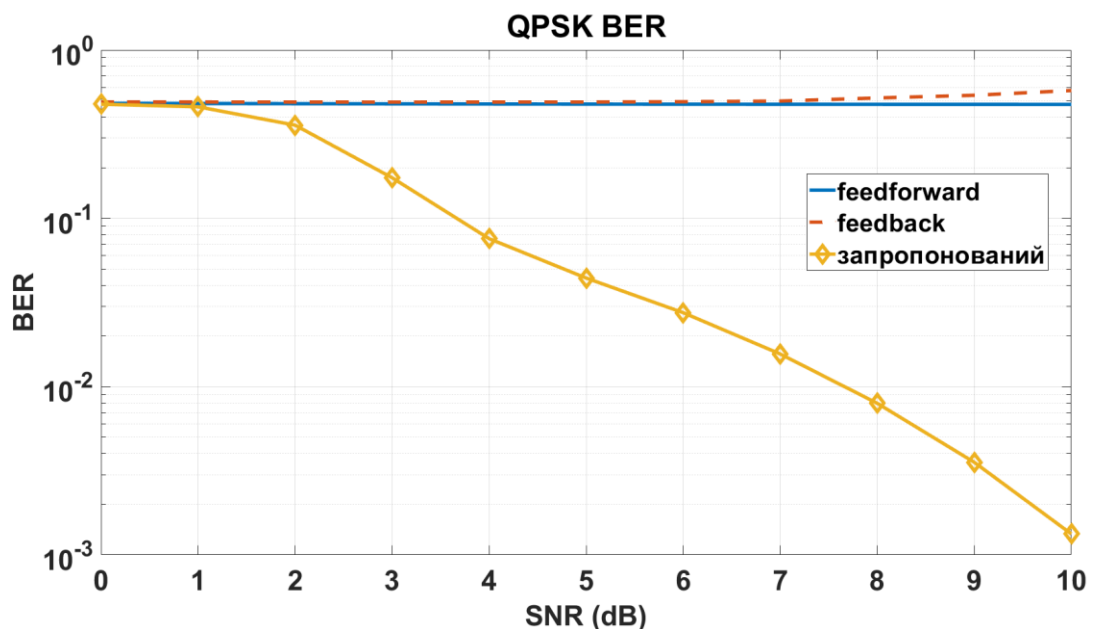


Рис. 2.6. Залежність біткової похибки від співвідношення сигнал/шум, при зміні характеристик каналу, для сигналу з QPSK модуляцією

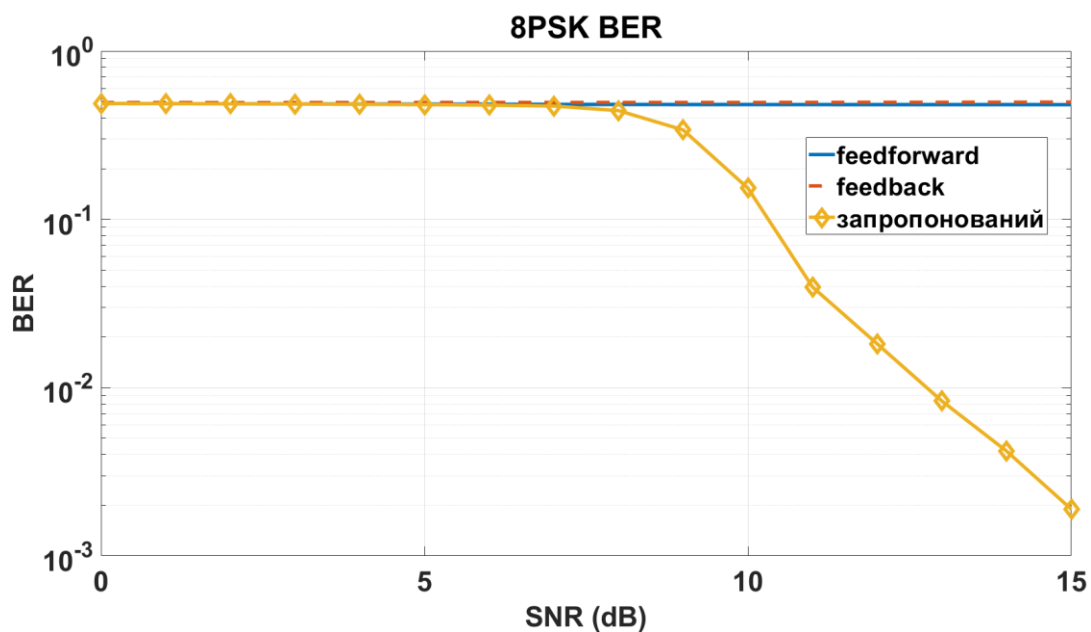


Рис. 2.7. Залежність бітової похибки від співвідношення сигнал/шум, при зміні характеристик каналу, для сигналу з 8PSK модуляцією

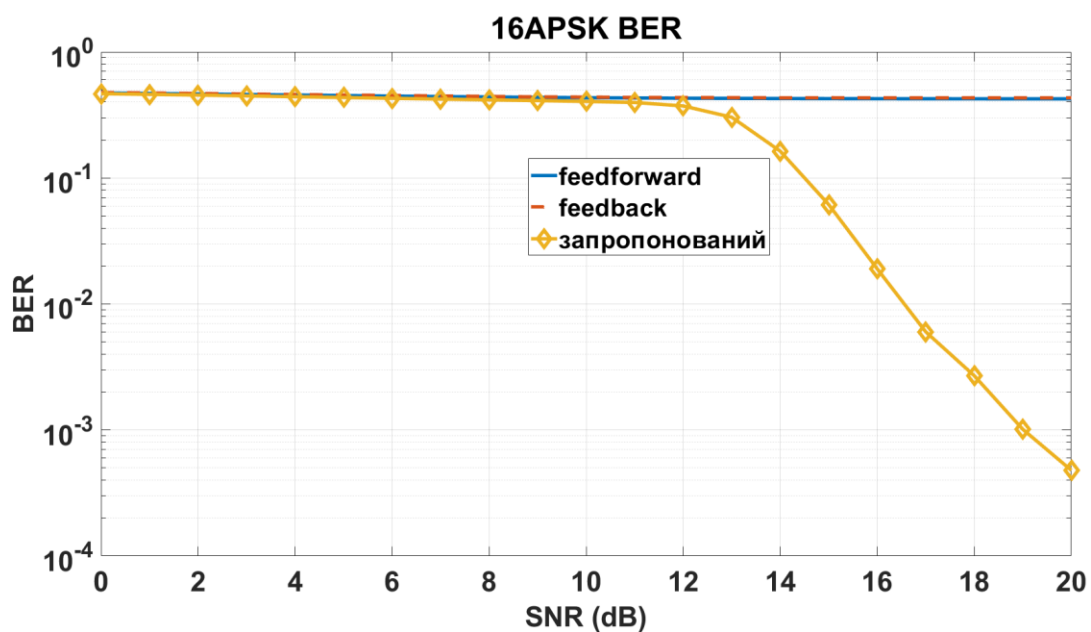


Рис. 2.8. Залежність бітової похибки від співвідношення сигнал/шум, при зміні характеристик каналу, для сигналу з 16APSK модуляцією

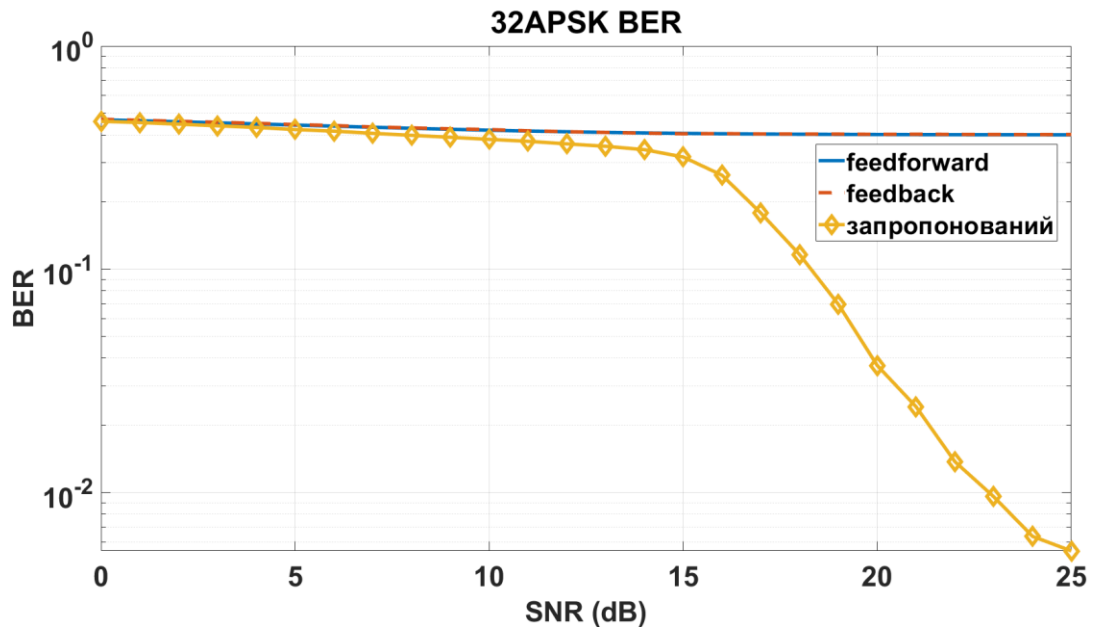


Рис. 2.9. Залежність бітової похибки від співвідношення сигнал/шум, при зміні характеристик каналу, для сигналу з 32APSK модуляцією

2.1.4 Висновки

В даному розділі розглянуто завдання демодуляції сигналів з фазовою маніпуляцією у несприятливих умовах радіоприймання. Проаналізовано відомі методи класичної демодуляції, які застосовуються в сучасних модемах зв'язку. Обґрунтовано доцільність застосування у даних умовах гібридних алгоритмів синхронізації та ідентифікації сигналів. В результаті виконаного моделювання показано переваги гібридного методу демодуляції перед традиційними feedforward та feedback алгоритмами. Додатковою перевагою запропонованого методу є також можливість уніфікації підсистеми демодуляції як для безперервного, так і пакетного режимів передачі, зокрема при демодуляції TDMA сигналів [32].

2.2 Фреймова (пакетна) синхронізація за допомогою диференціального корелятора

2.2.1 Вступ

З розвитком цифрових технологій все більше уваги приділяється побудові радіоприймальних трактів за технологією SDR (Software Defined Radio), яка заснована на обробці оцифрованого в реальному часі радіосигналу виключно програмними засобами. При цьому велика роль відводиться побудові систем прийому на одній інтегральній мікросхемі (System-on-a-Chip, SoC). Дана технологія дозволяє збільшити продуктивність радіосистеми, зменшити її габарити і зробити її універсальною, оскільки при переході приймача на інший стандарт прийому сигналу необхідно змінити лише програмну конфігурацію системи. З часом SDR стане передовою технологією для побудови радіоприймачів. Основною елементною базою для таких систем є програмовані логічні інтегральні схеми (Field-Programmable Gate Array, FPGA) [34]. Головною перевагою використання FPGA є висока швидкодія реалізованих алгоритмів, яка забезпечується завдяки паралельному їх виконанню. Виробники FPGA пропонують широкий спектр IP (Intellectual Property) ядер, які реалізують достатню кількість алгоритмів обробки радіосигналу, тим самим значно пришвидшуючи час розробки цифрової системи [35].

Невід'ємними частинами радіоприймачів сучасних стандартів зв'язку є системи синхронізації (фреймова, символна, частотна, фазова). У даному розділі будуть проаналізовані актуальні на сьогоднішній день алгоритми фреймової синхронізації, які засновані на знаходженні різницевої кореляції, з точки зору їх ефективності та практичної реалізації на FPGA [35].

2.2.2 Постановка завдання

У літературі алгоритмам фреймової синхронізації приділяється значна увага. Найбільш поширеними є методи, що засновані на кореляції прийнятих символів з унікальним словом. Реалізація даних методів на FPGA не є складною задачею, але головним недоліком такого підходу є необхідність попереднього

встановлення фазової та частотної синхронізації. В реальних умовах ця вимога часто не може бути виконана. Тому все більш широкого застосування набувають алгоритми, що засновані на методі різницевої (диференціальної) кореляції. На відміну від звичайної кореляції з відомою послідовністю різницева є нечутлива до фазових та частотних спотворень в прийнятому сигналі, які мають місце на початковому етапі роботи системи. Подальшим розвитком методів диференціальної кореляції є алгоритми з постдетекторним накопиченням Differential Post Detection Integration (DPDI) [36], [37]. Недоліком вказаних алгоритмів є чутливість до зміни рівня вхідного сигналу. Тому розробка алгоритмів і методів адаптивної обробки сигналів для реалізації на FPGA, які інваріантні до зміни рівня вхідного сигналу, є актуальним завданням сучасної теорії та техніки зв'язку. У даній роботі запропоновано алгоритм з адаптивним порогом прийняття рішення, який розроблений під цифровий приймач стандарту DVB-S2 [38]. Наводяться порівняльні характеристики ефективності запропонованого алгоритму з існуючими методами фреймової синхронізації для вказаного стандарту супутникового зв'язку. Показані практичні шляхи реалізації запропонованого алгоритму фреймової синхронізації на FPGA [35].

Стандарт DVB-S2 передбачає пакетну передачу даних. Структура фрейму фізичного рівня даного стандарту зображена на рис. 2.10 [38]. Фрейм фізичного рівня складається із заголовку пакета (PLHEADER) і власне фрейму корисних даних (XFECFRAME). Заголовок містить поле SOF (Start Of Frame) і поле PLSCODE (Physical Layer Signaling), до яких застосовані скремблювання і $\pi/2$ BPSK модуляція. SOF – це унікальне слово довжиною 26 символів, яке позначає початок фрейму. Поле PLSCODE кодується кодом Ріда Маллера першого порядку і містить службову інформацію про фрейм: довжину пакета, тип модуляції і швидкість кодування [35].

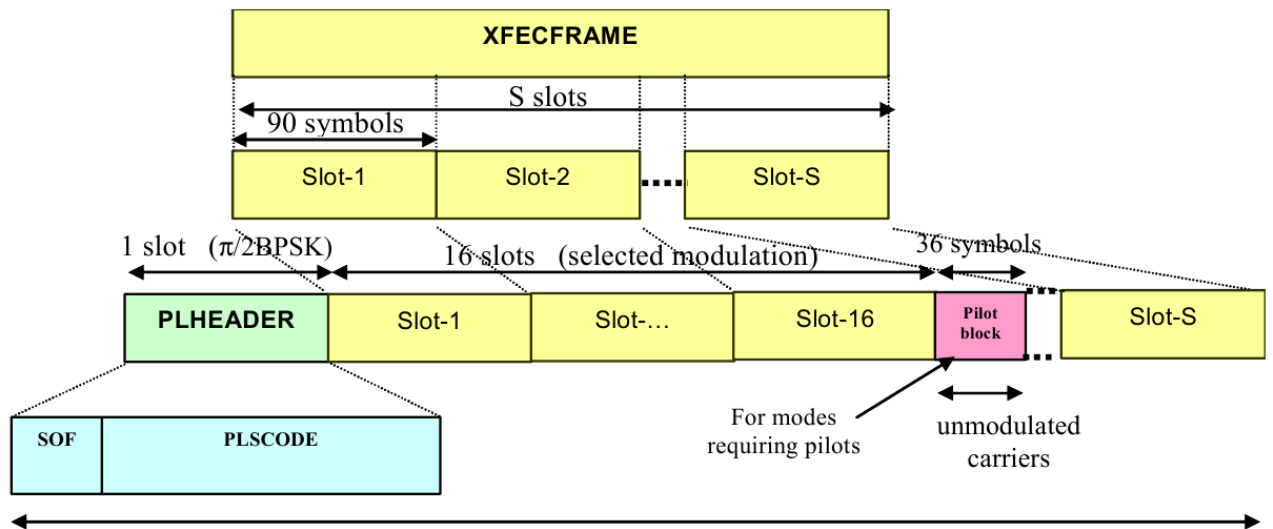


Рис. 2.10. Структура фрейму фізичного рівня за стандартом DVB-S2

Розглянемо деякі методи, що засновані на техніці різницевої кореляції з подальшим накопиченням (DPDI). Вказані алгоритми працюють з полем SOF заголовка пакета та визначаються наступними математичними виразами [35]:

$$[C1] \quad z_k = \sum_{n=1}^{N-1} \left\{ |d_k(n)|^2 - \sum_{i=1}^{N-1} |r_{i+k}|^2 \cdot |r_{i+k-n}|^2 \right\} \quad (2.17)$$

$$[L2] \quad z_k = \left| \sum_{n=1}^M d_k(n) \right| - \sqrt{\sum_{n=1}^M \varepsilon_k(n)}, \quad M \cdot \Delta f \cdot T_{\text{symp}} < 0.5 \quad (2.18)$$

$$[L1] \quad z_k = \sum_{n=1}^{N-1} \left\{ |d_k(n)| - \sqrt{\varepsilon_k(n)} \right\}, \quad (2.19)$$

де z_k — змінна рішення; r_i — відлік вхідного сигналу; s_i — відлік SOF послідовності (шаблону); $d_k(n)$ — n -проміжкова різницева кореляція з SOF послідовністю (2.20); $\varepsilon_k(n)$ — центруючий член (2.21); $N = 26$ — довжина SOF послідовності; n — довжина проміжків кореляції L2; Δf — величина частотного зміщення; T_{symp} — тривалість символу.

$$d_k(n) = \sum_{i=n}^{N-1} r_{i+k}^* \cdot s_{i+1}^{(s)} \cdot r_{i+k-n} \cdot s_{i-n+1}^{(s)*} \quad (2.20)$$

$$\varepsilon_k(n) = \sum_{i=n}^{N-1} |r_{i+k}|^2 \cdot |r_{i+k-n}|^2 \quad (2.21)$$

У вказівках ETSI по проектуванню [38] представлено метод P1, в якому різницева кореляція застосовується не тільки до SOF послідовності, але і до послідовності PLSCODE. Це обґрунтовано тим, що поле PLSCODE змінюється залежно від типу пакету і модуляційних характеристик, але попарні різниці його відліків при цьому можуть змінитися тільки за знаком [35]. Відповідна математична модель алгоритму має наступний вигляд:

$$z_k = \max(|dsof_k + dplsc_k|, |dsof_k - dplsc_k|) \quad (2.22)$$

$$dsof_k = \sum_{i=1}^{N_{SOF}} r_{i+k}^* \cdot s_{i+1}^{(s)} \cdot r_{i+k-1} \cdot s_i^{(s)*} \quad (2.23)$$

$$dplsc_k = \sum_{i=1}^{N_{PLS}/2} r_{2i+k+N_{SOF}}^* \cdot s_{2i}^{(p)} \cdot r_{2i-1+k+N_{SOF}} \cdot s_{2i-1}^{(p)*} \quad (2.24)$$

де $dsof_k$ — різницева кореляція з полем SOF; $dplsc_k$ — різницева кореляція з полем PLSCODE, $s^{(s)}$ — відлік поля SOF, $s^{(p)}$ — відлік поля PLSCODE. Потрібно відзначити, що в методі P1 розраховується різницева кореляція без накопичення [35].

Критерієм ефективності методів фреймової синхронізації прийнято вважати залежність ймовірності пропуску пакету, Miss Detection Probability (MDP) від відношення сигнал/шум на символ. Поріг прийняття рішення для кожного з методів знаходився за класичним критерієм Неймана-Пірсона, для фіксованої

ймовірності хибної тривоги, Constant False Alarm Rate (CFAR) на рівні 10^{-3} . У даній роботі проведено експериментальний розрахунок характеристик ймовірності пропуску (MDP) корисного сигналу в залежності від відношення сигнал/шум на символ для всіх вище описаних методів фреймової синхронізації. На рис. 2.11а зображені вказані характеристики для випадків відсутності частотного зміщення, а на рис. 2.11б — з частотним зміщенням прийнятих символів, що дорівнює $0.2F_{\text{symb}}$ (F_{symb} — символна швидкість) [35].

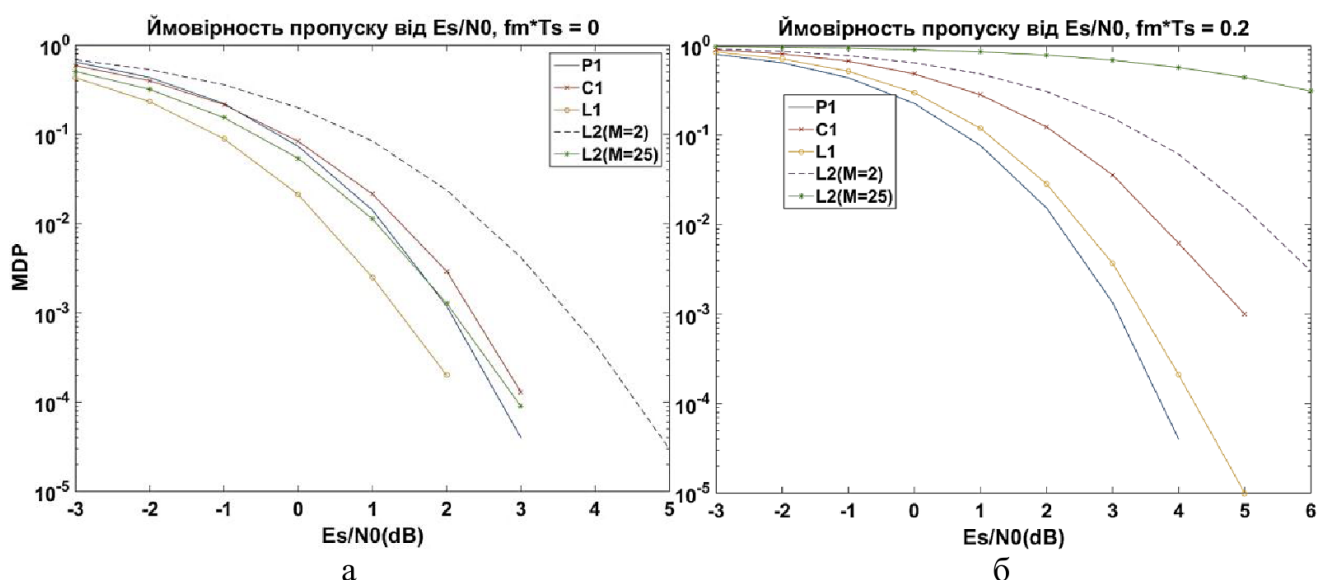


Рис. 2.11. Характеристики MDP для P1, C1, L1, L2(M=2), L2(M=25) алгоритмів а) без частотного зміщення, б) з частотним зміщенням $0.2F_{\text{symb}}$

З отриманих результатів можна зробити висновок, що методи диференціальної кореляції з накопиченням досить ефективно ведуть себе при прийомі сигналу без частотного зміщення. Ефективнішим серед DPDI алгоритмів для даного типу сигналу виявився метод L1. При частотному зміщенні рівному $0.2F_{\text{symb}}$ DPDI алгоритми погіршуються приблизно однаково, при MDP рівному 10^{-2} програш становить 2.1 дБ. Значно стійкішим до частотних спотворень виявився алгоритм [P1], погіршення ефективності методу при MDP рівному 10^{-2} і становить близько 1 дБ. Даний результат досягається за рахунок збільшеного

інтервалу кореляції, оскільки при розрахунку різницевої кореляції для [P1] беруть участь SOF і PLSCODE послідовності, а для DPDI методів лише SOF [35].

2.2.3 Алгоритм фреймової синхронізації з адаптивним порогом

Недоліком вище розглянутих методів є те, що змінна рішення z_k даних методів чутлива до варіації рівня вхідного сигналу. У зв'язку з вище викладеними проблемами постало завдання щодо розробки нового алгоритму, який буде адаптивно змінювати поріг рішення в залежності від рівня вхідного сигналу. У даній роботі для вирішення цього завдання був запропонований метод P2 (2.25), який є модифікацією алгоритму P1 [35].

$$z_k = \max(|dsof_k + dplsc_k|, |dsof_k - dplsc_k|) \geq \alpha \cdot e_{N_k} \quad (2.25)$$

$$e_{N_k} = \sum_{i=1}^{N_{SOF}} |r_{i+k}^* \cdot r_{i+k-1}| + \sum_{i=1}^{N_{PLS}/2} |r_{2i+k+N_{SOF}}^* \cdot r_{2i-1+k+N_{SOF}}|, \quad (2.26)$$

де α — коефіцієнт адаптивного порогу, який визначається експериментально при заданій ймовірності хибної тривоги (CFAR). e_{N_k} — накопичення добутків модулів відліків, які задіяні в різницевій кореляції для обчислення z_k .

Вираз у правій частині нерівності (2.25) являється адаптивним порогом, величина якого змінюється в залежності від рівня вхідного сигналу. Характеристики MDP для алгоритмів P1 і P2, які зображені на рис. 2.12, свідчать про те, що запропонований адаптивний метод P2 перевершує по ефективності первинний існуючий метод P1 при ймовірності пропуску 10^{-2} приблизно на 1 дБ. Також слід зазначити, що при цьому ймовірність хибної тривоги (FAR) від відношення сигнал/шум на символ для P2 виявилася меншою ніж для P1 (рис. 2.13) [35].

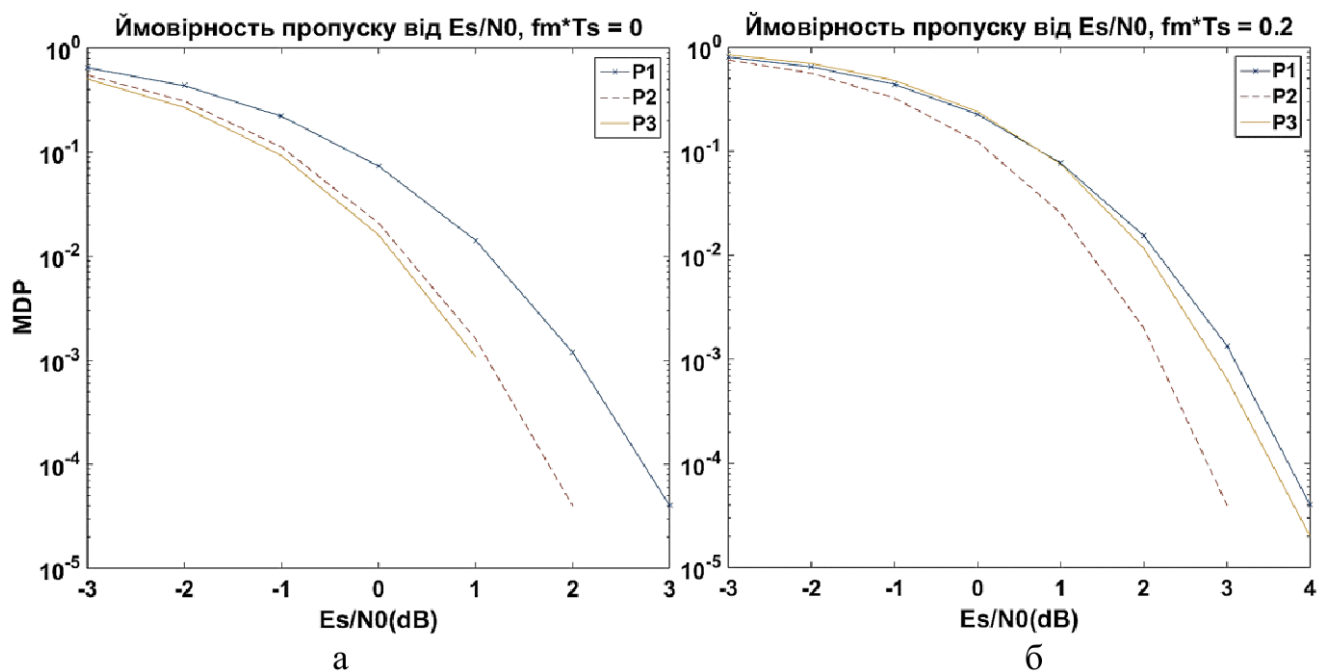


Рис. 2.12. Характеристики MDP для P1, P2 і P3 методів а) без частотного зміщення, б) з частотним зміщенням $0.2F_{\text{symp}}$ [35]

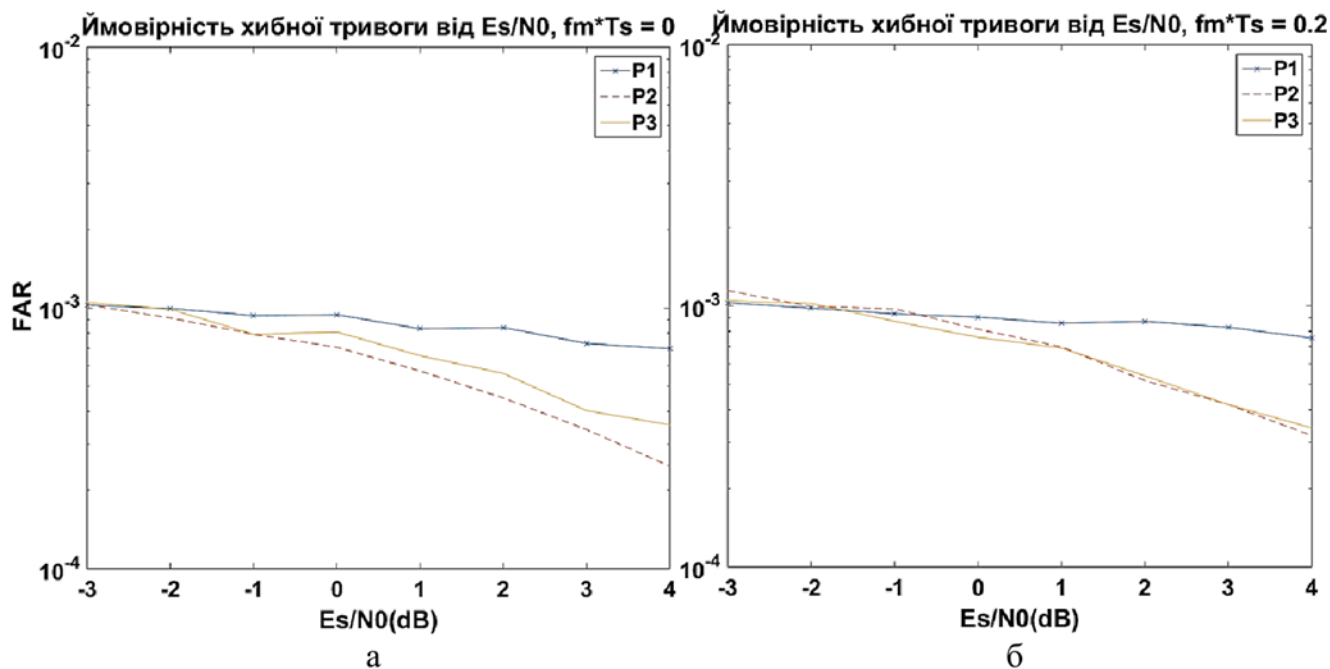


Рис. 2.13. Залежності ймовірності хибної тривоги від відношення сигнал/шум на символ для алгоритмів P1, P2 і P3 а) без частотного зміщення, б) з частотним зміщенням $0.2F_{\text{symp}}$ [35]

2.2.4 Адаптація алгоритму [P2] під реалізацію на FPGA

Тепер розглянемо можливості апаратної реалізації алгоритму P2. Вирази для розрахунку змінної рішення z_k і центруючого члену e_{N-k} даного методу містять операцію знаходження модуля комплексного числа, що в свою чергу потребує визначення квадратного кореня. Дана математична операція в цифрових пристроях виконується за декілька ітерацій, кількість яких залежить від розрядності числа, з якого добувається квадратний корінь [39]. Даний підхід є «вузьким місцем» при реалізації на FPGA, оскільки значно зменшує швидкість алгоритму в цілому. У цьому випадку вдаються до високошвидкісних методів апроксимації добування квадратного кореня [40]. Враховуючи особливості апаратної платформи FPGA, привабливим з точки зору реалізації є метод $\alpha \cdot Max + \beta \cdot Min$ [35].

Суть цього методу полягає в наступному, якщо модуль комплексного числа записати як $|V| = \sqrt{I^2 + Q^2}$, де I і Q — реальна і уявна його складові, то згідно з даним методом $|V|$ можна обчислити як $|V| = \alpha \cdot Max + \beta \cdot Min$, де Max і Min — максимальне і мінімальне абсолютні значення серед I і Q відповідно. Існує декілька різних пар значень констант α і β , які дають різну точність наближення. У даній роботі ці коефіцієнти приймають значення, які рівні цілим негативним степеням двійки ($\alpha = 1, \beta = 0.375$), що дозволяє зробити реалізацію помножувача на зсувному регістрі. Замінюючи у виразах для методу P2 (2.25), (2.26) операцію знаходження модулю комплексного числа апроксимуючим алгоритмом, отримуємо алгоритм P3 для фреймової синхронізації. Характеристика MDP для методу P3 без частотного зміщення (рис. 2.13а) проходить нижче ніж для інших методів. Відсутність частотного зміщення сигналу в приймачі DVB-S2 відповідає режиму супроводу системи фреймової синхронізації, система переходить в даний режим після встановлення частотної синхронізації [36]. У даному режимі алгоритм є найбільш ефективним, при цьому ймовірності хибної тривоги від відношення сигнал/шум на символ для методів P2 і P3 майже однакові. При

наявності частотного зміщення, що відповідає режиму пошуку для системи фреймової синхронізації, алгоритм P3 поступається по продуктивності алгоритму P2, але є кращим за P1 [35].

На рис. 2.14 приведена структурна схема під реалізацію на FPGA алгоритму P3. Основними елементами структури є комплексні помножувачі і суматори, які наявні у вигляді апаратних блоків для кристалів FPGA фірми Altera [35].

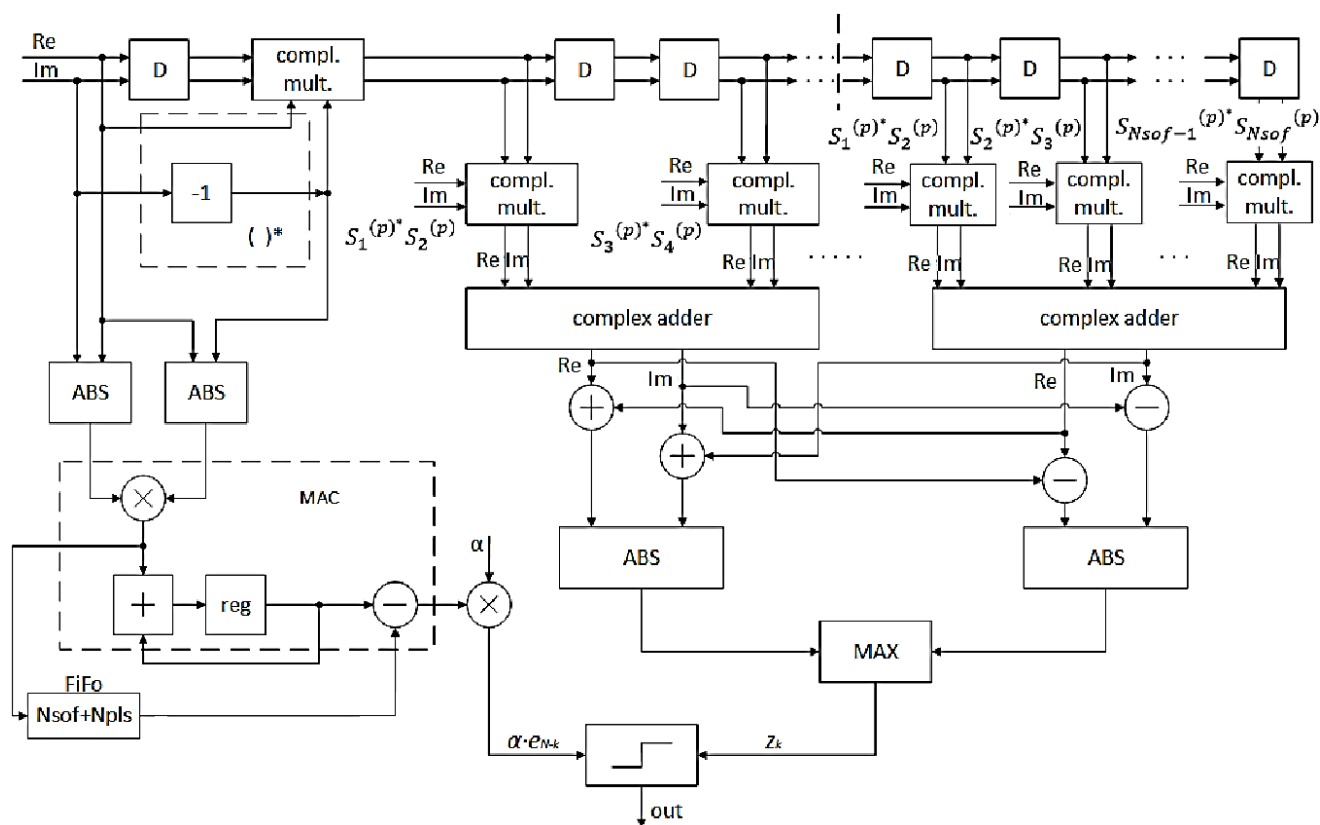


Рис. 2.14. Структурна схема алгоритму P3 під реалізацію на FPGA [35]

Апроксимуюча функція обчислення модуля комплексного числа, яка реалізована на компараторах і зсувних регістрах, представлена на рис. 2.15 [35].

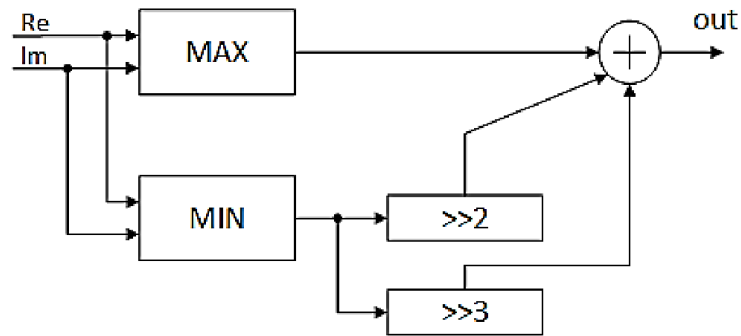


Рис. 2.15. Структура апроксимуючої функції обчислення модулю комплексного числа

2.2.5 Висновки

Запропоновано адаптивний алгоритм фреймової синхронізації, що є інваріантним до зміни рівня вхідного сигналу та дозволяє відмовитися на даній стадії обробки сигналу від системи АРУ [35].

Результати, які були отримані для сигналу стандарту DVB-S2, показали, що метод P2 ефективніший за P1, який розглянутий в рекомендації ETSI [38]. Даний запас по продуктивності алгоритму пропонується на заміну точного математичного розрахунку модуля комплексного числа апроксимуючим методом, імплементація якого легко виконується на логічних елементах кристалу FPGA без втрати швидкодії алгоритму в цілому (рис. 2.15). Це дало змогу розробити практичну схему для реалізації адаптивного алгоритму на FPGA (рис. 2.14) [35].

Слід зазначити, що даний підхід з використанням адаптивного порогу, можна застосувати і до алгоритмів DPDI. Для цього потрібно в першу чергу визначити залежність змінної рішення z_k від рівня вхідного сигналу для конкретної кількості накопичення. Далі на основі отриманих результатів обчислити центруючий член e_{N-k} , величина якого буде пропорційною до змінної рішення z_k [35].

РОЗДІЛ 3 ДЕМОДУЛЯЦІЯ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ КОРПУСКУЛЯРНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

3.1 Вступ

Корпускулярна (або багаточасткова, *particle*) фільтрація є ефективним засобом вирішення нелінійних та негаусівських задач теорії статистичного оцінювання. Основним принципом корпускулярної фільтрації (КФ) є апроксимація розподілу невідомих параметрів за допомогою дискретного набору вибірок (частинок або корпускул) та пов'язаних з ними вагових коефіцієнтів. Незважаючи на деякі складнощі, які виникають із необхідності збільшення об'єму обчислень, сфери застосування методів КФ постійно розширюються та захоплюють ті області, де їх застосування раніше вважалося недоцільним.

У даному розділі розглянуто застосування технологій КФ для задач демодуляції сигналів у каналах зі складними умовами передачі. До таких умов відноситься й проблема забезпечення надійної та ефективної синхронізації приймальних пристроїв. Традиційні системи синхронізації, які використовують автоматичне регулювання зі зворотними зв'язками, зокрема, схеми Костаса, Гарднера та інших, при відхиленні розподілу завад від гаусівського закону часто втрачають свою ефективність. У роботі показано, що ефективним засобом подолання цієї труднощі може бути застосування технологій КФ. Зокрема, в роботі розглянуто завдання демодуляції QPSK сигналів на фоні негаусівського шуму з використанням процедур КФ. Запропоновано відповідну модель простору станів сигналів спостереження з урахуванням динаміки оновлення параметрів каналу передачі. Моделювання КФ для завдання демодуляції сигналів QPSK показує, що при достатньо великій кількості корпускул даний метод забезпечує зменшення середньої бітової похибки у порівнянні зі класичним підходом на основі петель Гарднера та Костаса.

3.2 Постановка задачі

Методологія *particle filtering* [41-47], що у вітчизняній літературі звичайно перекладається як багаточасткова або корпускулярна фільтрація (КФ) є перспективною технологією вирішення проблем статистичного оцінювання, які задаються деякою системою нелінійних динамічних рівнянь у просторі станів із довільним, зокрема, й негаусівським збудженням. Теорія КФ є окремим випадком баєсової теорії послідовного оцінювання [48-52] та базується на апроксимації неперервних розподілів сигналів дискретними вибірками (саме їх й прийнято називати частинками або корпускулами), з якими пов'язані певні вагові коефіцієнти.

Вказані особливості технології КФ сприяли її значному поширенню для вирішення динамічних задач навігації, оптимального управління, робототехніки, комп'ютерного зору та інших [41-47, 51, 53, 54]. Певним недоліком методів КФ були та поки що залишаються підвищені вимоги відносно об'ємів обчислювальних затрат. Втім, з розвитком методів обчислювальної математики та відповідних засобів мікроелектроніки роль цього фактора природним чином зменшується, що сприяє розширенню області застосування методів КФ на ті області, де їх застосування раніше вважалося не зовсім доцільним.

Зокрема, перспективним напрямком застосування технологій КФ можуть бути задачі демодуляції сигналів зв'язку у радіоканалах зі складними умовами передачі. Дійсно, однією з найбільш складних задач, яка при цьому виникає, є забезпечення надійної та ефективної синхронізації приймальних пристроїв, яка, у свою чергу, базується на використанні систем автоматичного регулювання зі зворотними зв'язками. Традиційні системи синхронізації, які засновані на зворотних петлях, використовують широковідомі схеми Костаса, Гарднера та інших [55, 56]. Але ці традиційні схеми розраховані, як правило, на роботу в умовах гаусівських завад та можуть втрачати свою ефективність при відхиленні їх розподілу від нормального закону, що для сучасних систем передачі сигналів не є чимось винятковим [57]. Із загально теоретичних міркувань та вже наявного досвіду застосування логічно припустити, що альтернативою традиційним

методам синхронізації можуть бути технології КФ, які здатні забезпечити стійкість приймання сигналів й в умовах не гаусівських каналів. Дослідження такої можливості й складає головну мету даної роботи. Але перш за все дамо короткий огляд основних положень теорії КФ.

3.3 Представлення в просторі станів

Основою технології КФ є формулювання постановки задачі у вигляді системи динамічних рівнянь щодо вектору станів. Вектор станів, як відомо [52], це найменша можлива підмножина системних змінних, яка може представляти весь стан системи у будь-який момент часу. Зміну станів описують системою рівнянь:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f_x(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \\ \mathbf{z}_k = f_z(\mathbf{x}_k, \mathbf{v}_k), \end{cases} \quad (3.1)$$

де \mathbf{x}_k — вектор стану для дискретного моменту часу k ;

f_x — функція переходу між станами;

\mathbf{u}_k — вектор шуму або управляючого системою сигналу;

\mathbf{z}_k — вектор спостереження;

f_z — функція спостереження;

\mathbf{v}_k — вектор шуму спостереження.

3.4 Баєсова оцінка

Використовуючи баєсовий підхід, ймовірність події (стану) може бути розрахована на основі ймовірності спостережень або вимірювань. Розглянемо побудову баєсової оцінки змінної x на основі спостережень \mathbf{z} . Нехай $L(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z}))$ — деяка штрафна функція, що описує втрати у випадку застосування $\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z})$ в якості оцінки змінної \mathbf{x} . Ризик Баєса визначається як $E\{L(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z}))\}$, де математичне сподівання береться по розподілу ймовірності станів \mathbf{x} .

У випадку квадратичної штрафної функції

$$L(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z})) = E\{(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z}))^2\} = \int (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z}))^2 p(\mathbf{x} / \mathbf{z}) d\mathbf{x} ,$$

як відомо [49], оптимальна баєсова оцінка є апостеріорним середнім значенням змінної \mathbf{x} :

$$\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z}) = \int \mathbf{x} p(\mathbf{x} / \mathbf{z}) d\mathbf{x} = E\{\mathbf{x} / \mathbf{z}\}$$

У багатьох випадках (наприклад, коли апостеріорна щільність розподілу симетрична відносно свого максимуму) оптимальна баєсова оцінка збігається з оцінкою максимуму апостеріорної ймовірності:

$$\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{z}) = \max_{\mathbf{x}} p(\mathbf{x} / \mathbf{z}) .$$

Повертаючись до системи (3.1), зазначимо, що нашою метою є оцінка невідомого стану \mathbf{x}_k на основі послідовності спостережень \mathbf{z}_k , $k=1,2,\dots$, тобто максимізація апостеріорної щільності ймовірностей розподілу:

$$\max_{\mathbf{x}_{1:k}} p(\mathbf{x}_{1:k} | \mathbf{z}_{1:k}) \quad (3.2)$$

або

$$\max_{\mathbf{x}_{1:k}} p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{1:k}) . \quad (3.3)$$

За винятком особливих випадків, рішення задач (3.2)- (3.3) в замкненому аналітичному вигляді не існує. Проте для окремого випадку лінійної динамічної системи, що збуджується адитивним гаусівським шумом існує рекурсивна оцінка, яка є оптимальною в сенсі мінімізації середнього квадрата оцінки. Фільтр Калмана [48-50] є такою оптимальною оцінкою у важливому випадку, коли

рівняння системи (3.1) є лінійними, а шуми є білими, адитивними та гаусівськими. У цій ситуації апостеріорні щільності розподілу також є гаусівськими, і фільтр Калмана забезпечує баєсову оцінку без використання наближень. Для сценаріїв, де моделі є нелінійними, або шум не є гаусівським, були запропоновані різні наближені методи, серед яких найпомітнішим з усіх є розширений фільтр Калмана та так званий unscented Kalman filter (UKF) [48-50]. У той же час, відомо, що ці підходи не забезпечують задовільного результату у випадку суттєво негаусівського розподілу змінних. Альтернативою даним підходам у такому випадку може бути метод корпускулярної або багаточасткової фільтрації (particle filtering).

3.5 Метод корпускулярної фільтрації

Метод корпускулярної фільтрації став важливою альтернативою методам наближеної Калманівської фільтрації. Відповідно до цього методу неперервні розподіли апроксимуються дискретними випадковими частинками або корпускулами, які є вибірками невідомих змінних із простору станів. Також кожна така корпускула має свою вагу — «масу ймовірності», яка обчислюється за методами баєсового оцінювання.

Перевага корпускулярної фільтрації перед іншими методами полягає в тому, що використане наближення не передбачає лінеаризації функцій системи (3.1), а забезпечує дискретне наближення негаусівської апостеріорної щільності розподілу, що збігається до вихідної неперервної щільності при збільшенні кількості корпускул [48].

У корпускулярної фільтрації розподіл невідомих величин апроксимується дискретними вибірками із відповідними ваговими коефіцієнтами. Якщо позначити вихідну щільність розподілу як $p(x)$, тоді його дискретна апроксимація записується у вигляді

$$p(x) \approx \sum_{i=1}^{N_s} w^i \delta(x - x^i) ,$$

де x^i є корпускулами, w^i — відповідними вагами, N_s — загальна кількість корпускул.

У реалізації корпускулярної фільтрації вирішальну роль відіграє спосіб формування вибірок. Оскільки дана технологія фільтрації відноситься до класу методів послідовного оцінювання, то відповідний метод взяття вибірок називають “послідовною вибіркою за значимістю” (sequential importance sampling) [48-50]. Припустимо, що треба дискретно апроксимувати неперервний розподіл $p(x)$. Якщо можливо згенерувати корпускули для щільності $p(x)$, кожній з них буде присвоєно вагу, що дорівнює $1/N_s$. Однак, коли пряму вибірку з $p(x)$ реалізувати складно, можна генерувати корпускули з більш простого розподілу $q(x)$, який звичайно називають функцією значимості (importance function): $x^i \sim q(x)$, та призначити кожній корпускулі ненормовану вагу наступним чином

$$w^i = \frac{p(x^i)}{q(x^i)}.$$

Повертаючись до задачі (3.3) максимізації $p(\mathbf{x}_k/\mathbf{z}_{1:k})$, маємо

$$w_k^{(m)} = \frac{p(\mathbf{x}_k^{(m)} / \mathbf{z}_{1:k})}{q(\mathbf{x}_k^{(m)} / \mathbf{z}_{1:k})}$$

У роботі [48] було показано, що ваги корпускул можуть бути розраховані за рекурентними співвідношеннями:

$$w_n^i = w_{n-1}^i \frac{p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n)) p(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1))}{q(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1), \mathbf{z}(n))}. \quad (3.4)$$

Таким чином, реалізація алгоритму певним чином залежить від вибору щільності $q(x)$. Хоча існує деяка кількість варіантів щодо її вибору [48], найбільш простою та зручною у використанні є апіорна щільність наступного вигляду:

$$q(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1), \mathbf{z}(n)) = p(\mathbf{x}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1)). \quad (3.5)$$

Після підстановки (3.5) до (3.4), отримаємо

$$w_n^i = w_{n-1}^i p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n)). \quad (3.6)$$

Остаточно, оцінка невідомих параметрів на часовому кроці n виглядає наступним чином:

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} w_n^i \mathbf{x}^{(i)}(n). \quad (3.7)$$

Також у роботі [48] показано, що оптимальним по критерію мінімізації дисперсії вагових коефіцієнтів є вибір функції значимості $q(x)$ у вигляді:

$$q(\mathbf{x}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1), \mathbf{z}(n)) = p(\mathbf{x}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1), \mathbf{z}(n)) \quad (3.8)$$

Підставляючи (3.8) до (3.4), отримаємо

$$\begin{aligned} w_n^i &= w_{n-1}^i \frac{p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n)) p(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1))}{p(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1), \mathbf{z}(n))} = \\ &= w_{n-1}^i \frac{p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n)) p(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1)) p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1))}{p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n), \mathbf{x}^{(i)}(n-1)) p(\mathbf{x}^{(i)}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1))} = \\ &= w_{n-1}^i \frac{p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n)) p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1))}{p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n), \mathbf{x}^{(i)}(n-1))} = w_{n-1}^i p(\mathbf{z}(n) / \mathbf{x}^{(i)}(n-1)). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Зазначимо, що у наших експериментах по демодуляції сигналів було виявлено, що щільність важливості (3.8) не дає істотно кращих результатів у порівнянні зі щільністю (3.5). Отже, вибір щільності вибірки важливості відіграє значну роль для досягнення компромісу поміж якістю оцінювання та необхідними обчислювальними витратами.

Також відомо, що зі збільшенням часу різниця між значеннями вагових коефіцієнтів корпускул стає все більш суттєвою. Після кількох кроків лише кілька корпускул мають достатньо великі ваги, а ваги інших корпускул майже дорівнюють нулю. Це явище називається виродженням корпускул або “збідненням” (“improverishment”) вагових коефіцієнтів. Таким чином, були розроблені деякі методи переквантування (resampling, повторної вибірки [48-50]). Основна ідея полягає в тому, що корпускули з більшими нормованими вагами важливості розмножуються, а корпускули з меншими нормованими вагами важливості видаляються. На практиці запропонована оцінка виродження має вигляд

$$N_{eff} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N_s} (\bar{w}_n^i)^2}$$

де \bar{w}_n^i — нормалізована вага корпускули з номером i на часовому кроці n . Коли значення N_{eff} є нижчим деякого встановленого порога (наприклад, $N_s / 2$), виконується процедура повторної вибірки. Основні відомі методи повторної вибірки описано в [48-50].

Отже, алгоритм багаточасткової фільтрації складається з наступного рекурсивного оновлення корпускул та їх ваг при отриманні кожного нового вимірювання:

- Виходячи із стану на попередньому кроці, згенерувати корпускули шляхом вибірок для щільності (3.5) або (3.8);
- Розрахувати вагу кожної корпускули відповідно до (3.6) або (3.9) та нормалізувати всі отримані ваги;
- Повторна вибірка корпускул і перерахунок відповідних ваг.

3.6 Демодуляція сигналів

Тепер розглянемо застосування технологій корпускулярної фільтрації для задач демодуляції сигналів на прикладі багатопозиційної фазової модуляції MPSK. Постановка задачі виглядає наступним чином. Необхідно відновити значення інформаційного сигналу $s(n)$ на основі спостережень $z(t)$. Модель сигналу $z(t)$, що підлягає демодуляції, має вигляд:

$$z(t) = ae^{j(2\pi ft + \varphi)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k)g(t - kT - \tau) + v(t), \quad (3.10)$$

де $s(k)$ — інформаційні символи з дискретного алфавіту \mathbf{S} , $g(t)$ — імпульсний відгук каналу, T — символний період, $v(t)$ — шум спостережень із дисперсією σ^2 ; a , f , φ , τ — амплітуда, частота, фаза та часовий зсув сигналу відповідно.

Оскільки демодуляція звичайно виконується для дискретних моментів часу $T_s = T / m$, де $m > 0$ — деяке ціле число, то рівняння спостережень (3.10) для вказаних моментів часу приймає вигляд:

$$z(p) = ae^{j(2\pi fpT_s + \varphi)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k)g(pT_s - kT - \tau) + v(p), \quad (3.11)$$

де для спрощення позначень замість $z(pT_s)$ та $v(pT_s)$ використані $z(p)$ та $v(p)$.

Отже, розглянемо застосування технології корпускулярної фільтрації для задачі знаходження оцінок інформаційних символів $s(n)$ виходячи з критерію

максимуму апостеріорної ймовірності. Попередньо необхідно перетворити модель (3.11) до рівнянь у просторі станів. Визначимо вектор стану даної задачі наступним чином:

$$\mathbf{x}(n) = \{\mathbf{s}(n), \mathbf{q}(n)\},$$

де вектори параметрів $\mathbf{s}(n)$, $\mathbf{q}(n)$ мають вигляд

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(n) &= [s(n-l), s(n-l+1), \dots, s(n), \dots, s(n+l-1), s(n+l)], \\ \mathbf{q}(n) &= \{a_n, \varphi_n, \tau_n, f_n, \sigma_n\}. \end{aligned}$$

Тоді рівняння стану може бути записано як

$$\begin{cases} \mathbf{s}(n) = \mathbf{F}_s \mathbf{s}(n-1) + \mathbf{d}_s(n), \\ \mathbf{q}(n) = \mathbf{F}_\theta \mathbf{q}(n-1) + \mathbf{d}_\theta(n), \end{cases} \quad (3.12)$$

де \mathbf{d}_s — вектор керування, координати якого приймають значення з символів алфавіту \mathbf{S} , а \mathbf{F}_s — відповідна матриця переходу:

$$\mathbf{F}_s = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Друге рівняння в системі (3.12) потрібно для оновлення оцінок параметрів каналу. Як було показано в роботі [54], без такого оновлення значення оцінок параметрів стають “замороженими” після декількох часових кроків. Матриця переходу \mathbf{F}_θ може бути прийнята як одинична матриця, тоді як дисперсії

компонент вектора \mathbf{d}_θ можуть бути налаштовані індивідуально, що дає можливість безперервного відстеження значень параметрів каналу. Це означає, що друге рівняння системи (3.12) може бути представлено наступним чином:

$$\begin{cases} a_n = a_{n-1} + \beta_a d_n^a \\ \varphi_n = \varphi_{n-1} + \beta_\varphi d_n^\varphi \\ \tau_n = \tau_{n-1} + \beta_\tau d_n^\tau \\ f_n = f_{n-1} + \beta_f d_n^f \\ \sigma_n = \sigma_{n-1} + \beta_\sigma d_n^\sigma, \end{cases}$$

де $d_n^a, d_n^\varphi, d_n^\tau, d_n^f, d_n^\sigma$ є незалежними випадковими величинами, рівномірно розподіленими на інтервалі $[-1,1]$. Параметри $\beta_a, \beta_\varphi, \beta_\tau, \beta_f, \beta_\sigma$ призначені для забезпечення адекватного відстеження значень відповідних параметрів і збереження високої якості (з точки зору відношення сигнал/шум) демодуляції сигналу $s(n)$. Вибір їх конкретних значень і приклад відповідного відстеження одного з параметрів розглянуто у наступному підрозділі. Звернемо увагу, що запропоноване оновлення оцінок параметрів каналу не було застосовано, наприклад, в роботі [52]. Що ж стосується рівняння спостережень, то якщо прийняти $p = mn, mn + 1, \dots, mn + m - 1$, то рівняння (3.11) може бути записано у векторній формі

$$\mathbf{z}(n) = ae^{j(2\pi fnT_s + \varphi)} \mathbf{A}(\tau) \mathbf{s}(n) + v(n), \quad (3.13)$$

де матриця $\mathbf{A}(\tau)$ розміром $m \times (2l + 1)$ представляє композицію наступних лінійних операцій: фільтрація “припіднятого косинусу” (raised-cosine filtering) вектору $\mathbf{s}(n)$, часовий зсув на величину τ результуючого вектору розміром $(2lm \times 1)$ та вибір центральних координат $lm + 1, lm + 2, \dots, lm + m - 1$.

Відповідно, $\mathbf{z}(n) = [z(ln + 1), z(ln + 2), \dots, z(ln + m - 1)]$ є вектором спостережень.

На основі моделі у просторі станів (3.12), (3.13) сформулюємо відповідний алгоритм демодуляції:

Крок 1. Ініціалізація. Для $i = 1, \dots, N_s$ згенерувати набір $\mathbf{x}_0^i = \{\mathbf{s}_0^i, \mathbf{q}_0^i\}$ у відповідності із апріорною інформацією та присвоїти ваги $w_0^i = 1 / N_s$ для кожної частки.

Крок 2. Згенерувати частки $\mathbf{x}_n^i = \{\mathbf{s}_n^i, \mathbf{q}_n^i\}$ для моменту часу n на основі корпускул із попереднього стану $\mathbf{x}_{n-1}^i = \{\mathbf{s}_{n-1}^i, \mathbf{q}_{n-1}^i\}$ у відповідності з (3.12).

Крок 3. Оновити вагові коефіцієнти за формулою (3.6) та нормалізувати їх.

Крок 4. Обчислити оцінки символів і параметрів каналу за формулою (3.7).

Крок 5. Виконати переквантування (повторну виборку) корпускул.

3.7 Результати моделювання

Ефективність запропонованого методу була перевірена для задачі демодуляції QPSK сигналу на фоні негаусівського шуму. Обговоримо спочатку міркування щодо вибору моделі негаусівського каналу. Найчастіше така модель каналу виникає в результаті присутності у ньому деяких сторонніх сигналів, породжених іншими радіотехнічними системами. Наприклад, це можуть бути результати роботи систем радіо протидії, завади, що створюються схожими радіосистемами, індустріальні завади, тощо. Усі такі сигнали об'єднує те, що вони, по-перше, мають штучне походження, по-друге, відсутні фізичні передумови для нормалізації їх розподілу при передачі цих сторонніх сигналів через фізичне середовище.

Усі ці фактори детально досліджувалися у цілому ряді публікацій, з яких ми посилаємося лише на найбільш відому роботу всесвітньвідомого класика статистичної радіотехніки D. Middleton [57]. У цій роботі було запропоновано ряд канонічних моделей радіозавад, з яких найбільш популярною в теоретичних дослідженнях є модель, що одержала назву Class A. Відповідно до цієї моделі розподіл негаусівських завад у радіоканалі було запропоновано представити декомпозицією гаусівських розподілів, причому, коефіцієнти декомпозиції

вибираються по закону Пуасона для випадкових потоків подій. Окремим випадком вказаної моделі, обраної для даного дослідження, є подвійна гаусівська модель, відповідно до якої щільність розподілу завад визначається співвідношенням

$$p(v) = \mu N(0, \sigma^2) + (1 - \mu) N(0, k\sigma^2).$$

Зокрема, така модель використовується у роботі [51], слідуючи якій для параметрів розподілу були прийняті значення $\mu = 0,2$, $k = 10$. Запропонований метод демодуляції на основі КФ порівнювався із демодулятором, що базується на традиційних контурах синхронізації Гарднера та Костаса [53, 54].

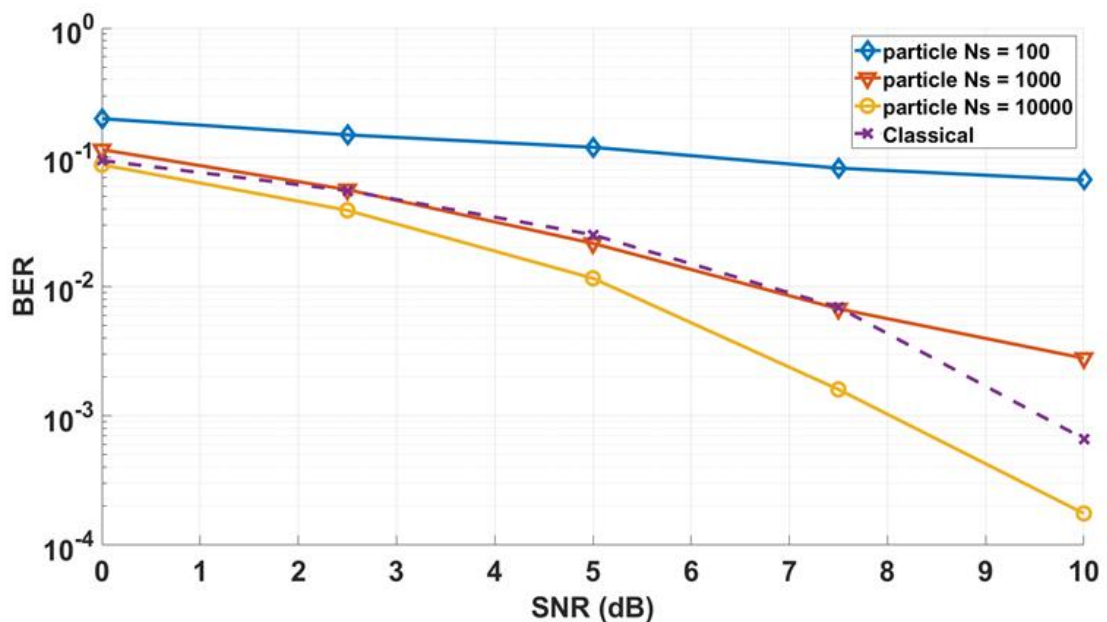


Рис. 3.1. Порівняння бітової похибки для класичного демодулятора [53, 54] із модифікаціями запропонованого методу для $f = 0$.

Для порівняння двох методів виконувалось моделювання 500 інформаційних пакетів по 512 біт (256 QPSK символів) для різних відношень сигнал-шум (SNR). Ефективність методу КФ перевірялась для кількості корпускул $N_s = 100, 1000, 10000$. Було прийнято $m = 2$ у якості індексу

інтерполяції та $f_s = 1/T_s = 46800$ Гц як частоту дискретизації. Константи, відповідальні за оновлення параметрів каналу $\beta_a, \beta_\phi, \beta_\tau, \beta_f, \beta_\sigma$, були обрані наступним чином: $\beta_a = 0,1$, $\beta_\phi = 0,03$, $\beta_\tau = 0,04$, $\beta_f = 9 \times 10^{-5}$, $\beta_\sigma = 0,02$. Результати бітової помилки (BER) для початкових зсувів частоти-носія $f = 0$ та $f = 0.001f_s$ представлені на рис. 3.1, 3.2. Значення фаз та часових зсувів сигналу обирались випадковим чином.

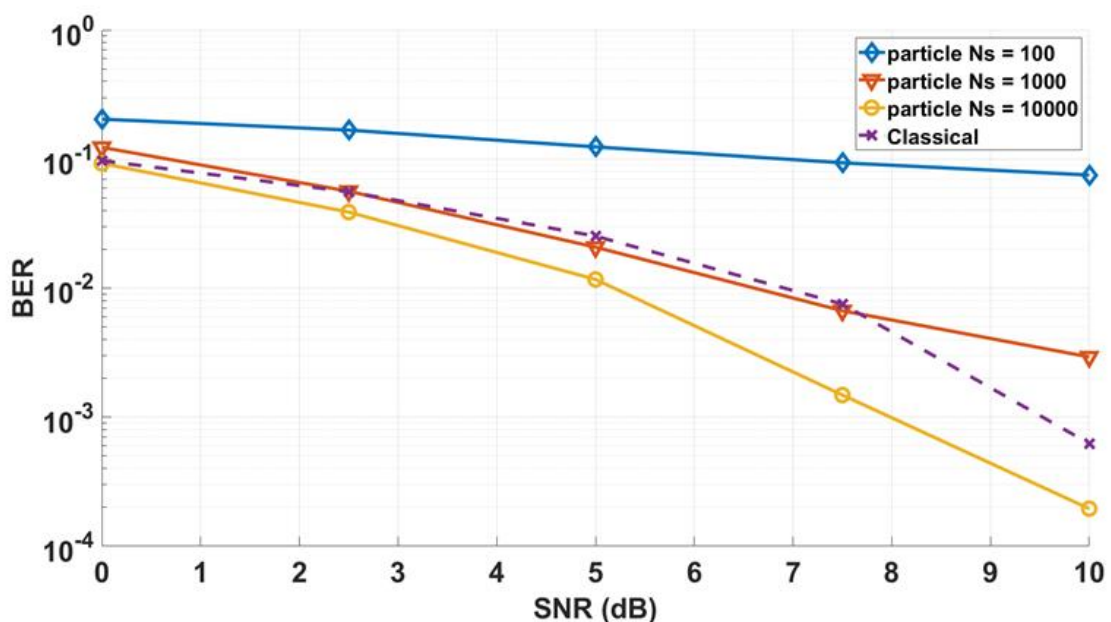


Рис. 3.2. Порівняння бітової похибки для класичного демодулятора [53, 54] із модифікаціями запропонованого методу для $f = 0.001f_s$.

З рисунків 3.1, 3.2 видно, що при $N_s = 10000$ запропонований метод забезпечує меншу бітову похибку у порівнянні із класичним демодулятором [55, 56]. Також цей метод має перевагу перед класичним демодулятором поки SNR не перевищує 8 дБ у випадку $N_s = 1000$. У той же час, класичний демодулятор забезпечує меншу похибку у порівнянні із запропонованим методом, що використовує 100 корпускул. Це підкреслює важливість вибору належної кількості корпускул для якісної демодуляції.

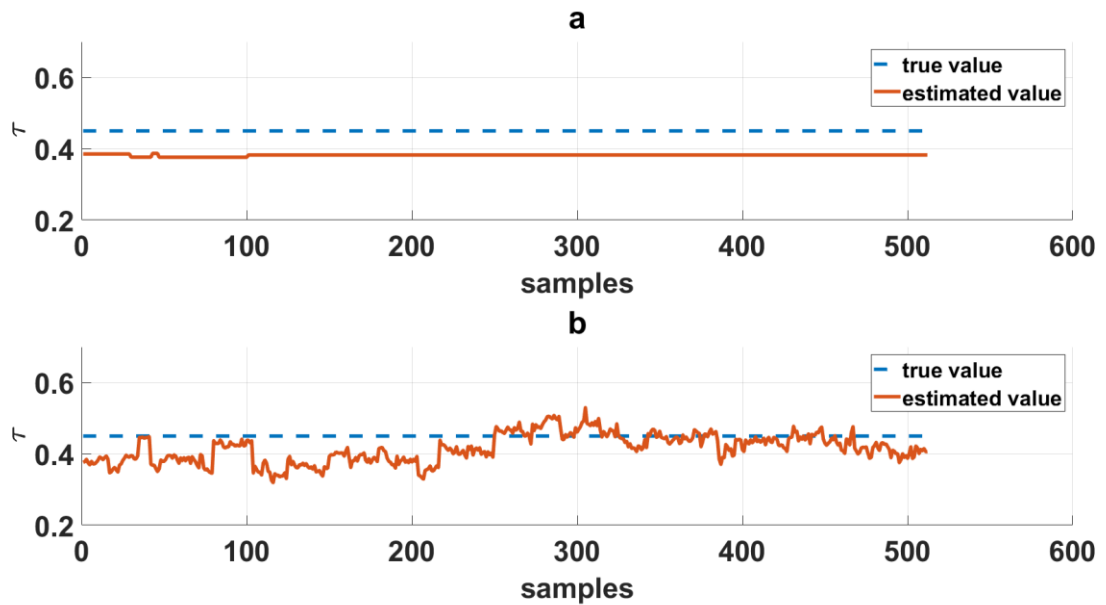


Рис. 3.3. Приклад відстеження значення часового зсуву.

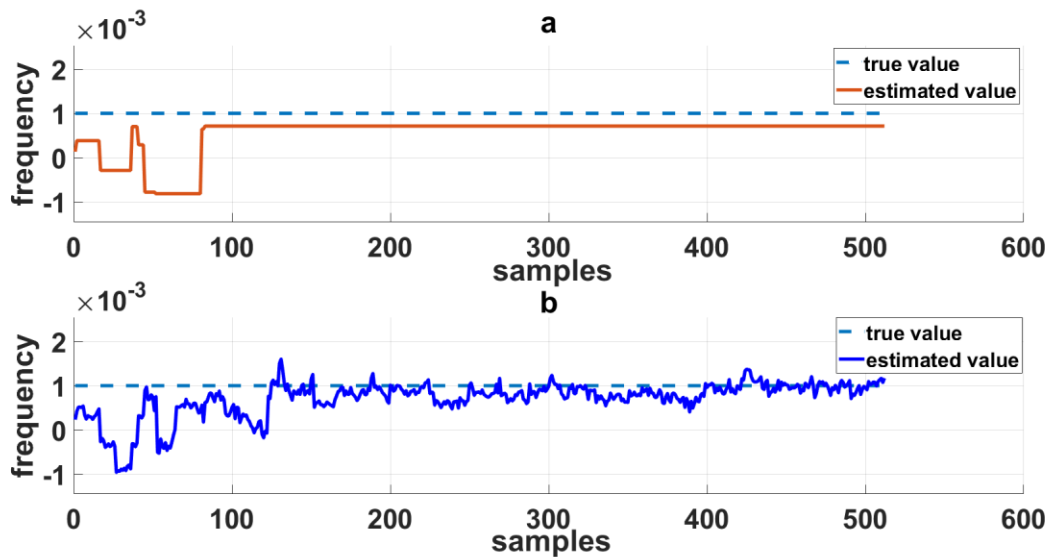


Рис. 3.4. Приклад відстеження значення зсуву частоти-носія.

Приклад відстеження значення часового зсуву та частоти-носія представлено на рис. 3.3 і рис. 3.4. Для обох рисунків у верхній частині наведено випадок (а), при якому на кожному часовому кроці не виконується оновлення корпускул для параметрів сигналу згідно другого рівняння системи (3.12). Для випадку (b) таке оновлення відбувається і, як видно із порівняння випадків (а) і

(b), запропонований алгоритм корпускулярної фільтрації забезпечує збіжність до фактичних значень параметрів сигналу.

3.8 Висновки

Корпускулярна фільтрація є ефективним інструментом для нелінійного оцінювання у присутності негаусівських завад, що дає перевагу перед іншими класичними баєсовими методами. Для ефективного застосування алгоритму корпускулярної фільтрації, необхідно враховувати наступні особливості алгоритму КФ:

- Належним чином вибирати функції значимості для формування вибірок.
- Рационально вибирати кількість корпускул, які б забезпечували належний компроміс між похибками оцінювання та необхідний обчислювальний ресурс.
- Доцільно застосовувати методи повторної вибірки для запобігання “виродження” більшості корпускул.

Серед переваг методів КФ слід відзначити наступні: здатність представляти негаусівські щільності розподілу, адаптивне фокусування на ймовірних областях знаходження параметрів у просторі станів, можливість роботи з негаусівськими шумами.

До обмежень КФ можна віднести відносно високі обчислювальні затрати, складність визначення оптимальної кількості корпускул, можливість виродження корпускул, залежність ефективності алгоритму від обраної функції значимості.

Застосування КФ до завдання демодуляції QPSK сигналів показало, що при виборі достатньої кількості корпускул запропонований метод має більшу ефективність у порівнянні з традиційними методами демодуляції з використанням петель Гарднера та Костаса.

РОЗДІЛ 4 ЗАСТОСУВАННЯ ЗАПРОПОНОВАНИХ МЕТОДІВ ДЕМОДУЛЯЦІЇ В ЗАДАЧІ ДЕТЕКТУВАННЯ СИГНАЛІВ СТАНДАРТІВ DVB-S2 І DVB-S2X

4.1 Вступ

Широкопasmовне мовлення на основі стандарту DVB-S2 є популярним способом передачі інформації супутниковими каналами зв'язку [38, 58-60]. Розширеною та покращеною версією стандарту DVB-S2 є стандарт DVB-S2X, який забезпечує більшу продуктивність та ефективність широкопasmових інтерактивних супутникових мереж [60, 61]. Розроблено багато різних методів прийому та демодуляції сигналів стандарту DVB-S2 та DVB-S2X [59], однак досі не приділено достатньо уваги методам їх розпізнавання. Зокрема, така задача виникає при скануванні спектра частот каналів з метою виявлення сигналів вказаних стандартів та правильного декодування переданої корисної інформації. Більше того, фізичний рівень стандартів DVB-S2 і DVB-S2X є доволі схожим. Тому їх детектування, за методом знаходження кореляції заголовків (PLHEADER), задачу розрізнення сигналів цих стандартів не вирішує. У той же час, внаслідок невірної розпізнавання версії стандарту може виникнути ситуація коли модем DVB-S2 приймає сигнал стандарту DVB-S2X, однак передана інформація декодується невірно [62].

З огляду на вищесказане, в даній роботі пропонується спосіб детектування і класифікації версії DVB-S2/S2X стандарту при мінімальних помилках його розпізнавання відносно попередньої версії DVB-S2. Основна суть методу, що пропонується, полягає в декодуванні поля PLSCODE після знаходження і демодуляції поля PLHEADER. Наведено алгоритм, що реалізує запропонований метод. Експериментальні результати свідчать про високу роздільну здатність запропонованого методу детектування навіть при негативних співвідношеннях сигнал/шум [62].

4.2 Аналіз існуючих рішень

Існує багато методів детектування DVB-S2 сигналів. Як правило, вони можуть бути застосовані й для детектування сигналів стандарту DVB-S2X [35, 63-66]. Запропоновані методи використовують знаходження відомої унікальної вставки в сигналі. Згідно до рекомендацій DVB-S2 і DVB-S2X, фрейм фізичного рівня складається із поля PLHEADER та поля кодованих даних XFECFRAME (рис. 4.1). PLHEADER складається із полів SOF і PLSCODE. Поле SOF складається із 26 символів і є унікальним, тобто не змінює значення під час передавання та служить для сигналізації початку фрейму. PLSCODE має довжину в 64 символи, може змінюватися і несе в собі інформацію про параметри поля XFECFRAME [62].

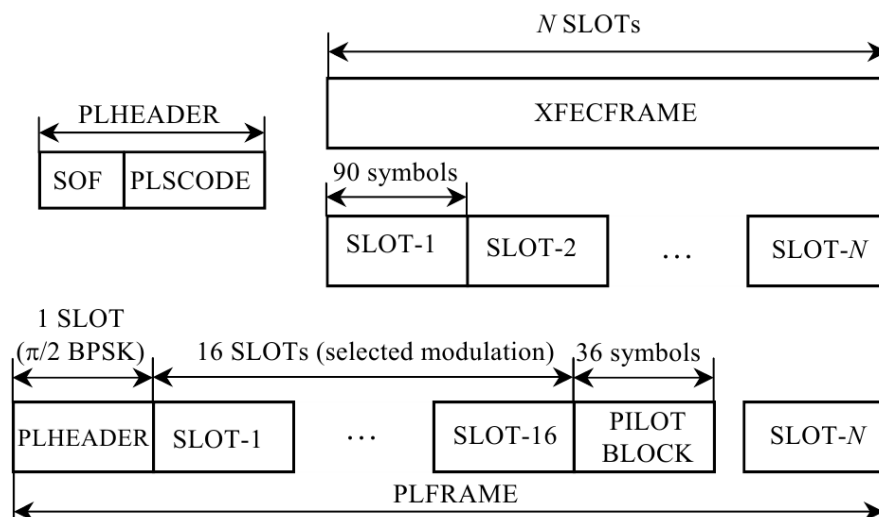


Рис. 4.1. Структура фрейму фізичного рівня DVB-S2/S2X стандартів [62]

У низці робіт розглядається кадрова синхронізація, що базується на так званому методі інтеграції після виявлення (PDI) [35, 64], а також на методах які виходять із критерію приблизної максимальної правдоподібності (ML) [66]. В основному вони зводяться до знаходження різницевої кореляції з полем SOF чи із повним заголовком PLHEADER, оскільки саме різницева кореляція дає змогу знайти початок фрейму при великих зміщеннях частоти-носія, яке може досягати

20% від символної швидкості. Різницева кореляція згідно до рекомендації ETSI [38] знаходиться за формулою [62]:

$$\wedge = \left| \sum_{k=1}^{25} r_k r_{k+1}^* C_{SOFk}^* + \sum_{m=1}^{45} R_{2m-1} R_{2m}^* C_{PLSCm}^* \right|, \quad (4.1)$$

де \wedge — коефіцієнт різницевої кореляції, r позначає прийнятий символ SOF, R — отримані символи PLSCODE, C_{SOF} та C_{PLSC} — відповідні диференціальні коефіцієнти, отримані відповідно для SOF і PLSCODE за наступними виразами:

$$C_{SOFk} = s_k s_{k+1}^* = \pm j, k = 1, 2, \dots, 24, 25, \quad (4.2)$$

$$C_{PLSCm} = s_{2m-1} s_{2m}^* = \pm j, m = 1, 2, \dots, 44, 45, \quad (4.3)$$

де s — передані символи поля PLHEADER.

За допомогою розглянутих способів можна знайти позицію початку фрейму та визначити, що сигнал відноситься до стандарту DVB-S2 або DVB-S2X. Однак, вказані способи не забезпечують розпізнавання конкретної версії стандарту S2 чи S2X у прийнятому сигналі. В даній роботі пропонується метод детектування та класифікації стандарту, що базується на декодуванні заголовку та використанні специфічних особливостей формування поля PLHEADER [62].

Схема різницевого корелятора показана на рис. 4.2.

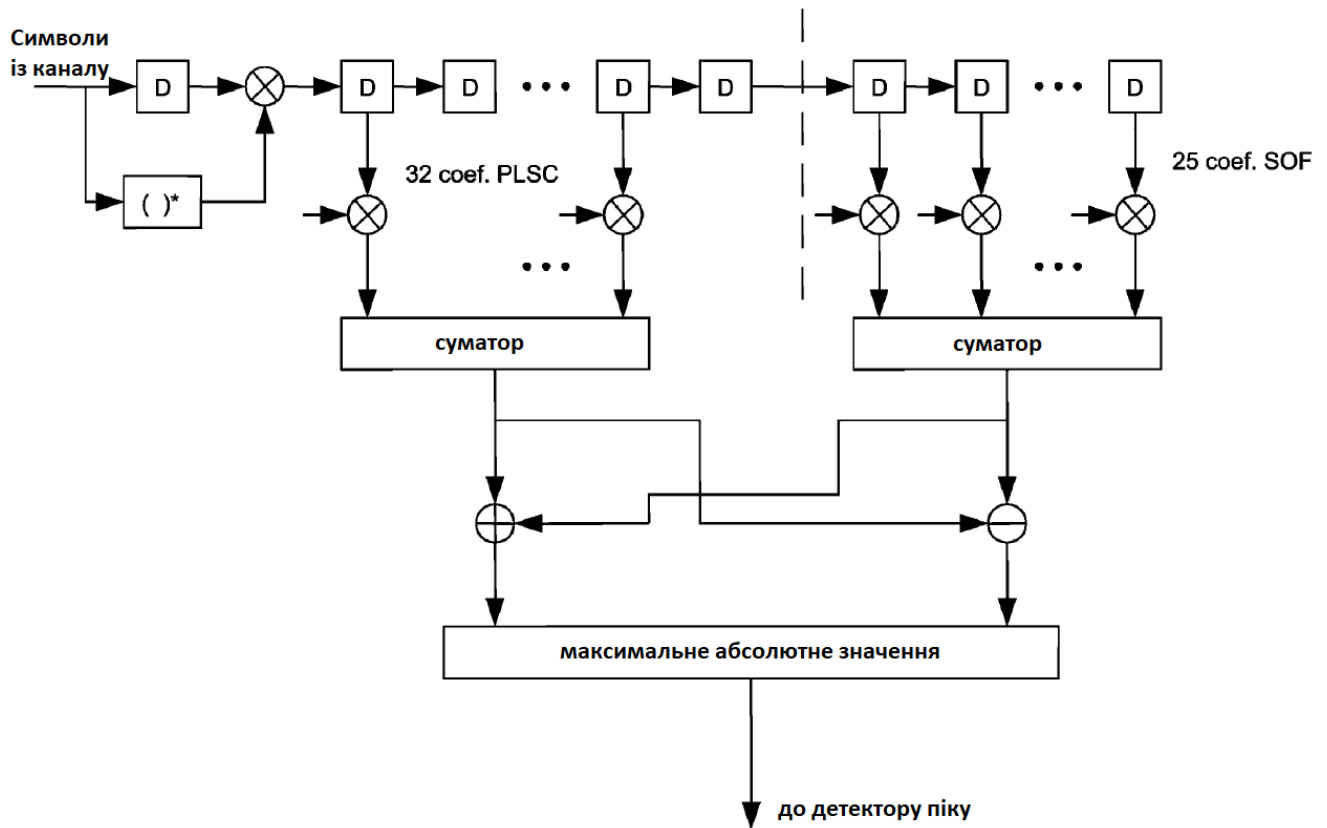


Рис. 4.2. Різницевий корелятор з полем PLHEADER [62]

4.3 Особливості формування поля PLSCODE

PLS (Physical Layer Signalling) — це поле сигналізації фізичного рівня, яке містить 8 бітів сигналізації (b_0, b_1, \dots, b_7) [60]. Найбільш значущий біт (MSB) b_0 вказує, чи відноситься PLHEADER до звичайного набору MODCOD DVB-S2 ($b_0 = 0$) або до MODCOD, що визначено стандартом DVB-S2X ($b_0 = 1$). Біт b_0 відсутній в рекомендації до стандарту DVB-S2, згідно до якого поле PLS складається лише із 7 біт. Біти сигналізації складаються із поля TYPE (біти b_6, b_7) і поля MODCOD (біти b_1, \dots, b_5). В полі MODCOD міститься інформація про тип модуляції та швидкість кодування фрейму. Поле TYPE несе інформацію про довжину кодованого блоку та наявність або відсутність пілот-символів у фрейму даних. Біти PLS кодуються за схемою, що показана на рис. 4.3, де $(32,7)$ code — це генеруюча матриця \mathbf{G} (4.4). На виході схеми кодування формується поле PLSCODE довжиною 64 біти [62].

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 10010000101011000010110111011101 \\ 0101010101010101010101010101010101 \\ 00110011001100110011001100110011 \\ 00001111000011110000111100001111 \\ 00000000111111110000000011111111 \\ 00000000000000001111111111111111 \\ 11111111111111111111111111111111 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Далі вихідні біти PLSCODE додатково скремблюються наступною двійковою послідовністю [62]:

$$\begin{aligned} &01110001100111011000001111001... \\ &00101010011010000100010110111111010 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Поле SOF — це відома послідовність довжиною 26 символів, яка вказує на початок фрейму. Весь PLHEADER (включаючи поле SOF), представлений бітовою послідовністю $(y_1, y_2, \dots, y_{90})$, модулюється в $90 \pi / 2BPSK$ символи за правилами [62]:

$$\begin{aligned} I_{2i-1} &= Q_{2i-1} = (1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i-1}), \\ I_{2i} &= -Q_{2i} = -(1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i}), \\ &i = 1, 2, \dots, 13, \end{aligned} \quad (4.6)$$

якщо $b_0 = 0$:

$$\begin{aligned} I_{2i-1} &= Q_{2i-1} = (1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i-1}), \\ I_{2i} &= -Q_{2i} = -(1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i}), \\ &i = 14, 15, \dots, 45, \end{aligned} \quad (4.7)$$

якщо $b_0 = 1$:

$$\begin{aligned} I_{2i-1} &= -Q_{2i-1} = -(1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i-1}), \\ I_{2i} &= Q_{2i} = -(1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i}), \\ i &= 14, 15, \dots, 45, \end{aligned} \quad (4.8)$$

де I — синфазна складова сигналу, Q — квадратурна складова сигналу.

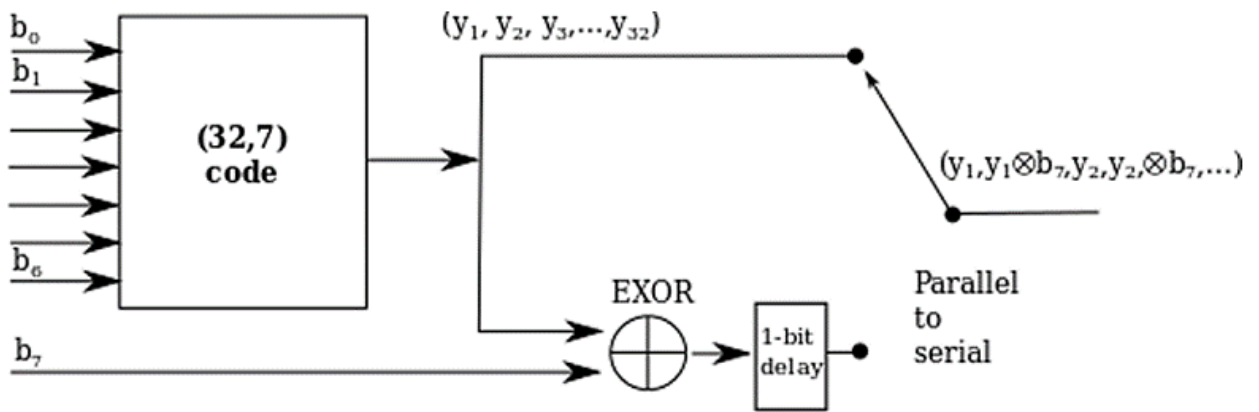


Рис. 4.3. Схема кодування PLS

4.4 Метод детектування DVB-S2/S2X сигналів

Для детектування та класифікації стандартів DVB-S2 та DVB-S2X пропонується метод, який включає в себе знаходження початку фрейму за допомогою обчислення різницевої кореляції [35], демодуляцію PLHEADER [32] і декодування поля PLSCODE, кодування якого описане в третьому розділі даної роботи. Функціональна схема запропонованого методу детектування показана на рис. 4.4 [62].

Послідовність поля SOF пропонується декодувати за формулами (4.9) і (4.10):

$$y_{2i-1} = 0.5(1 - \text{sign}(Q_{2i-1} + I_{2i-1})), i = 1, 2, \dots, 13 \quad (4.9)$$

$$y_{2i} = 0.5(1 - \text{sign}(Q_{2i} - I_{2i})), i = 1, 2, \dots, 13 \quad (4.10)$$

Класифікація того, який саме стандарт використовується в переданому сигналі: DVB-S2 або DVB-S2X, зводиться до знаходження біту b_0 . Після класифікації стандарту передавання виконується декодування біт поля PLS. Із формул (4.7) і (4.8) можна визначити, що детектування двійкової послідовності PLSCODE (y) розраховується виходячи із двох наступних гіпотез [62]:

1) сигнал передається згідно стандарту DVB-S2:

$$\hat{y}_{2i-1}^{S2} = 0.5(1 - \text{sign}(Q_{2i-1} + I_{2i-1})),$$

$$i = 14, 15, \dots, 45 \quad (4.11)$$

$$\hat{y}_{2i}^{S2} = 0.5(1 - \text{sign}(Q_{2i} - I_{2i})),$$

$$i = 14, 15, \dots, 45 \quad (4.12)$$

2) сигнал передається згідно стандарту DVB-S2X:

$$\hat{y}_{2i-1}^{S2X} = 0.5(1 - \text{sign}(Q_{2i-1} - I_{2i-1})),$$

$$i = 14, 15, \dots, 45 \quad (4.13)$$

$$\hat{y}_{2i}^{S2X} = 0.5(1 - \text{sign}(-Q_{2i} - I_{2i})),$$

$$i = 14, 15, \dots, 45, \quad (4.14)$$

де \hat{y}^{S2} — біти PLSCODE розраховані для стандарту DVB-S2, \hat{y}^{S2X} — біти PLSCODE розраховані для стандарту DVB-S2X. Далі проводиться дескремблювання отриманих послідовностей (4.11 - 4.14) з послідовністю (4.5) [62].

Із рис. 4.3 видно, що на виході схеми кодування непарні біти поля інвертуються при $b_7 = 0$ або дублюються при $b_7 = 1$. Тому вибір правильного

варіанту (4.11, 4.12) або (4.13, 4.14), зводиться до знаходження бітів b_0 та b_7 , які можна розрахувати наступним чином [62]:

$$\begin{cases} b_0 = 1, L^{S^2} > L^{S^{2X}} \\ b_0 = 0, L^{S^2} \leq L^{S^{2X}} \end{cases}, \quad (4.15)$$

де L^{S^2} і $L^{S^{2X}}$ – коефіцієнти похибки класифікації DVB-S2 та DVB-S2X стандартів відповідно, які знаходяться за формулами:

$$L^{S^2} = \sum_{i=14}^{45} \hat{y}_{2i-1}^{S^2} \oplus \hat{y}_{2i}^{S^2} \bmod(16), \quad (4.16)$$

$$L^{S^{2X}} = \sum_{i=14}^{45} \hat{y}_{2i-1}^{S^{2X}} \oplus \hat{y}_{2i}^{S^{2X}} \bmod(16), \quad (4.17)$$

Отже, біти y вибираються за правилом (4.18):

$$\begin{cases} y = \hat{y}^{S^{2X}}, & b_0 \neq 0 \\ y = \hat{y}^{S^2}, & b_0 \neq 1 \end{cases} \quad (4.18)$$

Біт b_7 відповідно знаходиться за формулою (4.19):

$$\begin{cases} b_7 = 1, \sum_{i=14}^{45} y_{2i} \oplus y_{2i-1} > 16 \\ b_7 = 0, \sum_{i=14}^{45} y_{2i} \oplus y_{2i-1} \leq 16 \end{cases} \quad (4.19)$$

Для завершення декодування послідовності y , а саме знаходження біт b_0, b_1, \dots, b_6 поля PLS, пропонується алгоритм **A1**, який оснований на властивостях

узагальненого коду Ріда-Маллера 1-го порядку [67, 68]. Біт b_6 знаходиться за формулою [62]:

$$\begin{cases} b_6 = 1, L_{b_6} > 16 \\ b_6 = 0, L_{b_6} \leq 16 \end{cases}, \quad (4.20)$$

де L_{b_6} обчислюється за формулою:

$$\begin{aligned} L_{b_6} &= \sum (y_{2i-1} \oplus \sum_{n=2}^6 b_{n-1} g_{n,j}), \\ i &= 14, 15, \dots, 45, \quad j = 1, 2, \dots, 32 \end{aligned}, \quad (4.21)$$

тут $g_{n,j}$ — елементи генеруючої матриці \mathbf{G} (4.4).

В якості критерію прийняття рішення в запропонованому методі використовується значення похибки e_{det} , яка розраховується за формулою (4.22). Ця похибка може приймати значення від 0 до 1, де значення 0 відповідає максимальній ймовірності того, що отримані дані на виході детектора співпадають з переданими [62]:

$$\begin{cases} e_{\text{det}} = (1/L^{S^{2X}} + 1/L_{b_6} + e_{\text{SOF}}) / 3, b_0 = 1 \\ e_{\text{det}} = (1/L^{S^2} + 1/L_{b_6} + e_{\text{SOF}}) / 3, b_0 = 0 \end{cases}, \quad (4.22)$$

де e_{sof} — бітова похибка отриманих біт поля SOF.

В якості правила прийняття рішення виконується порівняння похибки (4.22) із заданим порогом Thr :

$$\begin{cases} e_{\text{det}} \leq Thr, \text{ правильне детектування} \\ e_{\text{det}} > Thr, \text{ хибне детектування} \end{cases}, \quad (4.23)$$

Функціональна схема запропонованого методу детектування поля PLSCODE зображена на рис. 4.4. В схемі (рис. 4.4) використовується різницевий корелятор розглянутий в розділі 2.2 та гібридний демодулятор описаний в розділі 2.1.

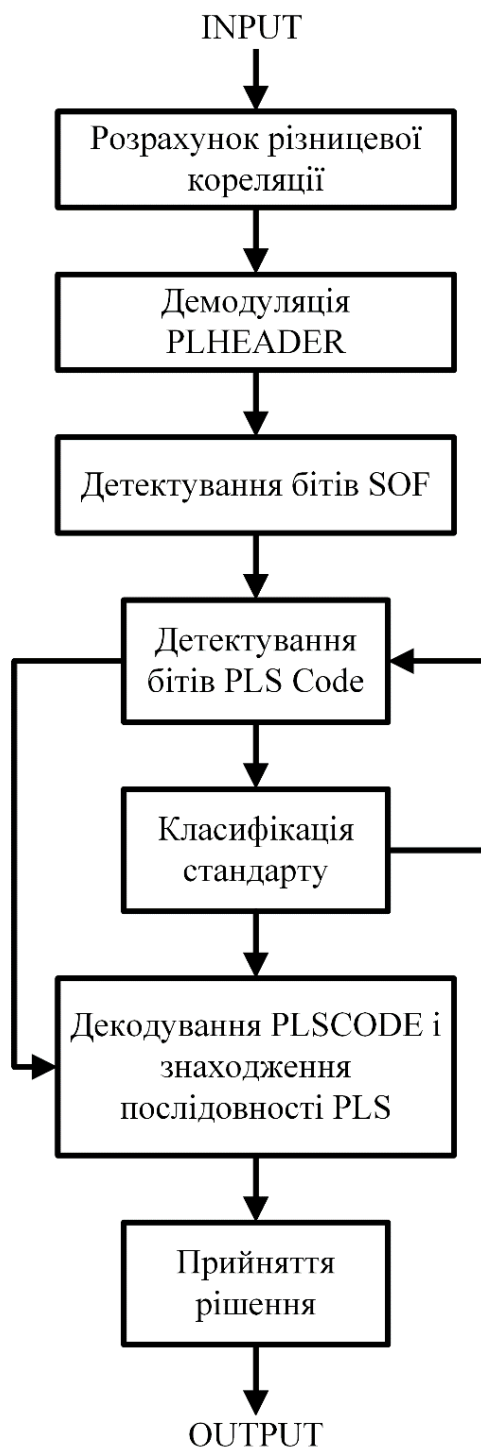


Рис. 4.4. Функціональна схема методу детектування поля PLSCODE [62]

Алгоритм А1 [62].

1. На вході використовується послідовність y_{2i-1} , $i = 14, 15, \dots, 45$ (4.18).
2. $\bar{s}_{\max} = 2y_{2i-1} - 1$, $i = 14, 16, \dots, 44$.
3. Для $k = 1, 2, \dots, 5$ виконуються пункти 4-6 алгоритму А1.
4. Непарні значення \bar{s}_{\max} присвоюються ваговому вектору \bar{w}_1 , парні значення \bar{s}_{\max} присвоюються ваговому вектору \bar{w}_2 .
5. Рахується $\bar{s}_1 = \bar{w}_1 + \bar{w}_2$ та $\bar{s}_2 = \bar{w}_1 - \bar{w}_2$.
6. Якщо $\sum_{n=1}^{32/2^k} |\bar{s}_{1n}| < \sum_{n=1}^{32/2^k} |\bar{s}_{2n}|$, то $\bar{s}_{\max} = \bar{s}_2$ і $b_k = 1$, інакше $\bar{s}_{\max} = \bar{s}_1$ і $b_k = 0$.
7. Розраховується b_c (4.20).
8. Знаходиться похибка e_{\det} (4.22).
9. e_{\det} порівнюється з заданим порогом Thr (4.23) і виконується прийняття рішення.

4.5 Результати чисельних досліджень

В програмному середовищі моделювання Matlab розроблено код алгоритму детектування. На основі моделювання розраховано криву робочих характеристик приймача, receiver operating characteristic curve (ROC) [69, 70] та залежність ймовірності пропуску, miss detection probability (MDP), в залежності від співвідношення сигнал/шум (SNR). Крива ROC — це графік, що показує ефективність моделі класифікації при всіх можливих порогах класифікації. Ця крива будується на основі розрахунку двох параметрів: правильної позитивної класифікації, true positive rate (TPR) і помилкової позитивної класифікації, false positive rate (FPR). Одним із важливих показників класифікації є розрахунок площі під кривою ROC, area under the curve (AUC). AUC — це глобальний показник здатності детектора розрізняти, наскільки правильно виконується класифікація чи навпаки. При AUC = 0.5 (найгірший випадок) — класифікатор відповідає детектору з випадковим прийняттям рішення, тоді як при AUC = 1

класифікатор має досконалу роздільну здатність. Тестування проводилось за наступним алгоритмом [62]:

- 1) Формуються фрейми фізичного рівня із всіма можливими варіантами PLHEADER, згідно до рекомендації DVB-S2/S2X.
- 2) До змодельованих даних N разів додається випадковий адитивний білий гаусів шум (АБГШ) для отримання статистичних розрахунків необхідних для побудови ROC і MDP характеристик.
- 3) Дані з шумом, при фіксованому значенні SNR, подаються на вхід алгоритму детектування (рис. 4.4), із всіма можливими значеннями порогу Thr , для розрахунку параметрів, які необхідні при побудові ROC кривої.
- 4) Вибирається поріг Thr при заданій ймовірності пропуску, яка була розрахована при побудові ROC кривої (див. розділ 4.3), за класичним критерієм Неймана-Пірсона.
- 5) При заданому порозі Thr (див. розділ 4.4), до змодельованих даних додається АБГШ з різними значеннями SNR, далі дані подаються на вхід алгоритму детектування (рис. 4.4) і розраховується ймовірність пропуску, MDP.

Згідно до рекомендації DVB-S2, найменший SNR, при якому можливе достовірне приймання даних, рівний -2.35 dB. Для отримання більш переконливих результатів, при побудові ROC кривої в тесті використовувалось значення $SNR = -3$ dB (рис. 4.5) [62].

На основі даних ROC кривої (рис. 4.5) було розраховано значення $AUC = 0.996$. Отримане значення AUC відповідає високій роздільній спроможності запропонованого методу детектування [62].

За класичним критерієм Неймана-Пірсона, при фіксованому значенні ймовірності хибної тривоги, false alarm rate (FAR) 1×10^{-2} , вибрано поріг $Thr = 0.38$ (4.23). Розраховано характеристику MDP при $Thr = 0.38$, графік якої показаний на рис. 4.6. Із побудованої залежності MDP від SNR (рис. 4.6) видно, що запропонований метод детектування забезпечує ймовірність пропуску 0.156

при $\text{SNR} = -6$ dB та ймовірність пропуску меншу за 2.3×10^{-5} при $\text{SNR} > -2$ dB [62].

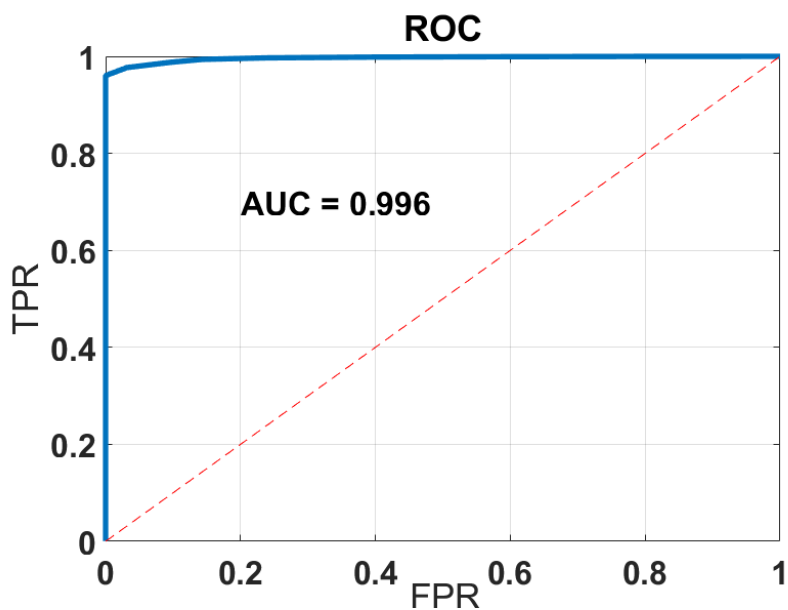


Рис. 4.5. ROC крива для запропонованого методу детектування при $\text{SNR} = -3$ dB

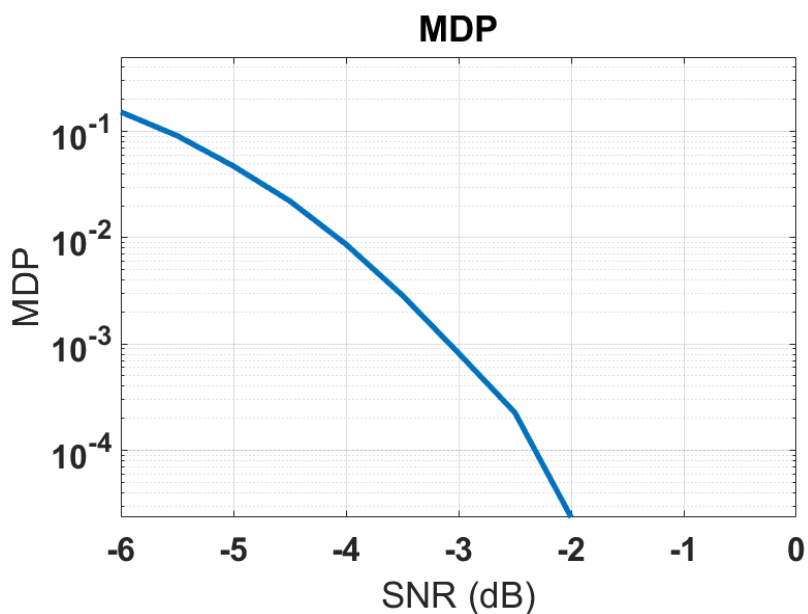


Рис. 4.6. Залежність MDP від SNR для запропонованого методу детектування

4.6 Висновки

Запропоновано метод детектування та класифікації DVB-S2 і DVB-S2X сигналів, ключовими елементами в якому є корелятор, демодулятор та детектор, який визначає ревізію стандарту DVB-S2/S2X та декодує службову інформацію PLSCODE. Детектор дає змогу визначити чи передається сигнал згідно стандарту DVB-S2, або стандарту DVB-S2X. Важливими складовими даного методу детектування є спосіб розрахунку бітів PLHEADER (заголовків) та декодування бітової послідовності поля PLSCODE. Приймання рішення, щодо результатів детектування визначається похибкою, яка розраховується при декодуванні [62].

Розроблено експериментальну модель даного алгоритму в програмному середовищі Matlab. В моделі розраховано залежність MDP (ймовірності пропуску) від SNR (відношення сигнал-шум), згідно до якої ймовірність пропуску приймає значення 0.156 при $\text{SNR} = -6 \text{ dB}$, а при $\text{SNR} = -2 \text{ dB}$ ймовірність пропуску відповідає значенню 2.3×10^{-5} і різко зменшується при збільшенні співвідношення сигнал/шум. Крім того, в якості показника роздільної здатності запропонованого способу, побудовано ROC криву при $\text{SNR} = -3 \text{ dB}$, на основі якої визначено показник $\text{AUC} = 0.996$. Отримані експериментальні характеристики MDP, ROC і AUC показують високу ефективність представленого способу детектування, а отже і декодування поля PLHEADER, для сигналів, які передаються за стандартами DVB-S2 і DVB-S2X, навіть при негативних значеннях SNR [62].

РОЗДІЛ 5 ІДЕНТИФІКАЦІЯ СИГНАЛІВ ТИПУ CARRIER-IN-CARRIER ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ ЗАПРОПОНОВАНИХ СПОСОБІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ MPSK СИГНАЛІВ

5.1 Вступ

Розвиток цифрового зв'язку породжує необхідність розробки більш ефективних методів використання частотного ресурсу. Хоча сучасні методи кодування з виправленням помилок дозволяють працювати зі швидкостями, близькими до теоретичної межі Шеннона, пропускну здатність каналу можна збільшити за допомогою технологій Carrier-in-Carrier (також відомої як DoubleTalk PCMA), у яких кілька переданих сигналів займають той самий діапазон [71], [72] (див. розділ 1.9).

Модеми Carrier-in-Carrier зазвичай працюють у тій самій смузі пропускання, використовуючи добре відомі методи компенсації окремого сигналу із суми. Однак у таких завданнях, як некооперативний зв'язок, завдання радіорозвідки та аналіз спектра, необхідно [72]:

А. виявлення наявності сигналу CnC;

В. виконати сліпе розділення двох (або більше) сигналів.

Існують різні методи сліпого розділення для суми кількох сигналів, включаючи баєсівську оцінку сигналів [73, 74], корпускулярну фільтрацію [75], нейронні мережі [76], основні інформаційні компоненти, Principal informative components (PCI), аналіз незалежних компонентів, Independent Components Analysis (ICA) тощо. Хоча запропоновано чимало методів сліпого розділення, однак насправді проблема ще дуже далека від вирішення тим більше для практичної реалізації [72].

У той же час завдання виявлення факту передачі суперпозиції сигналів на заданій частоті в літературі практично не розглядається. Тому в цій роботі пропонується метод виявлення суми двох QPSK сигналів на основі використання

кумулянтів четвертого порядку. Кумулянти, які є змішаними моментами високого порядку, широко використовуються в задачах обробки сигналів [77]. Наприклад, існує багато методів їх застосування до задачі визначення типу модуляції переданого сигналу [78]. Показано, що кумулянти мають високу ефективність визначення типу модуляції сигналу. Ця інформація стала мотивацією для дослідження щодо застосування кумулянтів до проблеми виявлення сигналів carrier-in-carrier [72].

У цьому розділі представлено алгоритм для класифікації сигналів Carrier-in-Carrier за допомогою кумулянтів четвертого порядку. Для вибору оптимального порогу прийняття рішення використовувався розрахунок за критерієм площа під кривою (AUC) [79]. Проведено чисельне моделювання запропонованого методу детектування СпС сигналів і показана його ефективність [72].

5.2 Вихідні положення та сутність методу

Припустимо, що ми маємо суму двох QPSK сигналів у вигляді спостереження $x(t)$:

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + n(t),$$

де $x_u(t), u = 1, 2$ — сигнали із двох джерел (передавачів):

$$x_u(t) = a_u e^{j\varphi_u} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_u(k) g(t - kT_u - \tau_u), \quad u = 1, 2$$

і $s_u(k), u = 1, 2$ — передані послідовності символів; T_u — символні періоди; a_u — амплітуди; φ_u — фази; τ_u — часові затримки; $g(t)$ — загальна імпульсна характеристика каналу передавання (мається на увазі, що це характеристика типу кореня із припіднятого косинуса із відомим значенням roll-off фактору); $n(t)$ —

білий Гаусівський шум. Принцип формування прийнятого сигналу спостереження показаний на рис. 5.1 [72].

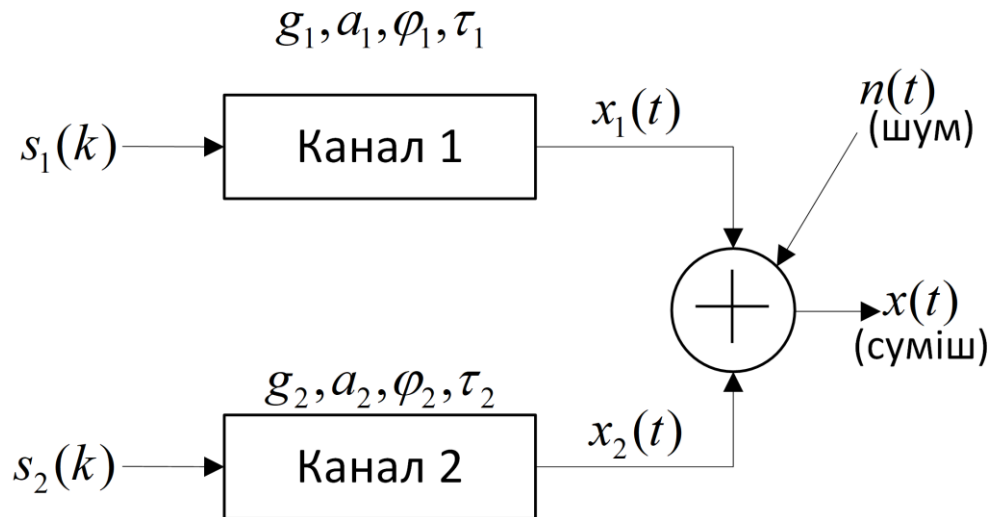


Рис. 5.1. Принцип формування спостереження СпС сигналу

Основним критерієм запропонованого методу виявлення СпС сигналу в каналі є форма сигнального сузір'я на виході демодулятора. Типове комплексне сигнальне сузір'я сигналу з QPSK маніпуляцією за наявності шуму при $\text{SNR} = 10$ дБ, показане на рис. 5.2 (а) (тут $x_2(t) = 0$, тобто передається лише один сигнал).

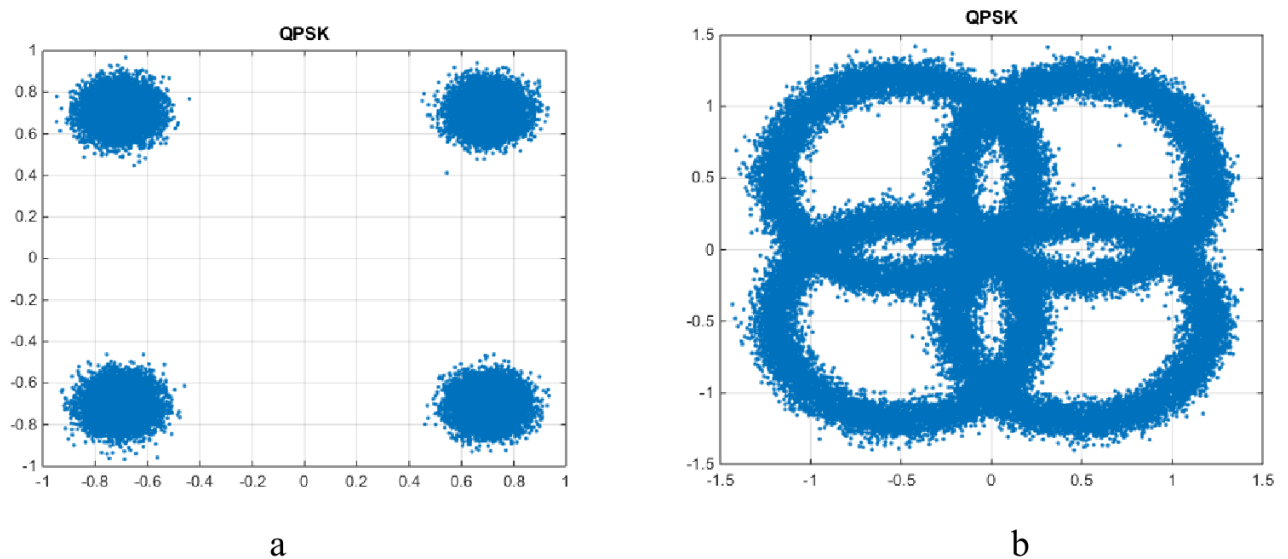


Рис. 5.2. Вихідні сигнальні сузір'я для звичайного QPSK сигналу (а) і суми двох сигналів QPSK з однаковими амплітудами (б) [72]

З іншого боку, сузір'я сигналу із технологією Carrier-in-Carrier має розподіл точок вздовж кіл навколо номінальних точок для простої модуляції QPSK (рис. 5.2 (b)). Такий вид сузір'я виникає через суму двох сигналів MPSK з невеликою різницею частот-носіїв.

Радіус кола розподілу точок навколо номінальної точки сузір'я залежить від співвідношення амплітуд сигналів, тобто чим більше відношення амплітуд a_1 / a_2 , тим менший радіус кола (див. рис. 5.3).

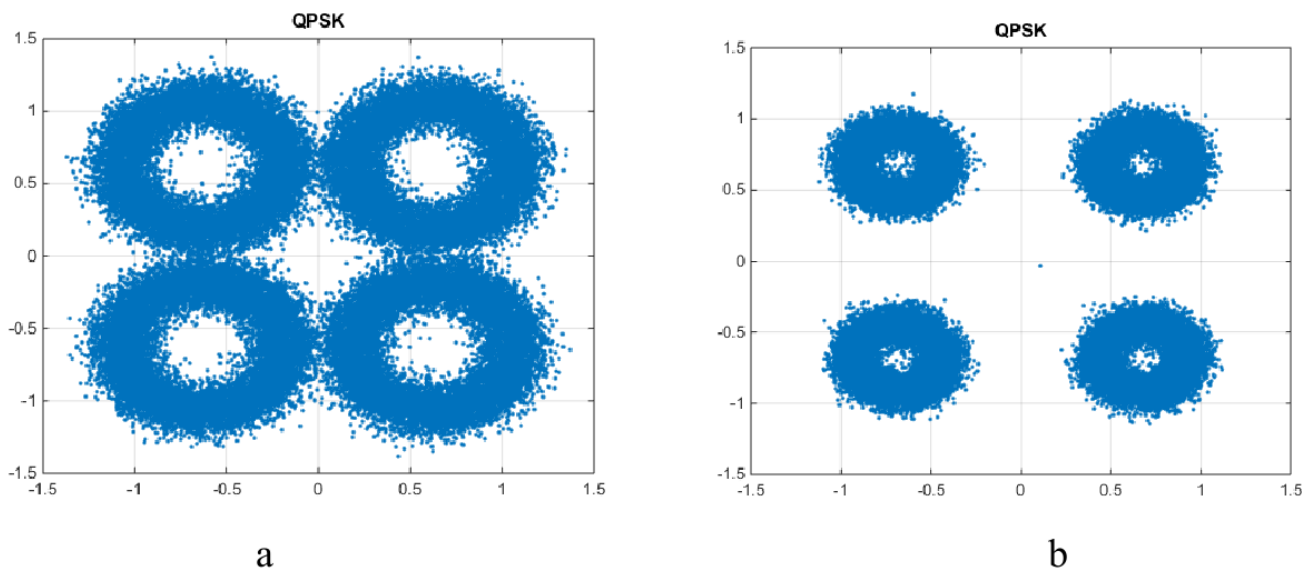


Рис. 5.3. Вихідні сигнальні сузір'я для суми двох QPSK сигналів із співвідношенням амплітуд 2 (a) і 4 (b) відповідно [72]

Таким чином, запропонований метод виявлення сигналів Carrier-in-Carrier базується на виявленні перетворення сузір'я сигналів. Відповідно до цього методу обчислюється спільний кумулянт четвертого порядку між сигналом і його комплексно спряженою копією в одному квадранті комплексного сузір'я [72].

Запропонований алгоритм виявлення виглядає наступним чином [72]:

- 1) На виході демодулятора [32] відбираються символи сигналу, які відповідають одному з квадрантів у комплексному сузір'ї (рис. 5.4). В

даному випадку застосовується гібридний демодулятор, який описаний в розділі 2.1.

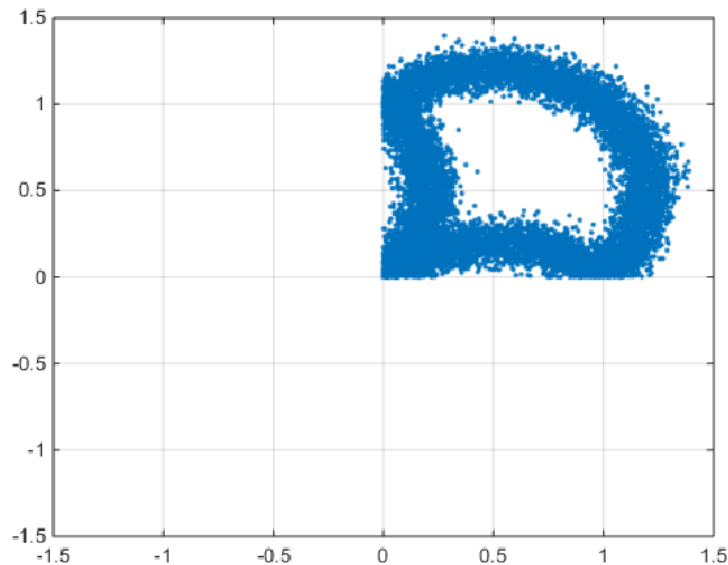


Рис. 5.4. Символи CnS QPSK сигналу, що відповідають одному з квадрантів комплексного сузір'я [72]

- 2) Потім із отриманого сигналу (пункт 1) віднімається середнє значення. Позначимо отриманий центрований сигнал як $x(n)$. Тоді критерієм для виявлення сигналів типу Carrier-in-Carrier є кумулянт четвертого порядку:

$$C_{2,2} = cum[x, x, x^*, x^*], \quad (5.1)$$

де x^* — комплексно спряжений сигнал x .

- 3) Запропонований критерій для виявлення сигналів Carrier-in-Carrier складається з порівняння кумулянта (5.1) з пороговим значенням Π_C (5.2). У випадку, якщо значення, визначене за формулою (5.1), не перевищує порогового значення:

$$C_{2,2} < \Pi_C, \quad (5.2)$$

то приймається рішення про наявність сигналу Carrier-in-Carrier. В іншому випадку приймається рішення про відсутність сигналу Carrier-in-Carrier.

Вибір порогу буде розглянуто в наступному розділі.

Як відомо, величину (5.1) можна виразити через статистичні моменти:

$$C_{2,2} = E_{2,2} - |E_{2,0}|^2 - 2E_{1,1}^2,$$

де $E_{m,n}$ — спільний момент порядку (m,n) :

$$E_{m,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x^m(k)(x^*(k))^n.$$

Звідси можна легко отримати формули для розрахунку $E_{1,1}$ і $E_{2,0}$:

$$E_{1,1} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |x(k)|^2,$$

$$E_{2,0} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x^2(k).$$

Крім того, запропонований метод виявлення порівнюється з підходом, який заснований на стандартному відхиленні середнього радіуса точок сигнального сузір'я в одному квадранті комплексного сузір'я. Відповідно до цього критерію стандартне відхилення для розрахованих відстаней $|x(n)|$ розраховується нормованим на квадрат їх середнім значенням:

$$\sigma_r = \frac{1}{e_x} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (|x(n)| - e_x)^2}, \quad (5.3)$$

де

$$e_x = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |x(n)|.$$

Відповідно до цього підходу, якщо значення σ_r , яке визначене формулою (5.3), не перевищує порогове значення Π_r :

$$\sigma_r < \Pi_r, \quad (5.4)$$

то приймається рішення про наявність сигналу Carrier-in-Carrier. В іншому випадку приймається рішення про відсутність сигналу Carrier-in-Carrier.

5.3 Додатковий критерій виявлення CnC сигналів

В якості альтернативного критерію для виявлення суми сигналів QPSK пропонується використовувати виявлення наявності кількох частот-носіїв у сигналі спостереження. У випадку QPSK це можна виявити за допомогою аналізу спектра спостережуваного сигналу зведеного в четверту ступінь. Приклад наведено на рис 5.5.

Факт наявності декількох піків цьому спектрі (рис. 5.5) можна використати як допоміжне підтвердження наявності кількох сигналів на даній частоті. Однак, з великими відношеннями амплітуд сигналів із суми та низькими значеннями SNR не завжди спостерігаються виродження піків в спектрі. Таким чином, запропонований критерій для виявлення сигналів Carrier-in-Carrier може бути додатково підтвердженим за рахунок виявлення кількох піків у частотному спектрі потужності сигналу спостереження.

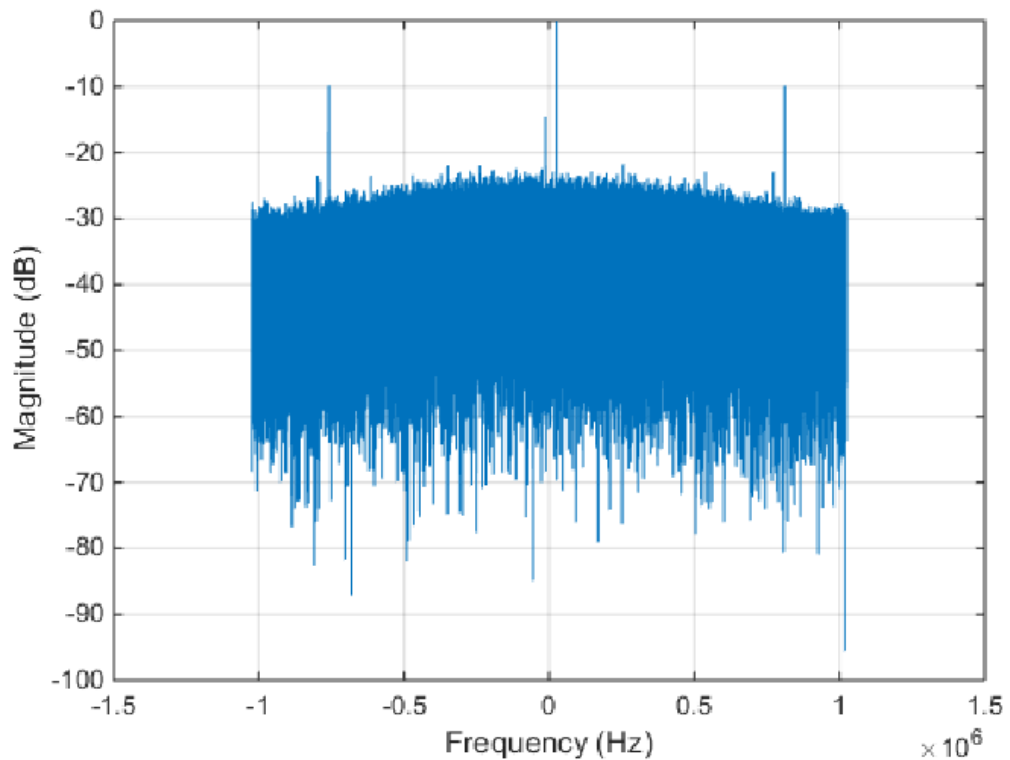


Рис 5.5. Спектр потужності сигналу Carrier-in-Carrier зведеного в четверту ступінь.

5.4 Результати чисельного моделювання

У експериментах значення кумулянтнів (5.1) і нормалізовані радіуси комплексного сузір'я (5.3) розраховані для відношення сигнал/шум (SNR) від 0 до 10 дБ, для адитивного білого Гаусівського шуму, із співвідношеннями амплітуд рівними 0 (у випадку одного сигналу, $x_2(t) = 0$), 1, 2, 4. Тут дійсне припущення, що сигнали мають однаковий період символу, хоча нижче буде показано, що запропонований підхід можна застосувати до суми сигналів з різними періодами символу [72].

Для моделювання використовувалася експериментальна схема, яка представлена на рис. 5.6. Результати розрахунку параметра (5.1) наведені на рис. 5.7.

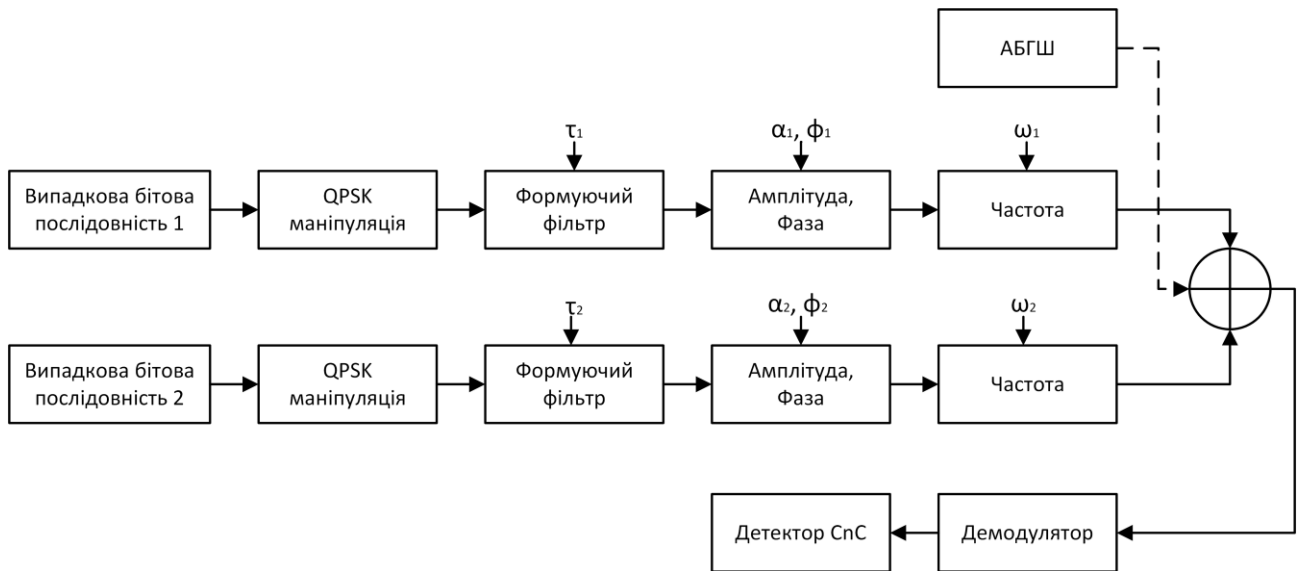


Рис. 5.6. Експериментальна схема моделювання алгоритму детектування СпС сигналу

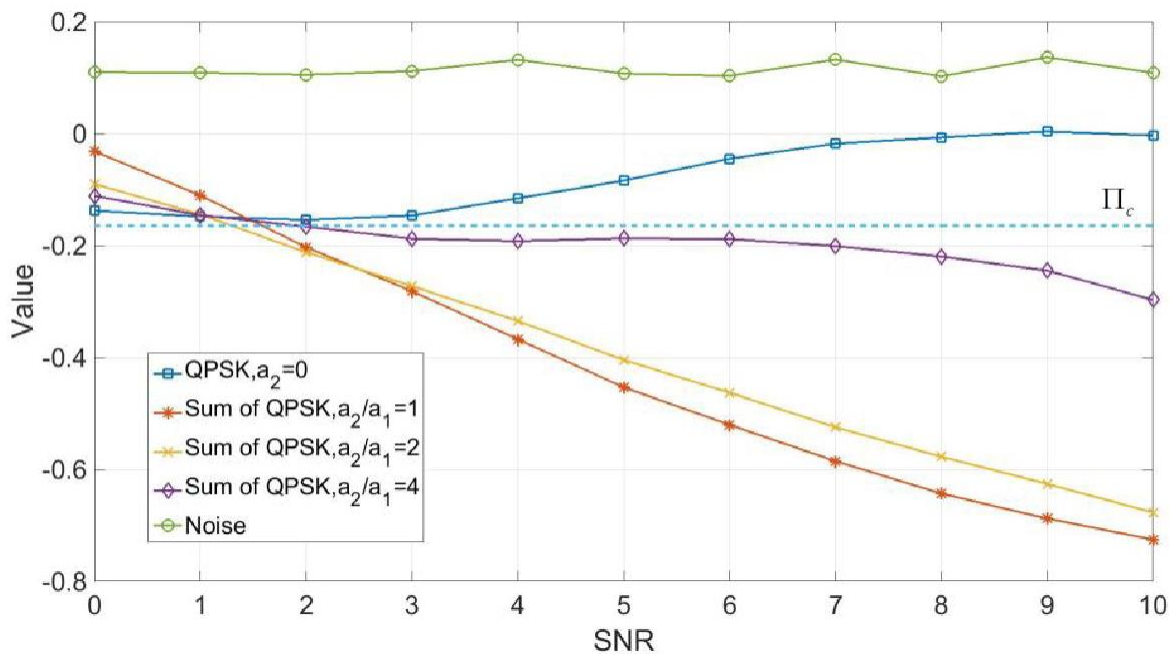


Рис. 5.7. Залежність середніх значень кумулянтів від SNR при різних співвідношеннях амплітуд сигналів із суми [72]

На рис. 5.7 показано, що графіки значень кумулянтів, які відповідають сигналу СпС, відокремлені від графіків, що відповідають одному сигналу QPSK і фоновому шуму у випадку, коли SNR перевищує 1.5 дБ (зазвичай на практиці QPSK сигнал передається у вказаному діапазоні значень SNR). Метод

«кумулянтів» забезпечує правильне виявлення сигналу типу Carrier-in-Carrier (шляхом порівняння із заданим порогом) для різних співвідношень амплітуд окремих сигналів із суми. Також можна побачити, що графік кумулянтів (5.1), який відповідає випадку білого шуму, чітко відокремлений від графіків кумулянтів, які відповідають трьом розглянутим випадкам суми QPSK сигналів [72].

Результати розрахунку параметра (5.3) для методу радіусів наведено на рис. 5.8. Як видно з рис. 5.8, детектор на основі методу радіусу комплексного сузір'я не забезпечує чіткого розділення значень радіуса, які необхідні для коректного виявлення CnC сигналу [72].

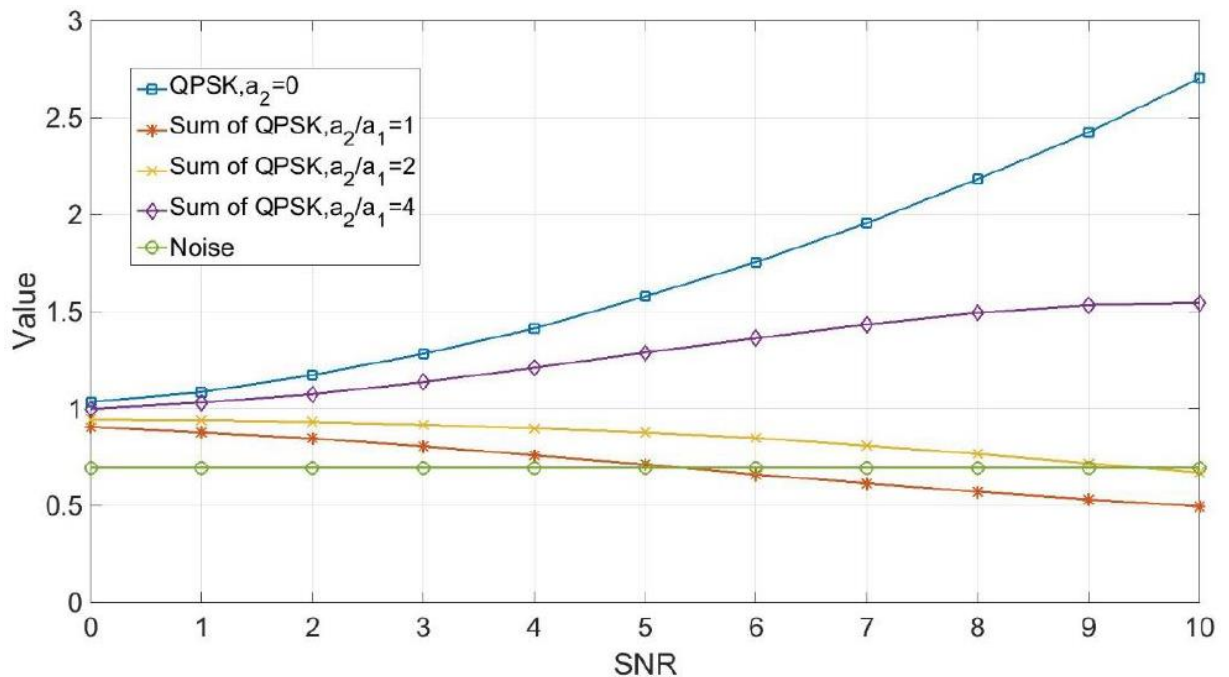


Рис. 5.8. Залежність значень нормованих радіусів комплексних сузір'їв від SNR для різних співвідношень амплітуд сигналів [72]

На наступному кроці підбираються оптимальні пороги для правил (5.2) і (5.4). Для того щоб вибрати ці пороги та перевірити загальну ефективність запропонованого правила виявлення сигналів Carrier-in-Carrier, використовується методика, яка заснована на побудові ROC кривої, а саме, параметра площі під кривою (AUC) [79]. Розрахунок цього параметра вимагає розрахунку

статистичних характеристик істинного позитивного показника (ймовірність правильного виявлення) та помилкового позитивного показника (ймовірність помилкової тривоги) для всіх можливих порогових значень, які знаходяться в межах діапазону значень вибраного параметра. в якості критерію детектування. Графіки AUC для методу кумулянтів і методу радіусів представлені на рис. 5.9 і 5.10 відповідно [72].

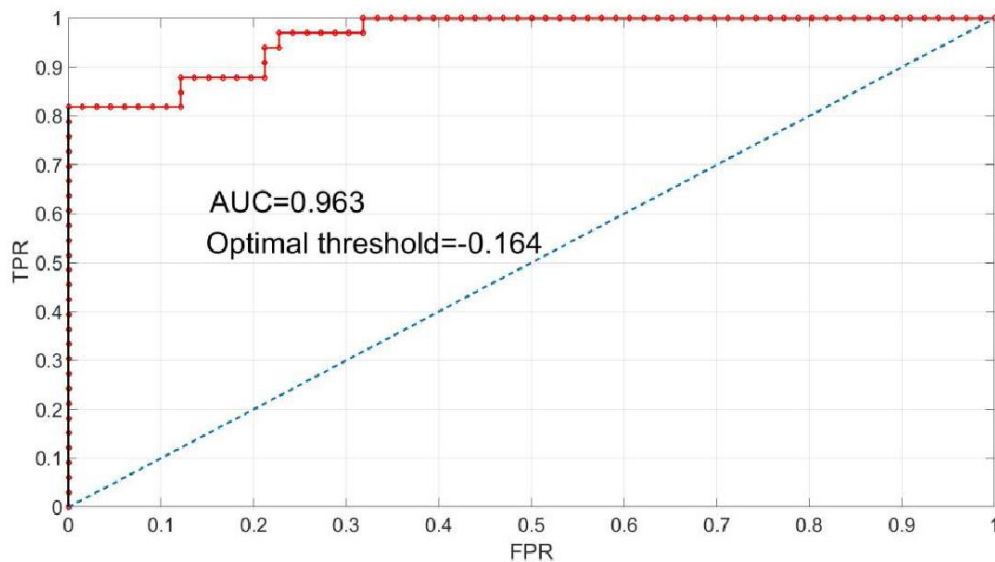


Рис. 5.9. ROC крива для методу кумулянтів [72]

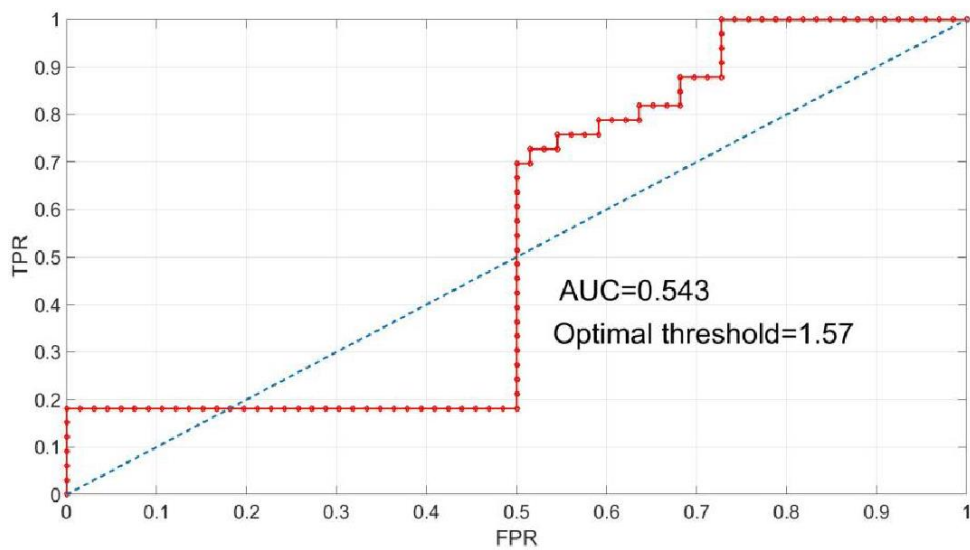


Рис. 5.10. ROC крива для методу радіусів [72]

З рис. 5.9 випливає, що параметр AUC для методу кумулянтів становить 0,963, що свідчить про високу надійність запропонованого методу виявлення. Це пояснюється тим, що поріг $\Pi_C = -0.164$, який обраний для методу кумулянтів, однаково добре підходить для всіх SNR і співвідношень амплітуд сигналів. Водночас значення AUC для методу радіусів (рис. 5.10) значно нижче (0.543). Тобто метод радіусів дуже чутливий до зміни співвідношення амплітуд сигналів із суми, а також до варіацій інших параметрів.

Також розглянуто реалізацію запропонованого методу для виявлення суми сигналів QPSK з різними символними швидкостями. Середні значення кумулянтів для різних SNR показані на рис. 5.11-5.12 для випадків $T_2 / T_1 = 0.25$, $a_2 / a_1 = 1$ і $T_2 / T_1 = 0.25$, $a_2 / a_1 = 2$ відповідно [72].

Представлені результати показують, що запропоноване правило детектування СпС сигналів також підходить для випадку різних символних швидкостей сигналів із суми.

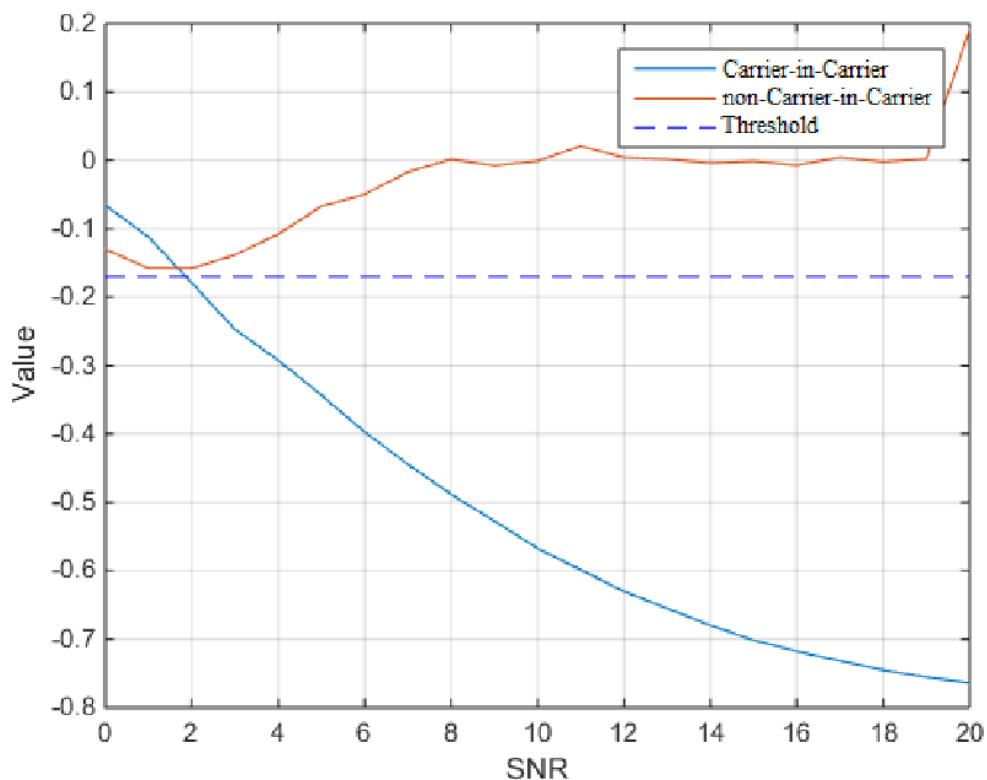


Рис. 5.11. Залежність середніх значень кумулянтів від SNR для випадку $T_2 / T_1 = 0.25$, $a_2 / a_1 = 1$ [72]

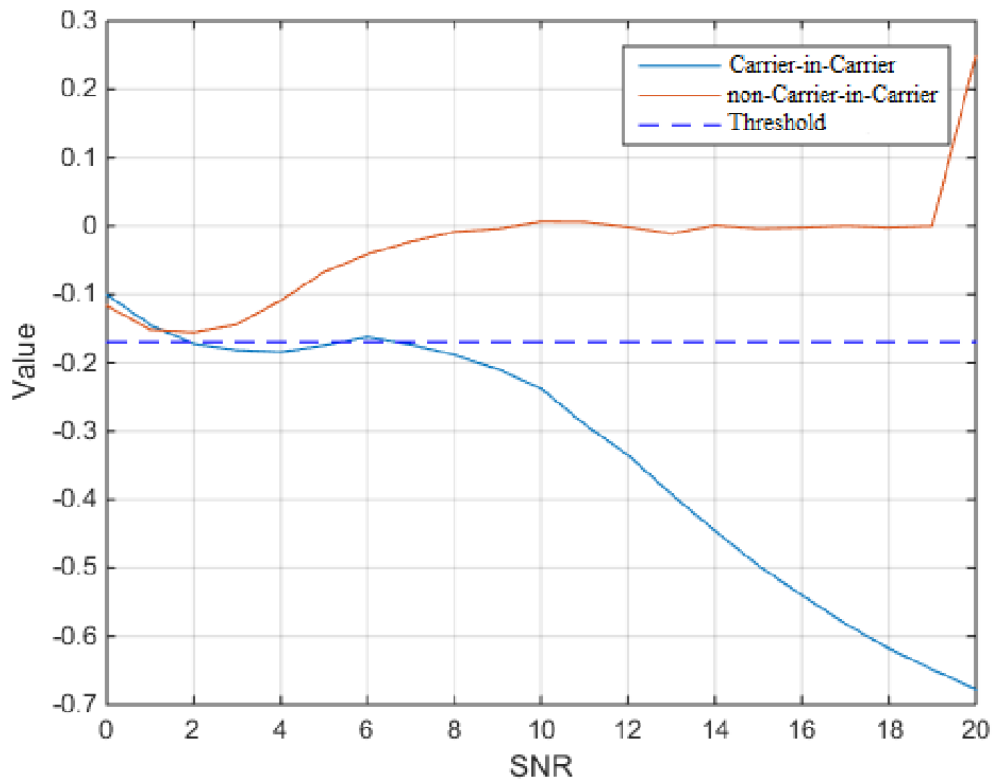


Рис. 5.12. Залежність середніх значень кумулянтів від SNR для випадку

$$T_2 / T_1 = 0.25, a_2 / a_1 = 2$$

5.5 Висновки

В даному розділі запропоновано метод детектування сигналів типу Carrier-in-Carrier на основі розрахунку кумулянтів четвертого порядку на сумі сигналів. Відповідно до методології, яка заснована на параметрі «Робоча характеристика приймача» (ROC), із якої, на основі значення площі під кривою (AUC), визначено порогове значення для правила прийняття рішень. Встановлено, що запропонований спосіб забезпечує правильне визначення суми сигналів QPSK із значеннями SNR більшими за 1,5 дБ, що відповідає широкому класу ситуацій, які зустрічаються на практиці. Отримане значення AUC для методу кумулянтів становить 0,963, що свідчить про високу ефективність запропонованого методу виявлення. Показано також перевагу запропонованого методу детектування CnS сигналів перед методом «радіусів» [72].

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі проведено аналіз умов приймання в сучасних цифрових каналах радіозв'язку, на основі якого було обрано напрями дисертаційних досліджень. На основі проведених досліджень отримано такі результати:

- 1) Розроблено метод фреймової синхронізації з адаптивним порогом, який заснований на методі різницевої кореляції і при фіксованому значенні ймовірності пропуску 10^{-2} має вигравш більше 1 дБ по допустимому співвідношенні сигнал/шум. Метод забезпечує більш ефективну роботу на початкових етапах з'єднання при відсутності надійної частотної синхронізації;
- 2) Запропоновано новий метод синхронізації сигналів з фазовою маніпуляцією, що базується на поєднанні feedforward та feedback схем синхронізації. Це дозволило обробляти сигнали зі швидкою зміною характеристик каналу передавання у часі. Зокрема, при SNR рівному 5 дБ одержано значення BER = 0.04 для запропонованого алгоритму, BER = 0.12 для feedback алгоритму і BER = 0.18 для feedforward алгоритму.
- 3) Запропоновано метод демодуляції, що засновано на використанні результатів теорії нелінійної корпускулярної фільтрації. Метод забезпечує більш ефективну демодуляцію сигналів в каналах із нелінійними спотвореннями та негаусівськими завадами. Основною новизною запропонованого методу є спосіб адаптивного оновлення оцінок параметрів сигналу. При BER = 10^{-2} запропонований метод має перевагу по SNR в 2 дБ над відомим класичним методом демодуляції.
- 4) Запропоновано новий метод декодування поля PLHEADER фізичних рівнів стандартів DVB-S2\S2X, що дозволило вирішити задачу «сліпого» розрізнення сигналів стандартів DVB-S2 і DVB-S2X. Результати моделювання показали високу роздільну спроможність представленого

методу, про що свідчать отримані значення $AUC = 0.996$, при $SNR = -3$ дБ та $MDP = 2.3 \times 10^{-5}$ при $SNR = -2$ дБ .

- 5) Розроблено новий метод ідентифікації сигналів типу Carrier-in-Carrier на основі розрахунку кумулянтів вищих порядків який дозволяє розпізнати сигнал типу Carrier-in-Carrier для різних співвідношень амплітуд і символних швидкостей сигналів із суми.

Отримані в даній роботі результати дозволяють забезпечити підвищення завадостійкості та швидкості синхронізації в багатьох сферах цифрового безпроводного зв'язку. Низка отриманих в даній науковій роботі результатів використовуються в реальних програмно-апаратних телекомунікаційних системах товариства «Дельта СПЕ», що підтверджено відповідними актами впровадження (додаються до дисертації).

ЛІТЕРАТУРА

1. David, Klaus & Jefferies, Nigel. (2012). Wireless Visions: A Look to the Future by the Fellows of the WWRF. Vehicular Technology Magazine, IEEE. 7. 26-36. 10.1109/MVT.2012.2218433.
2. Li, Y., Song, S., Daneshmand, M., & Duan, W. (2011). A Cooperative Relay Method and Performance for Wireless Networks. *2011 2nd International Symposium on Intelligence Information Processing and Trusted Computing*, 31-34.
3. Proakis, J. (1974). Channel identification for high speed digital communications. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 19(6), 916-922.
4. Middleton, D. (1979). Procedures for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference [10]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-21*, 190-208.
5. Robins, W. P. & Institution of Electrical Engineers. (1984). Phase noise in signal sources: theory and applications. London, UK: P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers
6. Agilent 8644B, 8664A, 8665B High Performance RF Signal Generators Data Sheet. <https://www.testequipmentdepot.com/usedequipment/pdf/8644b-8664a-8665b.pdf>
7. Best, R.E. (2015). Phase-Locked Loops: Design, Simulation, And Applications (Professional Engineering) By Roland E. Best.
8. Rennert, M., & Bobrovsky, B. (1995). Designing second-order Costas loops and PLL's to track Doppler shift-analysis and optimization. *Proceedings of GLOBECOM '95*, 2, 1313-1317 vol.2.
9. De Jonghe, G., & Moeneclaey, M. (1992). Cycle slipping behavior of NDA feedforward carrier synchronizers for time-varying frequency-nonsselective fading channels. [Conference Record] *GLOBECOM '92 - Communications for Global Users: IEEE*, 350-354 vol.1.
10. Goethals, K., & Moeneclaey, M. (1995). PSK symbol synchronization performance of ML-oriented data-aided algorithms for nonsselective fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 43, 767-772.

11. Fitz, M.P., & Lindsey, W.C. (1992). Decision-directed burst-mode carrier synchronization techniques. *IEEE Trans. Commun.*, 40, 1644-1653.
12. Moeneclaey, M., & Jonghe, G.D. (1992). Tracking performance comparison of two feedforward ML-oriented carrier-independent NDA symbol synchronizers. *IEEE Trans. Commun.*, 40, 1423-1425.
13. Agarwal, A. (2014). LINEAR VS NON LINEAR EQUALIZER IN DIFFERENT CHANNEL CONDITION.
14. Rice, M.D. (2008). *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*.
15. Morelli, M., D'Andrea, N.A., & Mengali, U. (1998). Correction to "Feedforward ML-based Timing Estimation With PSK Signals". *IEEE Commun. Lett.*, 2, 24.
16. Oerder, M., & Meyr, H. (1988). Digital filter and square timing recovery. *IEEE Trans. Commun.*, 36, 605-612.
17. Patil, A.S., & Tandel, P. (2016). A Numerically controlled oscillator for all Digital Phase Locked Loop. *international journal of engineering trends and technology*, 38, 186-189.
18. Lindsey, W.C., & Simon, M.K. (2011). *Telecommunication Systems Engineering*.
19. Mueller, K.H., & Muller, M. (1976). Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers. *IEEE Trans. Commun.*, 24, 516-531.
20. Gardner, F.M. (1986). A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers. *IEEE Trans. Commun.*, 34, 423-429.
21. Nakagawa, T., Matsui, M., Kobayashi, T., Ishihara, K., Kudo, R., Mizoguchi, M., & Miyamoto, Y. (2011). Non-data-aided wide-range frequency offset estimator for QAM optical coherent receivers. *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, 1-3.
22. Casini, E., Gaudenzi, R.D., & Ginesi, A. (2004). DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 22.
23. Kay, S.M. (1989). A fast and accurate single frequency estimator. *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, 37, 1987-1990.

24. Fitz, M.P. (1994). Further results in the fast estimation of a single frequency. *IEEE Trans. Commun.*, 42, 862-864.
25. Luise, M., & Reggiannini, R. (1995). Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions. *IEEE Trans. Commun.*, 43, 1169-1178.
26. Belleszice, H.D. (2019). Chapter 2 Introduction: From Phase-Locked Loop to Costas Loop.
27. Viterbi, A.J., & Viterbi, A.M. (1983). Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 29, 543-550.
28. Gaudenzi, R.D., Fàbregas, A.G., & Martinez, A. (2006). Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear satellite channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5, 2396-2407.
29. Ping, W. (2010). Research on technology of Optimizing Satellite Communications. *Communications Technology*.
30. Osato, M., Kobashi, H., Omaki, R.Y., Hara, T., & Okada, M. (2007). Development of Signal Canceller in the Carrier Super-Positioning Satellite Networks. *2007 Third International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC'07)*, 35-35.
31. Ippolito, L.J. (2008). Satellite communications systems engineering: atmospheric effects, satellite link design, and system performance.
32. Круглик, О. С., Калюжний, О. і Семенов, В. Ю. (2019) «Ефективна демодуляція QPSK сигналів у каналах з несприятливими умовами радіоприймання», *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, (78), с. 13-18. doi: 10.20535/RADAP.2019.78.13-18
33. Middlestead, R.W. (2017). Digital Communications with Emphasis on Data Modems: Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications.
34. Pavlenko M. (2014). Optimization of Digital Down Converter (DDC) Parameters for implementation on FPGA. *Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science, Proc. of Int. Conf. TCSET'2014*, Lviv – Slavske, pp. 89-91.

35. Адаптивний метод фреймової синхронізації для систем стандарту DVB-S2 на FPGA / Круглик О. С., Павленко М.П. // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування: збірник наукових праць. – 2015. – Вип. 62. – С. 77–86.
36. Villanti, M., Salmi, P., & Corazza, G.E. (2007). Differential Post Detection Integration Techniques for Robust Code Acquisition. *IEEE Transactions on Communications*, 55, 2172-2184.
37. Lee, D., Kim, P., & Sung, W. (2009). Robust Frame Synchronization for Low Signal-to-Noise Ratio Channels Using Energy-Corrected Differential Correlation. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2009, 1-8.
38. (2005) Digital Video Broadcasting (DVB). User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2). *European Telecommunications Standards Institute (ETSI)*, Vol. 102 376 V1.1.1, pp. 73-85.
39. Извлечение квадратного корня из INT [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://fpgach.blogspot.com/2013/10/int.html>. — Дата доступа: 20.02.15
40. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: втор. изд.; пер. с англ. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.
41. Djuric P.M. Particle filtering / P.M. Djuric; J.H. Kotecha, Jianqui Zhang, Yufei Huang, T. Ghirmai, M.F. Bugallo, J. Miguez // *IEEE Signal Processing Magazine*. — 2003, Sept. — Vol. 20, No. 5. — P. 19–38. — DOI: 10.1109/MSP.2003.1236770.
42. Krishna A. FPGA Implementation of Particle Filters for Robotic Source Localization / A. Krishna, A. Schaik, C.S. Thakur // *IEEE Access*. — 2021. — Vol. 9. — P. 98185–98203. — DOI:10.1109/ACCESS.2021.3094962.
43. Kang. J. Y. Optimal Transportation Particle Filter for Linear Filtering Systems with Correlated Noises / J. Y. Kang, X. Chen, Y. Tao, S.T.S. Yau // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (Early Access)*. — 2022. — DOI: 10.1109/TAES.2022.3166863.

44. *Elfring J.* Particle Filters: A Hands-On Tutorial / J. Elfring, E. Torta, R. van de Molengraft // *Sensors*. — 2021, Jan. — Vol. 21, No. 2:438. — DOI:10.3390/s21020438.
45. *Elviral V.* On the performance of particle filters with adaptive number of particles / V. Elvira¹, J. Miguez, P.M. Djuric // *Statistics and Computing*. — Vol. 31, No 6. — 2021, Nov. — DOI:10.1007/s11222-021-10056-0.
46. *Gning A.* An Introduction to Box Particle Filtering / A. Gning, B. Ristic, L. Mihaylova, F. Abdallah // *IEEE Signal Processing Magazine*. — 2013. — Vol. 30, No. 4. — P. 166–171. — DOI:10.1109/MSP.2013.2254601.
47. *Xu M.* The demodulation of M-PSK and M-QAM signals using particle filtering / M. Xu, Y. Song // *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, 4 September 2006, Florence, Italy. — Florence, 2006. — P. 1–4. — DOI:10.5281/zenodo.39618
48. *Arulampalam M.S.* A Tutorial on Particle Filters for Online Nonlinear/Non-Gaussian Bayesian Tracking / M.S. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon, T. Clapp // *IEEE Transactions on Signal Processing*. — 2002. — Vol. 50. — P. 174–188. — DOI:10.1109/78.978374.
49. *Setoodeh P.* *Nonlinear Filters: Theory and Applications* / P. Setoodeh, S. Habibi, S. Haykin. — New York : [John Wiley & Sons Inc](#), 2022.
50. *Raol J.R.* *Nonlinear Filtering Concepts and Engineering Applications* / J.R. Raol, G. Gopalratnam, B. Twala. — CRC Press, 2017. — 584 p.
51. *Shilong Tu.* Particle filtering based single-channel blind separation of co-frequency MPSK signals / Tu Shilong, Chen Shaohe, Zheng Hui and Wan Jian // *2007 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, 2007. — 2007. — P. 582–585. — DOI:10.1109/ISPACS.2007.4445954.
52. *Durbin J.* *Time Series Analysis by State Space Methods* / J. Durbin, S.J. Koopman. — Oxford University Press, 2012. — 346 p.
53. *Li T.* Resampling Methods for Particle Filtering / T. Li, M. Bolic¹, P.M. Djuric // *IEEE Signal Processing Magazine*. — 2015. — Vol.32, No.3. — P.70–86. — DOI:10.1109/MSP.2014.2330626.

54. *Semenov V.* Efficient method of M-PSK demodulation based on particle filtering / V. Semenov, O. Kruhlyk // *Mathematical and computer modelling.* — 2019. — Vol.19, No.1. — P. 137–143. DOI:10.23939/mmc2019.01.137.
55. *Gayathri D.* Design and Implementation of Costas loop for BPSK Demodulator / D. Gayathri, B, Shamlala // *Proceedings of IEEE INDICON.* — 2020. — DOI: 10.1109/INDCON.2012.6420723.
56. *Giardino D.* M-PSK Demodulator With Joint Carrier and Timing Recovery / D. Giardino, G. C. Cardarilli, L. Di Nunzio, et al. // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs.* — 2021. — Vol. 68, No. 6. — P. 1912–1916. — DOI:10.1109/TCSII.2020.3041342.
57. *Middleton D.* Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference / D. Middleton // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.* — 1983, May. — Vol. EMC–25, No. 2. — P. 76–106. — DOI: 10.1109/TEMC.1983.304151.
58. Mohammed, Samir & Hussein, Zaid. (2020) Design and implementation DVB-S & DVB-S2 systems. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science.* 20. 1444. 10.11591/ijeecs. v20.i3. pp. 1444-1452.
59. B. Lábský and T. Kratochvíl. (2010) DVB-S/S2 satellite television broadcasting measurement and comparison. 20th International Conference Radioelektronika 2010, pp. 1-4, doi: 10.1109/RADIOELEK.2010.5478588.
60. (2014) Digital Video Broadcasting (DVB). Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. Part II: S2-Extensions (DVB-S2X) – (Optional). DVB Document A83-2 March 2014.
61. A. B. Ali Bachir, M. Zhou and M. Ahmed. (2019) Modeling and Design of a DVB-S2X system. 2019 5th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), pp. 1-5, doi: 10.1109/ICOA.2019.8727700.
62. Круглик, О. С. і Семенов, В. Ю. (2021) «Метод розпізнавання сигналів стандартів DVB-S2 та DVB-S2X на основі ефективного декодування поля

- PLHEADER», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (87), с. 39-45. doi: 10.20535/RADAP.2021.87.39-45
63. Lee Y-S, Kook J. (2019) Integrated DVB-X2 Receiver Architecture with Common Acceleration Engine. *Applied Sciences*. 2019; 9(19):3983. <https://doi.org/10.3390/app9193983>
 64. Gómez-Casco, D.; López-Salcedo, J.A.; Seco-Granados, G. (2019) Optimal Post-Detection Integration Technique for the Reacquisition of Weak GNSS Signals. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 2019, 56, 2302–2311.
 65. H. Miyashiro, E. Boutillon, C. Roland, J. Vilca and D. Díaz. (2016) Improved Multiplierless Architecture for Header Detection in DVB-S2 Standard. *IEEE International Workshop on Signal Processing Systems (SiPS)*, pp. 248-253, doi: 10.1109/SiPS.2016.51.
 66. D.-U. Lee, P. Kim, and W. Sung. (2009) Robust frame synchronization for Low Signal-to-Noise Ratio Channels Using Energy-Related Differential Correlation. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2009.
 67. I. Reed. (1954) A class of multiple-error-correcting codes and the decoding scheme. *Transactions of the IRE Professional Group on Information Theory*, vol. 4, no. 4, pp. 38-49, September 1954, doi: 10.1109/TIT.1954.1057465.
 68. E. Abbe, A. Shpilka and M. Ye. (2020) Reed–Muller codes: Theory and algorithms. arXiv:2002.03317. <http://arxiv.org/abs/2002.03317>
 69. J. A. Hanley and B. J. McNeil. (1982) The meaning and use of the area under a receiver operating characteristic (ROC) curve. *Radiology*, vol. 143, no. 1, pp. 29-36.
 70. S. S. Khalid and S. Abrar. (2013) Area under the ROC Curve of Enhanced Energy Detector," 2013 11th International Conference on Frontiers of Information Technology, pp. 131-135, doi: 10.1109/FIT.2013.31.
 71. Agne, Craig & Cornell, Billy & Dale, Mark & Keams, Ronald & Lee, Frank, (2010) "Shared-spectrum bandwidth efficient satellite communications", *Proceedings of the IEEE Military Communications Conference (MILCOM' 10)*, pp. 341-346.
 72. «Method for the detection of mixed QPSK signals based on the calculation of fourth-order cumulants». Vasyl Semenov, Pavel Omelchenko and Oleh Kruhlyk.

Signal & Image Processing: An International Journal (SIPIJ): 10(3), pp. 11-20. June 2019. doi: 10.5281/zenodo.3340373.

73. Gouldieff, Vincent & Palicot, Jacques, (2015) “MISO Estimation of Asynchronously Mixed BPSK Sources”, Proc. IEEE Conf. EUSIPCO, pp. 369-373.
74. Semenov, Vasyly, (2018) “Method of Iterative Single-Channel Blind Separation for QPSK Signals”, Mathematical and computer modelling, Vol. 17, No. 2, pp. 108-116.
75. Feng, Hao & Gao, Yong, (2016) “High-Speed Parallel Particle Filter for PCMA Signal Blind Separation”, Radioelectronics and Communications Systems, Vol.59, No.10, pp. 305-313.
76. Meyer-Basea, Anke & Grubera Peter & Theisa, Fabian, and Foo, Simon, (2006) “Blind source separation based on self-organizing neural network”, Eng. Appl. Artificial Intelligence, Vol. 19, pp. 305-311.
77. Fernandes, Carlos Esteveao R. & Comon, Pierre & Favier, Gerard, (2010) “Blind identification of MISO-FIR channels”, Signal Processing, Vol. 90, pp. 490–503.
78. Swami, Anantharam & and Sadler, Brain M., (2000) “Hierarchical digital modulation classification using cumulants,” IEEE Trans. Commun., Vol. 48, pp. 416-429.
79. Wunderlich, Adam & Goossens, Bart & Abbey, Craig K. “Optimal Joint Detection and Estimation That Maximizes ROC-Type Curves” (2016) IEEE Transactions on Medical Imaging, Vol. 35, No.9, pp. 2164– 2173.

Додаток 1 Акти впровадження результатів роботи

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
 Директор ТОВ «Дельта СПЕ»
 Шаульський А.А.

22 09 2022 г.

Акт

про впровадження результатів дисертаційної роботи Круглика Олега Станіславовича «Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією у каналах із несприятливими умовами радіоприймання»

Даним актом підтверджується, що в ході проведення товариством «Дельта СПЕ» дослідно-конструкторських робіт були перевірені та використані результати дисертаційної роботи Круглика О. С. «Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією у каналах із несприятливими умовами радіоприймання».

У рамках ДКР була створена програмно-апаратна телекомунікаційна система, в якій впроваджені наступні алгоритми, розроблені у дисертаційній роботі Круглика О. С.:

- алгоритм фреймової синхронізації з адаптивним порогом;
- алгоритм гібридного методу демодуляції сигналів.

Випробування вказаного програмного забезпечення, що були проведені ТОВ «Дельта СПЕ», підтверджують високу ефективність запропонованих Кругликом О. С. алгоритмічних рішень.

Окремо слід відзначити їх практичну цінність при побудові новітніх конкурентоспроможних телекомунікаційних систем, що підтверджено відгуками кінцевих споживачів.

доктор фізико-математичних наук
 начальник науково-дослідного відділу алгоритмів
 ТОВ «Дельта СПЕ»



В. Ю. Семенов

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
 Директор ТОВ "Дельта СПЕ"
 Шаульский А.А.

«22» 09 2022 г.

Акт

про впровадження результатів дисертаційної роботи Круглика Олега Станіславовича "Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією у каналах із несприятливими умовами радіоприймання"

Даним актом підтверджується, що в ході проведення товариством "Дельта СПЕ" дослідно-конструкторських робіт були перевірені та використані результати дисертаційної роботи Круглика О.С. "Ефективна демодуляція та ідентифікація сигналів із фазовою маніпуляцією у каналах із несприятливими умовами радіоприймання".

У рамках ДКР була створена програмно-апаратна телекомунікаційна система, в якій впроваджені алгоритми детектування DVB-S2/S2X сигналів, розроблені у дисертаційній роботі Круглика О. С..

Випробування вказаного програмного забезпечення, що були проведені ТОВ "Дельта СПЕ", підтверджують високу ефективність запропонованих Кругликом О. С. алгоритмічних рішень.

Окремо слід відзначити їх практичну цінність при побудові новітніх конкурентоспроможних телекомунікаційних систем, що підтверджено відгуками кінцевих споживачів.

доктор фізико-математичних наук
 начальник науково-дослідного відділу алгоритмів
 ТОВ "Дельта СПЕ"

В. Ю. Семенов