

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**ШЕСТОПАЛ ЄВГЕНІЙ ОЛЕКСАНДРОВИЧ**

**УДК 621.396.43:**

**ДИСЕРТАЦІЯ**

05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

05 «Технічні науки»

**Методи покращення енергетичної ефективності та  
скритності цифрових радіорелейних систем передачі**

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук.

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

Науковий керівник: Семенко Анатолій Іларіонович, доктор технічних наук,  
професор.

Київ – 2021

## АНОТАЦІЯ

**Шестопал Є.О. Методи покращення енергетичної ефективності та скритності цифрових радіорелейних систем передачі.** - На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі». – Національний авіаційний університет Міністерства освіти і науки України, Київ, 2021.

Не дивлячись на розмаїття безпроводових систем передачі інформації цифрові радіорелейні системи (PPC) передачі (ЦРСП) залишаються актуальними для організації зв'язку в гористій місцевості та мегаполісах зі щільною складною забудовою, де неможливо прокласти кабельні лінії. Вони є незамінні для організації польового зв'язку в умовах бойових дій, для створення систем мобільного зв'язку, сервісних служб Нафтогазу, Державної служби України з надзвичайних ситуацій. При цьому важливо забезпечити мінімальну потужність передавачів для зменшення шкідливого впливу електромагнітного випромінювання на навколишнє середовище та скритність передачі інформації.

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-технічна задача, яка полягає в новому комплексному підході до забезпечення мінімальної потужності передавачів ЦРСП, достатньої для одержання заданої ймовірності помилки приймання сигналу та покращеної скритності передачі інформації.

Для підвищення частотної ефективності системи використовують багатопозиційний фазомодульований сигнал, що неминуче призводить до погіршення завадозахищеності системи. З використанням введеного коефіцієнта енергетичної ефективності проведені дослідження впливу виду модуляції сигналу на потужність передавача ЦРСП. Показано, що найкращі результати для енергетики системи досягаються при використанні 4-х позиційного фазомодульованого сигналу ФМ-4, який забезпечує мінімальну потужність передавача. При цьому також покращується завадозахищеність системи. При незмінній даній смузі пропускання радіоканалу підвищення частотної ефективності системи досягається шляхом використання амплітудно-модульованого сигналу.

У приймачі, в залежності від загасання сигналу в каналі, максимальне значення імпульсу слабкого сигналу може сприйматися як проміжне значення імпульсу більш сильного сигналу. В роботі запропонований метод однозначного чіткого визначення рівнів багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу з використанням додаткового тестового імпульсу з максимальною амплітудою на початку циклу, за яким за допомогою системи автоматичного регулювання встановлюється максимальна вихідна напруга підсилювача для даного сигналу відповідно до максимального рівня сигналу.

При розробці телекомунікаційної системи важливу задачу складає визначення відношення сигнал/шум та рівня сигналу, які важко визначити розрахунками, так як сигнал проходить складний шлях з перевипромінюванням від випадкових перешкод та обробку в РАКЕ-приймачі.

Пропонується спосіб визначення відношення сигнал/шум та рівня сигналу помилки шляхом вимірювання потужності шуму під час нульових бітів, а також суми сигналу та шуму. З використанням електронного обчислювального пристрою визначаються потужність шуму, потужність сигналу, відношення сигнал/шум, а також сигнал помилки, який через канал зворотного зв'язку передається для створення системи автоматичного регулювання потужності передавача. При цьому може бути здійснене автоматичне регулювання потужності передавача як в дуплексній, так і симплексній ЦРСП. Оскільки швидкодія системи автоматичного регулювання не критична, до складу системи вводиться інтегруючий корегуючий фільтр з великою сталою часу, яка перевищує не менше ніж в 5 разів сталі часу динамічних ланцюгів, що забезпечує гарантовану стійкість системи.

При розробці телекомунікаційних систем ефективно використовувати широкопasmовий сигнал з великою базою, що забезпечує підвищену завадостійкість систем в умовах дії вузькосмугових та широкопasmових завад, покращені електромагнітну сумісність систем та скритність передачі інформації. При використанні широкопasmового сигналу забезпечується покращена обробка коротких імпульсів багатопроменевого сигналу, який виникає при наявності перешкод.

У реальних телекомунікаційних системах крім внутрішніх теплових шумів має місце вплив зовнішніх завад, які неминуче надходять до радіоканалу. Встановлено, що незалежно від конкретної смуги спектру завади відношення сигнал/завада на виході корелятора поводить ся так, як би потужність завад була рівномірно розподілена в смузі частот сигналу, додаючи до власного шуму додатковий шум. Причому, сумарний шум має властивості нормального Гаусового шуму. Якщо поруч з широко смуговою телекомунікаційною системою працює звичайний передавач в штатному режимі з сигналом великої потужності і він не намагається шкодити даній системі, діє вузькосмугова завада, ширина спектра якої набагато менше ширини спектру корисного сигналу.

Досягнення високої завадостійкості телекомунікаційної системи при вузькосмуговій заваді (без використання методу грубої сили з підвищеною потужністю передавача) можливо тільки шляхом якомога більшого розширення спектру сигналу без зміни його тривалості.

Як навмисну протидію роботі широко смугової системи спеціальні служби використовують загороджувальну шумову заваду, намагаючись створити заваду з шириною спектру, що наближається до практичної ширини спектру сигналу. Виграш відношення сигнал/шум при збільшенні ширини спектру сигналу надасть можливість зменшення потужності сигналу до величини, необхідної для одержання заданої ймовірності помилки приймання сигналу. Очевидно, що чим більша база широко смугового сигналу, тим складніше буде здійснити вплив завади. Розширення спектру сигналу при постійній енергії і тривалості сигналу зменшує його спектральну щільність, маскуючи його під шумами.

Широко смуговий сигнал формується методом прямого розширення спектру з використанням ряду відомих модулюючих псевдовипадкових послідовностей (ПВП):  $m$ -послідовності, ПВП Голда, Касамі та інш. Але такі системи не можна вважати захищеними від несанкціонованого доступу. Суттєве підвищення скритності передачі інформації забезпечує створення та використання для формування широко смугового сигналу ПВП на основі хаосу. Використання явища динамічного хаосу забезпечує можливість абсолютно нового підходу до

формування ПВП. Це відкриває можливість пошуку нового класу ПВП, структуру яких практично неможливо відтворити, тому їх використання забезпечує підвищену скритність передачі інформації.

Генератори ПВП побудовані на основі одновимірних хаотичних відображень - логістичного, квадратичного та кубічного, що являють собою хаотичні системи. Проведений попередній аналіз підтверджує досить широкий простір ключів шифрування при формуванні ПВП на основі хаотичних відображень. Як показали дослідження, слід вважати ефективним використання ПВП з шістьма закритими ключами на основі ПВП із 2-х хаотичних сигналів. Такі системи практично неможливо розкрити зловмисникам на відміну від систем з відомими ПВП.

В роботі запропонована широкосмугова ЦРСП з двома окремими антенними каналами, в якій здійснюється структурне (кодове) розділення каналів.

Слід зазначити, що при використанні ЦРСП в умовах мегаполісу мають місце завади у вигляді відбитих від перешкод сигналів, які надходять через значні бічні пелюстки антен, що мають невеликий розмір: діаметр розкриву до 2 м. Тому, актуальним є використання обробки сигналів за допомогою РАКЕ-приймачів.

Передумовою розробки ЦРСП є передача широкосмугового сигналу в радіоканалі з мінімальною смугою пропускання з огляду на дефіцит частотного ресурсу та зменшення потужності зовнішніх завад, що надходять до радіоканалу із навколишнього середовища. Для цього, швидкість сигналу зменшена в 2 рази, що забезпечує використання радіоканалу із зменшеною в 2 рази смугою пропускання. Для подальшого зменшення смуги пропускання радіоканалу в 2 рази використовується фазомодульований сигнал ФМ-4 з формуванням сигналу за допомогою модифікованої ПВП Голда.

В системі використовується кадрова синхронізація з формуванням в передавачі маркерного сигналу. В синхронізаторі створюються синхросигнали з використанням автокореляційного приймання сигналу проміжної частоти, які надходять до генераторів опорних сигналів кореляторів РАКЕ-приймачів. При об'єднанні сигналів променів за принципом максимального відношення сигнал/шум зважуються їх відношення сигнал/шум і потім складаються. Складання

з максимальним відношенням сигнал/шум дає середнє значення сигнал/шум на виході кожного РАКЕ-приймача. Подача на вхід РАКЕ-приймачів збільшеного на 6 дБ значення відношення сигнал/шум у порівнянні з вхідним значенням дозволяє одержати підвищене відношення сигнал/шум на виході системи.

**Ключові слова:** телекомунікаційна система, канал зв'язку, широкопasmовий сигнал, хаос, обробка сигналу, модуляція сигналу, потужність передавача, відношення сигнал/шум, ЦРСР, ПВП, РРС, багатопрменеве розповсюдження.

**Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації.**

1. Semenکو A. MIMO system (2x2) with channels code division implying a modified-random Gold's sequence. A. Semenکو, N. Bokla, Y. Shestopal. Збірник матеріалів науково-технічної конференції 2016 IEEE міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки. УкрМіко'2016. Київ-2016 -С. 301-302.

2. Семенко А. И. Анализ влияния видов манипуляции сигнала на энергетіку радиолінії. А. И. Семенко, Н. И Бокла, Е. А. Домрачева, Е. А. Шестопал. Зв'язок, -2017.-№1 (114).- С.40-43.

3. Семенко А. І. Телекомунікаційна система з покращеним приймання амплітудно-модульованого сигналу. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, К. О. Домрачева, Є. О. Шестопал. Вісник Хмельницького національного університету,- 2017.-№6.-С. 178-182.(Index Copernicus).

4. Semenکو Anatoly. Characteristics Improvement of the Wideband Telecommunication System applying Chaos Based Pseudorandom Sequence. Anatoly Semenکو, Nikolay Kushnir, Natalia Bokla, Yevhenii Shestopal. Information and Telecommunication Sciences.- 2018.- Volume 10.- Number 2.-pp 12-16.

5. Семенко А. І. Радіорелейна лінія зв'язку з покращеними характеристиками. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, К. О. Домрачева, Є. О. Шестопал. Вісник університету «Україна». Серія:інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика.- 2019.- №1(22).- С.210-219.

6. Кушнір М. Я. Інформаційна безпека хаотичних систем зв'язку. М. Я Кушнір, А. І. Семенко, Г. В. Косован, Н. І. Бокла, Є. О. Шестопал. Вісник університету «Україна», серія «Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика. №1(22). Київ, 2019.-С 175-180.

6. Семенко А. І. Кодове розділення каналів у широкопasmовій телекомунікаційній системі з МІМО (2x2) при використанні модифікованої псевдовипадкової послідовності Голда. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, Є. О. Шестопал.

Вісник університету «Україна», серія «Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика. №2(23). Київ, 2019.-С 37-44.

7. Kushnir M. Increasing the Cryptosecurity of Telecommunication Systems with Spread Spectrum by Using Pseudorandom Sequences Based on Two Ergodic Chaotic Signals. M. Kushnir, A. Semenko, G. Kosovan, N. Bokla, Y.Shestopal. 2019 3rd International Conference on Advanced Information and Communications Technologies, AICT 2019 – Proceedings (pp. 455–458). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. (Scopus).

8. Semenko A. Mathematical model of telecommunication system with MIMO 3x3 A. Semenko, Y. Shestopal, S. Kriviy, N. Bokla. 2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics, UkrMiCo 2019 - Proceedings, 2019, 9165373 (Scopus).

9. Семенко А. І. Спосіб визначення відношення сигнал/шум в радіорелейній системі зв'язку. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, Є. О. Шестопал. Патент України UA 142393, заявка 2019 06562 від 12.06.201, публікації Pelishok V, Shestopal Ye, Semenko A, 10.06.20, бюл. №11.

10. Pelishok V. Selection of efficient digital phase modulation in telecommunication system. V. Pelishok, Ye. Shestopal. A. Semenko. The International Scientific Periodical Journal "Modern Technology and Innovative Technologies", No. 15, 2021, pp.62-67.

## ANNOTATION

**Shestopal Y.O. Methods of improving of the energy efficiency and secrecy in digital radio relay transmission systems.** - On the rights of the manuscript.

The thesis on acquisition of a scientific degree Candidate of Technical Sciences on a specialty 05.12.02 "Telecommunication systems and networks". - National Aviation University of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2021.

Despite the variety of wireless transmission systems, digital radio relay transmission systems remain relevant for communication in mountainous areas and megacities with dense complex buildings or where it is impossible to lay cable lines. Radio relay transmission systems are indispensable for the organization of field communication in combat, mobile communication systems, the State Emergency Service of Ukraine. It is important to ensure the minimum power of the transmitters to reduce the harmful effects of electromagnetic radiation on the environment and the secrecy of information transmission.

Actual scientific and technical problem is solved in this thesis, which consists in a new complex approach to provide the minimum power of transmitters of digital radio relay stations, sufficient to obtain the given error probability of signal reception, and improved secrecy of information transmission in radio relay transmission system.

To increase the frequency efficiency of the system using PSK signal, which inevitably leads to a deterioration of the noise immunity of the system. Using a coefficient of energy efficiency, studies of the influence of the type of signal modulation on the power of the transmitter of the radio relay station were carried out. It is shown that the best results for the system energy are achieved when using QPSK signal, which provides the minimum power of the transmitter. This also improves the noise immunity of the system. With a constant bandwidth of the radio channel, the only way to increase the frequency efficiency of the system is the use of ASK signal.

In the receiver, depending on the signal attenuation in the channel, the maximum value of the weak signal can be perceived as an intermediate value of the stronger signal. The paper proposes a method of level determination of multi-position ASK signal using an additional testing pulse with maximum amplitude at the beginning of the cycle, which sets the maximum output voltage of the amplifier for this signal according to the maximum signal level.

In the development of a telecommunications system, an important task is to determine the signal-to-noise ratio and signal level, which can not be practically determined by calculations, as the signal passes a complex path with refraction from random interference and processing in the RAKE-receiver.

A method is proposed for determining the signal-to-noise ratio and the error signal level is measuring the noise power during the zero bits as well as the sum of the signal and noise. Using an electronic computing device, the noise power, signal power, signal-to-noise ratio, and error signal are determined, which is transmitted to the transmitter via a feedback channel to create an automatic transmitter power control system. At the same time automatic adjustment of the transmitter power both in duplex and simplex radio relay system can be carried out. Since the speed of the automatic control system is not critical, the system includes an integrating correction filter with a large time constant, which



exceeds at least 5 times the time constant of the dynamic circuits that ensure guaranteed stability of the system.

In the development of telecommunication systems, it is effective to use a broadband noise-like signal with a large base, which provides increased noise immunity of systems under conditions of narrowband and broadband interference, improved electromagnetic compatibility of systems and secrecy of information transmission. The use of a broadband signal provides improved processing of short pulses of the multibeam signal, which occurs in the presence of interference.

In real systems, in addition to internal thermal noise, there is the influence of external interference, which inevitably affects the radio channel. It is found that regardless of the specific band of the interference spectrum, the signal-to-noise ratio at the output of the correlator behaves as if the interference power was equally distributed in the signal frequency band, adding additional noise to its own noise. Moreover, the total noise has the properties of normal Gaussian noise. If transmitter operates in normal mode with a high power signal nearby a broadband wireless system and it does not try to harm the system, there is a narrowband interference, the spectrum width of which is much less than the useful signal spectrum width.

Achieving high noise immunity of such a system in narrowband noise (without the use of the brute force method with increased transmitter power) is possible only by expanding the signal spectrum as much as possible without changing its duration.

As a deliberate counteraction to the operation of the broadband system, special services use a noise barrier, trying to create a noise with a spectrum width approaching the practical width of the signal spectrum. Gaining the signal-to-noise ratio as the signal spectrum width increases will make it possible to reduce the signal power to the value required to obtain a given probability of signal reception error. Obviously, the larger the base of the broadband signal, the more difficult it will be to interfere. Expansion of the signal spectrum at constant energy and signal duration reduces its spectral density, masking it under noise.

The broadband signal is formed by the direct spread spectrum using a number of known modulating pseudo-random sequences (PRS) of the m-sequence, Gold's PRS,

Kasami's one and others. But such systems cannot be considered protected from unauthorized access. A significant increase in the transmission secrecy provides the creation and use of a broadband noise-like PRS signal based on chaos. The use of dynamic chaos provides the possibility of a completely new approach to the formation of PRS. This opens the possibility to find a new class of PRS, the structure of which is almost impossible to reproduce, so their use provides increased confidentiality of information.

PRS generators are built on the basis of one-dimensional chaotic mappings - logistic, quadratic and cubic, which are chaotic systems. The preliminary analysis confirms a wide range of encryption keys in the formation of PRS based on chaotic mappings. Studies have shown that the implementation of PRS with six secret keys based on PRS with 2 chaotic signals should be considered effective. Such systems are almost impossible to disclose to attackers, unlike systems with known PRS.

The paper proposes a broadband radio relay transmission system with a noise-like signal with two separate antenna channels, in which code division of channel signals is carried out.

It should be noted that when using radio relay transmission systems in the metropolis, there are interferences in the form of reflected signals coming through large side lobes of antennas having a small size: open diameter up to 2 m. Therefore, it is important to use signal processing receivers.

A prerequisite for the development of the telecommunication system is the transmission of a broadband signal in a radio channel with a minimum bandwidth due to the lack of frequency resource and reducing the power of external interference passing to the radio channel from the environment. To do this, the signal speed is reduced by 2 times, which ensures the use of a radio channel with a 2 times reduced bandwidth. To further reduce of the radio channel bandwidth in 2 times uses QPSK signal with signal generation using a modified Gold's PRS.

The system uses frame synchronization with the formation of a marker signal in the transmitter. The synchronizer generates clock signals using the autocorrelation reception of the intermediate frequency signal, which are fed to the reference signal generators of the correlators of RAKE-receivers. When combining the signals of the rays

on the principle of the maximum signal-to-noise ratio, their signal-to-noise ratio is weighed and then added. Addition with the maximum signal-to-noise ratio gives the average signal-to-noise value at the output of each RAKE-receiver. Transmission of the signal-to-noise ratio value to the input of RAKE-receivers, increased by 4 times compared to the input value, allows to obtain an increased signal-to-noise ratio at the output of the system.

**Keywords:** telecommunication system, communication channel, broadband signal, pseudo-random sequence, chaos, signal processing, signal manipulation, transmitter power, signal-to-noise ratio, radio transmission system, multi-beam propagation.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП.....</b>	<b>14</b>
<b>РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЦРСП.....</b>	<b>20</b>
<b>1.1. Особливості ЦРСП.....</b>	<b>20</b>
<b>1.2. Принципи побудови РРС в ЦРСП.....</b>	<b>28</b>
<b>1.3. Сучасні РРС в ЦРСП.....</b>	<b>37</b>
<b>Висновки за розділом 1.....</b>	<b>43</b>
<b>РОЗДІЛ 2 ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ЦРСП ПРИ ВИКОРИСТАННІ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО СИГНАЛУ.....</b>	<b>45</b>
<b>2.1. Вплив виду модуляції сигналу на потужність передавачів ЦРСП.....</b>	<b>45</b>
<b>2.2. Вибір ефективної фазової модуляції сигналу при наявних ресурсах системи .....</b>	<b>53</b>
<b>2.3. Створення ЦРСП з покращеним прийманням амплітудно- модульованого сигналу.....</b>	<b>60</b>
<b>Висновки за розділом 2.....</b>	<b>66</b>
<b>РОЗДІЛ 3. АВТОМАТИЧНЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ПЕРЕДАВАЧІВ ЦРСП.....</b>	<b>67</b>
<b>3.1. Розробка методу визначення відношення сигнал/шум і рівня сигналу в ЦРСП.....</b>	<b>67</b>
<b>3.2. Створення ЦРСП з автоматичним регулюванням потужності передавачів.....</b>	<b>71</b>
<b>Висновки за розділом 3.....</b>	<b>78</b>

<b>РОЗДІЛ 4. СТВОРЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОЇ ЦРСП З ШИРОКОСМУГОВИМ СИГНАЛОМ.....</b>	<b>79</b>
<b>4.1. Переваги телекомунікаційних систем з широкосмуговим сигналом.....</b>	<b>79</b>
<b>4.2. Створення широкосмугової ЦРСП з використанням ПВП на основі хаосу.....</b>	<b>82</b>
<b>4.3. Комплексна оптимізація ЦРСП з широкосмуговим сигналом за критерієм енергетичної ефективності.....</b>	<b>96</b>
<b>Висновки за розділом 4.....</b>	<b>103</b>
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>105</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>107</b>
<b>Додаток 1. Акт впровадження результатів дисертації в навчальний процес Університету «Україна».....</b>	<b>114</b>
<b>Додаток 2. Акт впровадження результатів дисертації в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут.....</b>	<b>115</b>
<b>Додаток 3. Акт впровадження результатів дисертації в навчальний процес Київському коледжу зв'язку.....</b>	<b>116</b>

## ВСТУП

### ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми.** В даний час в експлуатації знаходиться велика кількість ЦРСП, електромагнітне випромінювання передавачів яких в навколишнє середовище шкідливо впливає на здоров'я людей при рівні понад 10 мкВт / см<sup>2</sup>. При роботі систем в умовах опадів має місце значне загасання сигналу тим більше, чим більші інтенсивність опадів і робоча частота.

В умовах бойових дій польова система зв'язку будується в тому числі на ЦРСП, використання яких потребує виконання умов скритності передачі інформації.

Тому ЦРСП потребують, як правило, підвищених енергоефективності та скритності передачі, електромагнітної сумісності з працюючими поряд радіоелектронними пристроями, а також підвищеної завадостійкості в умовах дії завад в радіоканалі.

В наукових працях відомих вчених Зюко А. Г., Кловського Д. Д., Ніколаєва Б. І., Цикіна І. А., Стеклова В. К., Захарченка М. В., Беркман Л. Н., Климаша М. М., Сукачева Е. О., Почерняєва В. М., Сайко В. Г., Прокіса Дж. наведений аналіз та синтез телекомунікаційних систем за критерієм енергетичної ефективності, спектральної ефективності, інформаційної ефективності. На даний час важливо мати наукову працю, в якій цілеспрямовано комплексно розглядаються методи підвищення енергоефективності систем та скритності передачі інформації, а також їх завадозахищеності. Дана робота має мету вирішити ці задачі, що підкреслює її актуальність.

#### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**

Інформаційною базою досліджень є законодавчі та нормативно-правові акти Верховної Ради України, Кабінету Міністрів України, Міністерства інфраструктури України та Державної служби спеціального зв'язку і захисту інформації України.

Обрані напрямки дисертаційних досліджень безпосередньо пов'язані із науково-технічними задачами, сформульованими в постанові Кабінету Міністрів України № 942 від 7.09.2011 р. зі змінами, внесеними постановою № 556 від 23.08.2016 р. «Про затвердження переліку пріоритетних тематичних напрямів наукових досліджень і науково-технічних розробок на період до 2020 року». Тема роботи пов'язана з виконанням науково-дослідної роботи «Реальна пропускна здатність безпроводових телекомунікаційних систем» - № держреєстрації 0114U002403, а також науково-дослідної роботи на тему «Дослідження енергетичної ефективності радіорелейних систем зв'язку» за планом наукових досліджень кафедри комп'ютерної інженерії відкритого міжнародного університету розвитку людини «Україна».

**Мета і задачі досліджень.** Метою роботи є підвищення енергетичної ефективності та скритності передачі інформації в ЦРСП з кодовим розділенням каналів та з застосуванням широкосмугових сигналів з використанням багатопозиційних фазомодульованих та амплітудно-модульованих сигналів, ПВП на основі хаосу та адаптивних систем автоматичного регулювання передавачів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні науково-технічні задачі:

- проаналізувати стан використання ЦРСП;
- дослідити вплив видів модуляції сигналу на потужність передавачів ЦРСП та обрати найкращий із них;
- розробити метод підвищення ефективності використання багатопозиційного амплітудно - модульованого сигналу;
- розробити метод визначення відношення сигнал/шум та окремо рівня сигналу помилки в телекомунікаційній системі;
- розробити алгоритми створення систем автоматичного регулювання потужності передавачів ЦРСП в умовах опадів;
- використати ПВП на основі хаосу для створення ЦРСП з широкосмуговим сигналом з підвищеною скритністю передачі інформації;
- удосконалити ЦРСП з кодовим розділенням каналів та з широкосмуговим

сигналом з застосуванням двох окремих антенних каналів шляхом використання модифікованої ПВП Голда, а також оптимальною обробкою сигналу в приймачі.

*Об'єкт дослідження* – процеси створення ЦРСП з покращеними енергетичною ефективністю та скритністю.

*Предмет дослідження* – методи забезпечення мінімальної потужності передавачів ЦРСП, достатньої для одержання заданої ймовірності помилки приймання сигналів і покращення скритності передачі інформації.

**Методи дослідження.** Для розв'язання поставлених в дисертації задач використані загальна теорія електрозв'язку, теорія інформації, теорія випадкових процесів, теорія ймовірності, теорія хаосу, теорія автоматичного регулювання, програмне забезпечення Matlab.

Підвищення енергетичної ефективності систем здійснюється зменшенням потужності передавачів з використанням сприятливих методів модуляції і автоматичного регулювання потужності та шляхом оптимальної обробки широкопasmового сигналу в приймачі з досягненням підвищеного відношення сигнал/шум, що еквівалентно зменшенню потужності передавача до величини, необхідної для забезпечення допустимої ймовірності помилки приймання сигналу.

Покращення скритності передачі інформації забезпечується використанням сигналу з ПВП на основі хаосу для створення широкопasmового сигналу, а також кодового розділення каналів.

**Наукова новизна одержаних результатів.** До основних нових наукових результатів, які одержані в дисертаційній роботі, слід віднести наступні:

1. Одержали подальшого розвитку методи підвищення енергетичної ефективності ЦРСП шляхом використання багатопозиційних фазомодульованого та амплітудно-модульованого сигналів, що надало змогу досягти мінімальної потужності передавачів з виграшем від 2,7 дБ в порівнянні з іншими видами модуляції.

2. Одержав подальшого розвитку метод визначення відношення сигнал/шум та окремо сигналу помилки, які використані для створення адаптивних систем



автоматичного регулювання потужності передавачів ЦРСП, що надало змогу при наявності опадів зменшити до 15 дБ на частоті 10 ГГц мінімальну потужність передавачів, необхідну для заданої ймовірності помилки приймання сигналу.

3. Одержав подальшого розвитку метод підвищення скритності передачі інформації в ЦРСП з широкосмуговим сигналом шляхом використання ПВП на основі хаосу, що надало змогу підвищити скритність передачі інформації.

4. Удосконалено ЦРСП з кодовим розділенням сигналів в 2-х антенних каналах, в яких передається широкосмуговий сигнал, створений з використанням модифікованої ПВП Голда, що дало змогу забезпечити збільшення на 6 дБ відношення сигнал/шум на вході демодуляторів.

### **Практичне значення одержаних результатів.**

Одержані в дисертації результати доведені до можливості їх прикладного інженерного використання при розробці конкретних ЦРСП з заданими параметрами.

Виконані дослідження впливу видів модуляції сигналу на енергетику телекомунікаційних систем показали, що найкращі результати дає використання сигналу ФМ-4, який на 2,7дБ і більше забезпечує вигравш в порівнянні з іншими видами модуляції сигналу.

Розроблений метод покращення ефективності приймання багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу дозволяє чітко визначити рівні сигналу та збільшити кількість позицій сигналу при даній заваді.

Запропонований метод визначення відношення сигнал/шум та окремо рівня сигналу дозволяє шляхом використання цифрового обчислювального пристрою визначити рівень сигналу помилки для систем адаптивного автоматичного регулювання потужності передавачів ЦРСП.

При розробці систем важливо використати запропоновані алгоритми модернізації РРС шляхом введення додаткових пристроїв для створення каналів зворотного зв'язку.

При проектуванні ЦРСП з максимальною скритністю передачі сигналу пропонується створювати широкосмуговий сигнал з використанням ПВП, складених за модулем «2» із 2-х ПВП на основі хаосу. Використання таких ЦРСП актуально для скритної передачі інформації в урядових службах, військових формуваннях, мережах мобільного зв'язку, сервісних службах енергетики та Нафтогазу.

Використання запропонованої ЦРСП з широкосмуговим сигналом, що передається в 2-х окремих антенних каналах та здійснюється кодове розділення каналів з використанням модифікованої ПВП Голда, дозволяє здійснити оптимальну обробку сигналу в приймачі з одержанням підвищеного відношення сигнал/шум, що забезпечує використання мінімальної потужності передавача, достатньої для допустимої ймовірності помилки приймання сигналу.

Нові теоретичні і практичні результати дисертації знайшли використання в лекційних матеріалах для викладання студентам фахових дисциплін, при розробці методичних посібників практичних та лабораторних робіт, при виконанні курсових та дипломних робіт.

**Публікація результатів дисертації.** За результатами дисертаційної роботи здійснено 11 публікацій - 2-Scopus, 6–фахові видання України, в т.ч.1 Index Scopus, 3-тези міжнародних науково-технічних конференцій, 1 стаття в зарубіжному періодичному виданні, одержано 1 патент України на корисну модель.

**Апробація результатів дисертації.** Основні наукові результати дисертаційної роботи доповідалися особисто автором на 3-х міжнародних науково-технічних конференціях з публікацією тез доповідей.

**Особистий внесок здобувача.** У роботах, написаних у співавторстві, автору належить: [1] – розробка методики обробки сигналу; [2,5] – розрахунок коефіцієнта ефективності системи; [3] – розробка методики автоматичного регулювання напруги; [4,6-8] – кореляційний аналіз сигналів; [9] – представлення параметрів моделі в комплексній формі; [10] – розробка методики вимірювання шуму та суми сигнал+шум; [11] – порівняльна оцінка методів модуляції.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, трьох додатків, списку використаних джерел із 64 найменувань і містить 116 сторінок, у тому числі 56 рисунків, 24 таблиці, 3 сторінки додатків.

## РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЦРСП

### 1.1. Особливості ЦРСП.

Першими багатоканальними безпроводовими телекомунікаційними системами стали радіорелейні лінії, які стали основою побудови цифрових радіорелейних систем передачі (ЦРСП), що знайшли широке використання в регіонах, де кабельні канали прокласти неможливо [12-17].

В більшості випадків в радіорелейному зв'язку переважно використовуються діапазони частот: 2, 4, 6, 8 ГГц, а останнім часом 11, 12, 18, 38 ГГц і більше. На початку 80-х років у зв'язку з зростанням об'ємів передавання і завантаженням діапазонів дециметрових і сантиметрових хвиль іноземні фірми приступили до освоєння діапазонів міліметрових хвиль.

Радіорелейні системи (РРС), на основі яких створюються ЦРСП, доцільно розміщувати на наявних природніх пагорбах (рис. 1.1).

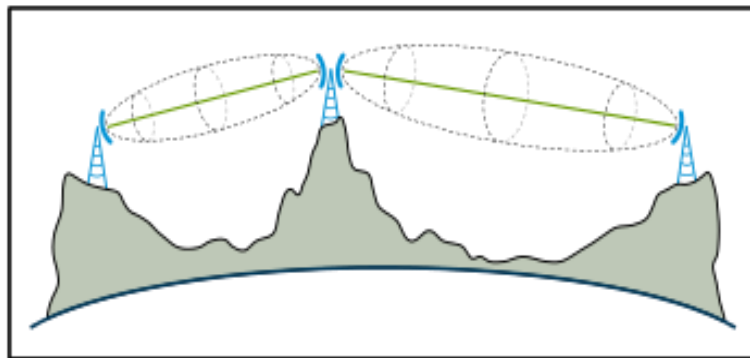


Рис. 1.1. Розміщення РРС на наявних природніх пагорбах.

В загальному випадку антени РРС розміщуються на спеціальних вежах.

Для організації радіорелейного зв'язку можуть використовуватись прив'язні аеростати (рис.1.2) [18].

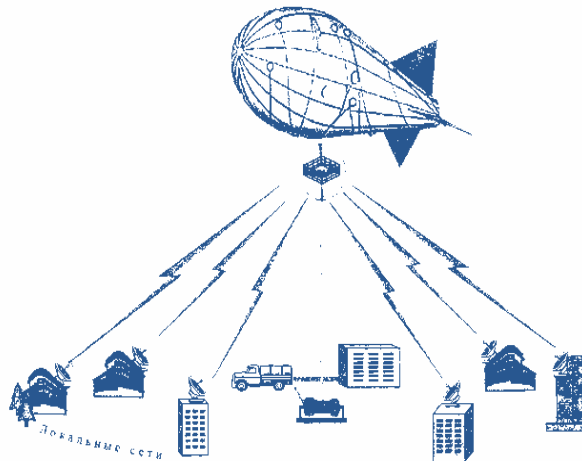


Рис. 1.2. Архітектура мережі зв'язку з використанням прив'язного аеростату.

Це найбільш дешева і проста технологія. Основна проблема — утримання станції над даною точкою здійснюється за допомогою троса, через який також подається живлення і інформаційні сигнали. Приклад успішної реалізації-система БАРС — Безпроводна Аеростатна Радіо Мережа [26]. Довжина троса - 1 км, радіус зони покриття 50-70 км. Випробування проведені в 1999 р. Використовується діапазон частот 22,5ГГц. Додатково можливо розміщення на аеростаті системи відеоспостереження за земною територією, екологічного моніторингу повітряного середовища.

Загальна схема організації зв'язку в ЦРСП наведена на рис. 1.3.

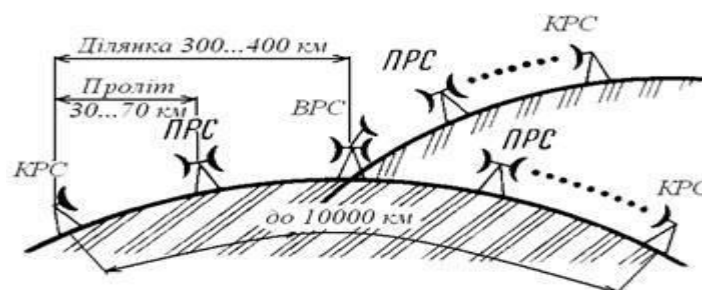


Рис. 1.3. Загальна схема організації ЦРСП: ПРС-проміжна РРС, КРС-кінцева РРС.

Основною особливістю побудови радіорелейних ліній зв'язку є вимога прямої видимості на всій трасі, яка визначається формулою [12]:

$$R = 4,12 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), [км], \quad (1.1)$$

де  $h_1, h_2$  – висота підвісу антен у м.

Місцевість вздовж траси має особливості, які впливають на роботу ЦРСП [17].

При поширенні сигналу через неоднорідне середовище виникає завмирання сигналу - федінг внаслідок виникнення багатопроменевого сигналу [19,20]. Особливо значний вплив на потужність передавача РРС надають втрати сигналу в атмосфері.

На трасі розповсюдження сигнал зазнає загасання в парах води та в кисні атмосфери (рис. 1.4) [21]. Втрати сигналу в спокійній атмосфері в парах води і кисню в діапазоні частот 53-69 ГГц досягають більше 1дБ/км і цей діапазон частот непридатний для створення ЦРСП.

Суттєве послаблення сигналу на трасі викликають опади – гідрометеори (рис. 1.5) [21]. Послаблення електромагнітної енергії відбувається внаслідок розсіювання (перевипромінювання) та поглинання (нагрівання), причому послаблення поглинанням більше, ніж послаблення, викликане розсіюванням для хвиль, зрівняних із краплями дощу й меншими від них. Особливо піддаються впливу гідрометеорів сигнали з частотою більш ніж 10 ГГц.

Для хвиль, більших від крапель, послаблення, викликане розсіюванням більше, ніж послаблення, викликане поглинанням. Кожна окрема крапля дощу вносить послаблення сигналу.

Під час дощу інтенсивністю більше 2,5 мм/год загасання сигналу досягає 2 дБ/км на частоті 90 ГГц (див. рис. 1.5) і при більшій інтенсивності дощу ЦРСП не можуть бути реалізовані.

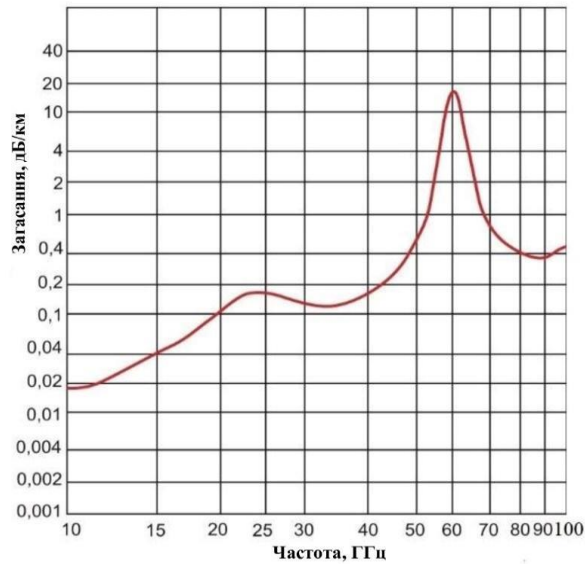


Рис. 1.4. Загасання сигналу в спокійній атмосфері.

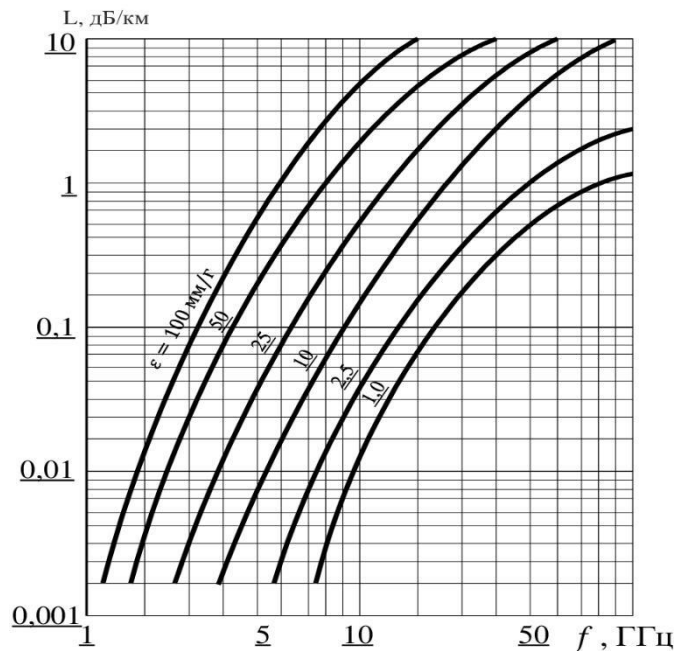


Рис. 1.5. Загасання сигналу при наявності дощу:  $\epsilon$  - інтенсивність дощу.

Вплив багатопроменевого завмирання на цифрову радіолінію видно з того, що:

- зменшується відношення сигнал/шум, що веде до збільшення ймовірності помилки приймання сигналу – BER (bit error rate);
- спотворюється форма імпульсу, тим самим збільшуючи міжсимвольну інтерференцію та ймовірність помилки приймання сигналу.

Система вважається неготовою, якщо BER перевищує  $10^{-3}$  для 10 послідовних секунд.

Якість та готовність ЦРСП можна визначити характеристиками [17]:

SES – сильно поразені секунди, BER -  $10^{-3}$ , виміряна за 1 секунду, BER -  $10^{-3}$  є величина, що непридатна для більшості послуг;

DM – деградуючі хвилини, BER -  $10^{-6}$  виміряна за 1 хвилину;

ES – секунди з помилками, ES – секунда, під час якої виникла хоча б одна помилка.

Відповідно до рекомендацій G.821 прийнятними для гіпотетичного еталонного з'єднання встановлені характеристики:

SES – BER не повинна перевищувати величину  $10^{-6}$  більше, ніж протягом 0,2% одnoseкундних інтервалів у, будь-який час;

DM - BER не повинна перевищувати величину  $10^{-6}$  більше, ніж протягом 10% одnoseкундних інтервалів у будь-який час;

ES – менше 8% одnoseкундних інтервалів можуть мати будь-які помилки.

На радіохвилі діапазону НВЧ ( $\lambda < 3\text{см}$ ) суттєвий вплив мають атмосферні опади-дощ та сніг, а також відбиття радіохвиль від земної поверхні.

Коли дощові краплі збільшуються за розміром, вони набувають форму, що відрізняється від сферичної. Це відхилення викликає їх розтягнення в горизонтальному напрямку, тому краплі будуть послаблювати горизонтально поляризовану хвилю за рахунок поглинання енергії більше, ніж вертикально поляризовану [17]. Тому зазвичай в ЦРСП використовується вертикальна поляризація сигналу.

При створенні ЦРСП основним завданням є використання мінімально можливої потужності передавачів РРС, на осові яких будуються ЦРСП. При цьому досягається мінімальний вплив електромагнітного випромінювання на здоров'я людей в зоні роботи станції, краща електромагнітна сумісність обладнання з обладнанням поряд, довготривалість роботи обладнання при живленні від акумуляторної батареї.



Потужність передавача РРС визначається формулою [21]:

$$P_{\Pi} = \frac{16\pi^2 D^2 kT \Delta f \gamma L}{\lambda^2 G^2 \eta \rho}, \quad (1.2)$$

де  $G$  - коефіцієнт підсилення антени (використовується одна антена для передачі і приймання сигналу, так як частоти приймача та передавача близькі, в розрахунках використовують коефіцієнт підсилення антени на меншій частоті);

$\eta$  - коефіцієнт енергетичного виграшу при кодуванні сигналу;

$\rho$  - коефіцієнт енергетичного виграшу при обробці сигналу.

В РРС зазвичай використовуються дзеркальні параболічні антени діаметром до 2 м з коефіцієнтом підсилення (рис. 1.6) [22]:

$$G = 6D_a^2 / \lambda^2, \quad (1.3)$$

де  $D_a$  - діаметр розкриву антени.

Тоді з рівняння (1.2) з урахуванням формули (1.3) отримаємо[21]:

$$P_{\Pi} = \frac{\pi^2 \lambda^2 D^2 kT \Delta f \gamma L}{2,25 D_a^4 \eta \rho}. \quad (1.4)$$

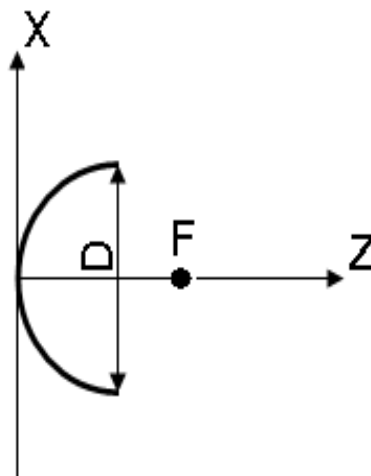


Рис. 1.6. Дзеркальна параболічна антена.

Як видно із формули (1.4), зменшити необхідну потужність передавача можна зменшенням параметрів  $T$ ,  $\Delta f$ ,  $\gamma$ .

Структурна схема вхідного ланцюга приймача, що визначає шумову температуру системи, наведена на рис. 1.7.

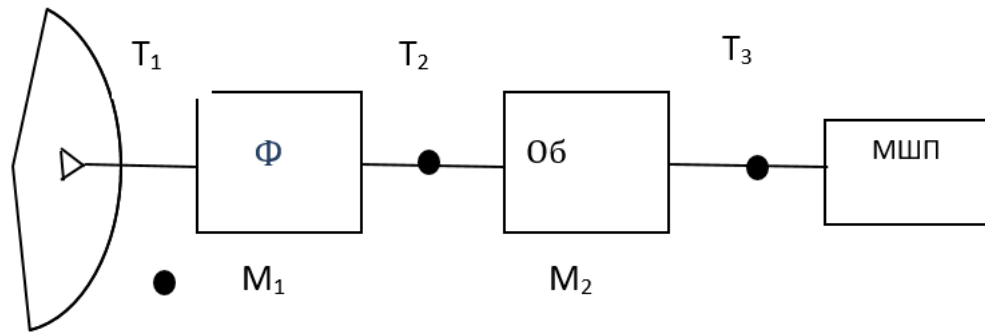


Рис. 1.7. Структурна схема вхідного ланцюга приймача: Ф-фільтр;Об-обмежувач; МШП-малешумливий підсилювач.

Виконаємо розрахунок приведеної до опромінювача антени шумової температури приймача [5,21]:

$$T = T_{ша} + T_1 + T_2 M_1 + T_3 M_1 M_2, \quad (1.5)$$

де  $T_{ша}$  - власна шумова температура антени;

$M_1$ ,  $M_2$  - коефіцієнт втрат сигналу в фільтрі та обмежувачі;

$T_1, T_2, T_3$  - ефективна шумова температура ланцюгів, приведена до входу:

$$T_1 = 290 (M_1 - 1), \quad (1.6)$$

$$T_2 = 290 (M_2 - 1), \quad (1.7)$$

$$T_3 = 290 (K_{шз} - 1), \quad (1.8)$$

де  $K_{ш3}$  - коефіцієнт шуму МШП.

При цьому коефіцієнт шуму приймача буде:

$$K_{ш} = (T_1 + T_2 M_1 + T_3 M_1 M_2) / 290 + 1. \quad (1.9)$$

Зменшення ефективної шумової температури приймача може бути досягнуто використанням на вході приймача фільтра та обмежувача з мінімальними втратами сигналу і особливо малошумливого підсилювача з мінімальним коефіцієнтом шуму.

Для покращення характеристик системи широко використовується кодування сигналу, яке може забезпечити енергетичний вигравш в системі  $\eta$  (табл. 1.1) [24].

Сучасні ЦРСП мають режим адаптивного адаптивного приймання сигналу [24], зокрема автоматичного зменшення смуги пропускання радіоканалу і відповідно швидкості передачі сигналу при збільшенні загасання сигналу внаслідок опадів, що дозволяє одержувати відношення сигнал/шум, необхідне для даної ймовірності помилки приймання сигналу (рис. 1.8).

Адаптивний режим роботи ЦРСП також забезпечує розглянутий нижче в роботі метод автоматичного регулювання потужності передавачів, особливо в умовах опадів, які суттєво послаблюють рівень сигналу.

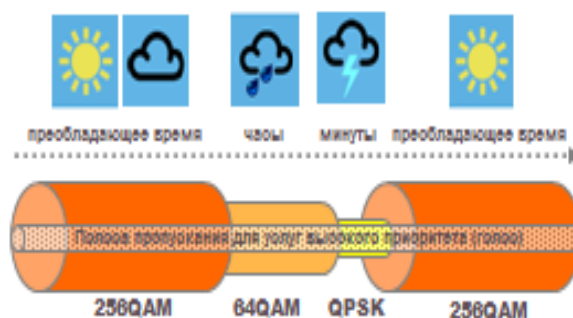


Рис. 1.8. Адаптивний режим роботи РРС.

Таблиця 1.1. Енергетичний виграш кодування.

№з/п	Вид коду	$\eta$ , дБ
1	Блоковий	$2,43 - P_{\text{пом}} = 10^{-6}$
2	Код Хеммінга	$2,34 - P_{\text{пом}} = 10^{-6}$
3	Згортковий, декодер Вітербі	$6,9 - P_{\text{пом}} = 10^{-6}$
4	Код Голя	$5,6 - P_{\text{пом}} = 10^{-6}$
5	Каскадний код: зовнішній Ріда-Соломона, внутрішній згортковий	$8,3 - P_{\text{пом}} = 10^{-6}$
6	Турбокод на основі 2-х згорткових кодів	$9,8 - P_{\text{пом}} = 10^{-5}$

## 1.2. Принципи побудови РРС в ЦРСП.

Функціональна схема РРС наведена на рис. 1.8.

Головним завданням побудови РРС є забезпечення мінімальної потужності передавачів, головним чином за рахунок збільшення чутливості приймача. Для цього, використовують елементи вхідного ланцюга - фільтра (табл. 1.2), обмежувача з мінімальними втратами сигналу та малошумливого підсилювача (табл. 1.3).

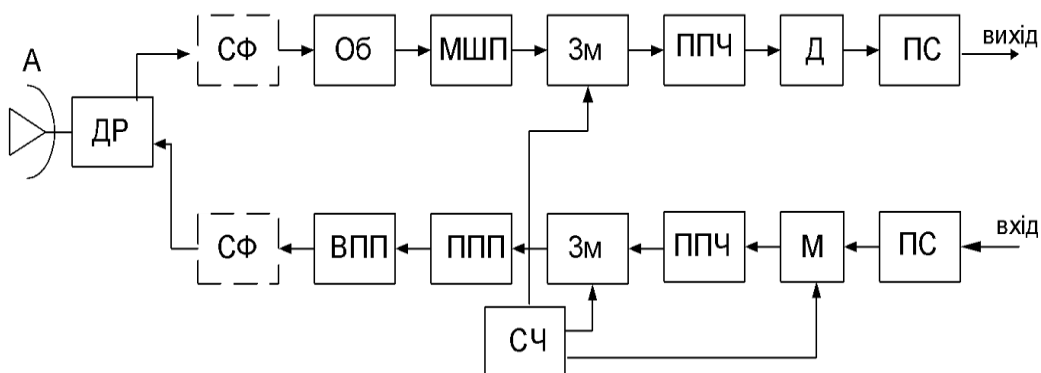


Рис. 1.9. Функціональна схема РРС: А-антена; ДР-дуплексер; Д-детектор; ПС-підсилювач; СФ-смуговий фільтр; М-модулятор; Об-обмежувач; ППП-попередній підсилювач

потужності; МШП-малощумливий підсилювач; ВПП-вихідний підсилювач потужності; Зм-змішувач; СЧ-синтезатор частоти; ППЧ-підсилювач проміжної частоти.

Слід зазначити, що найкращу прямокутність мають акустoeлектронні фільтри (рис. 1.10), використання яких максимально знижують позасмугові завади в тракті проміжної частоти.

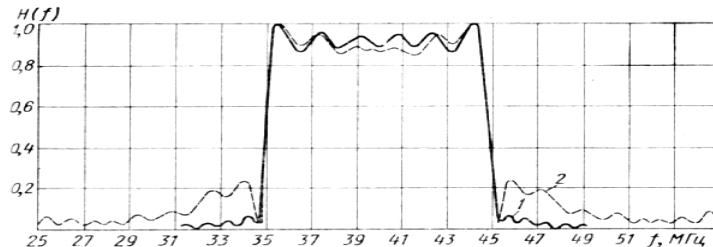


Рис. 1.10. АЧХ смугового фільтра на основі п'єзокварцу.

Для підключення до загальної антени передавача та приймача використовують дуплексер з мінімальними втратами сигналу (рис. 1.11).

Для зменшення потужності енергоспоживання станції ефективно використовувати підсилювачі потужності на основі нітрид-галієвих транзисторів, які мають в 1.5-2 рази кращий коефіцієнт корисної дії в порівнянні з арсенід-галієвими транзисторами [25].

Революційним напрямом в розвитку потужних компонентів СВЧ став напрямок широкозонних напівпровідникових матеріалів (карбиду кремнію SiC і нітриду галію GaN) і приладів на їх основі (табл. 1.4). Сьогодні провідні компанії світу по виробництву компонентів, що застосовуються в твердотільних підсилювачах потужності, розвивають насамперед технології на основі нітриду галію GaN. Удосконалення GaN-пристроїв на основі GaN-on-SiC HEMT-технологій йде в наступних напрямках: збільшення максимальних потужностей, щільності потужності, максимальної напруги, збільшення верхнього діапазону надвисоких частот (перспективні розробки спрямовані на досягнення C, X, Ku діапазонів довжин хвиль); зменшення вартості до рівня один долар за один ват, підвищення надійності, радіаційної стійкості, зменшення габаритів виробів. Чим більше ширина забороненої зони, тим вище допустима робоча температура і тим більше

зрушать в короткохвильову область спектр робочого діапазону частот приладів. розмірам, надійності і ціною.

Рухливість носіїв струму в значній мірі визначає частотні характеристики напівпровідникових приладів. Для створення приладів НВЧ застосовуються напівпровідникові матеріали, що володіють високими значеннями рухливості носіїв заряду і здатні працювати при високих температурах і високому рівні радіації, що дуже важливо для космічної промисловості. Все ще проблемними, але поступово вирішуваними завданнями GaN-технології, залишаються забезпечення відводу тепла від активної структури кристала і вирощування епітаксійних структур GaN. Висока щільність потужності НВЧ транзисторів, виконаних по GaN-технології, дозволяє істотно зменшити габарити і вагу твердотільного підсилювача

Таблиця 1.2. Порівняльні характеристики фільтрів.

	$f_{\min}$ МГц	$f_{\max}$ МГц	$\Delta f/f_0$ %	$K_{\Pi}$ (40/3дБ)	ТК $4 \times 10^6$ 1/град	Втр. дБ
Електричні фільтри						
1.LC	0,1	1000	0,3-100	2-3,2	100-300	2
2. RC-пасивні	0	1	20-100	40	100-300	7
3.RC-активні	0	12	21-60	65	80-200	7
4.Мікрострічкові	300	3000	2-30	1,9	20-120	2,0
5.Коаксіальні	300	10000	0,2-20	3,7	100-200	1,1
6.Хвилеводні	3000	40000	0,006-8	4,1	150-300	0,09
Твердотільні						
7.Електромех.	$10^{-4}$	1	0,01-10	1,8	5-50	2,14
8.На ДР	1000	10000	0,5-3	5,6	10-30	0,32
9.На монокр. фер.	300	40000	0,2-10	6,1	100-1000	0,73
Пьезоелектричні						
10.П'єзоквапрцові	$10^{-4}$	300	0,001-3	2,95	0,5-50	0,12
11.ПАХ	5,0	2000	0,1-60	1,45 (1,1)	10-80	0,48

Коефіцієнт теплопровідності матеріалу GaN більш ніж в 2 рази вище, ніж у GaAs, що дозволяє забезпечити краще і швидке відведення тепла від чіпа ММІС і більш високу щільність потужності. Твердотільні підсилювачі та інші вироби на базі GaN-технології відкривають широкі перспективи для розробки нових механізмів і модернізації вже працюючих виробів в важливих частотних діапазонах 1-4 ГГц, 2-6 ГГц, 4-12 ГГц, 6-18 ГГц, 2-20 ГГц, які можуть стати конкурентними ламповим приладів НВЧ по вихідній потужності, ККД, габаритним розмірам.

GaN-технологія поступово займає своє місце на ринку військових і космічних систем і зможе замінити частину GaAs ММІС продуктів в прийнятно-передавальних модулях АФАР сантиметрового і міліметрового діапазонів. Лідером у виробництві НВЧ підсилювачів на основі GaN-технології є компанія Sumitomo. В даний час компанія виробляє наступну продукцію:

- транзистори GaN HEMTs: для базових станцій, радарів і загального застосування;
- монолітні інтегральні схеми.

Таблиця 1.3. Малошумливі підсилювачі НВЧ.

	Фірма	Тип	Діапазон част., ГГц	$K_{ш}$ , дБ	$T_{ш}$ , К	$K_y$ , дБ
1	H.PACKAR	MSA-0500	0,02-2,8	1,06 – 1,2	20 - 60	12
2	Velocium	ALH 102	2-20	1,3 – 1,36	90 - 110	10
3	TriQuint	TGA8399B	6-13	1,75	145	25
4	TriQuint	TGA2801	28	2,6	223	16
5	UMS	CHA2069	18-31	2,5	228	22
6	UMS	CHA2069	55-65	4	442	20
7	Velocium	ALH 497	86-100	5	633	15

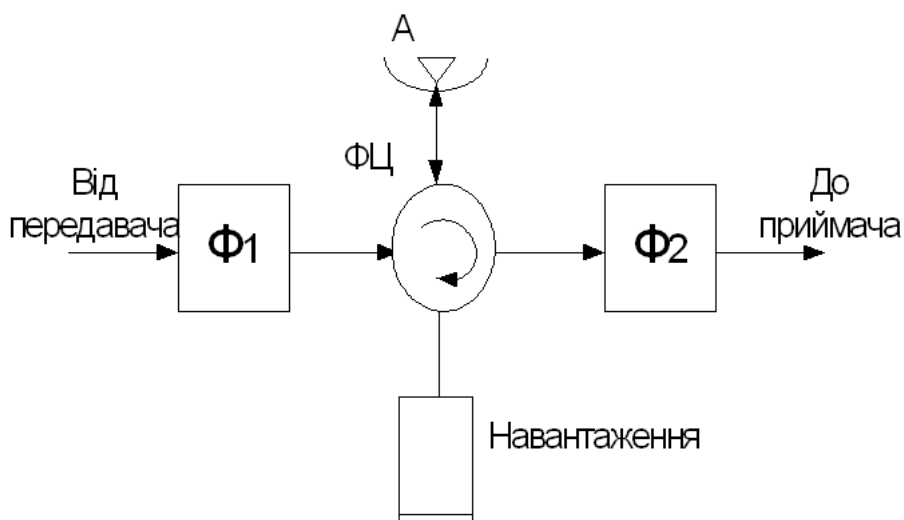


Рис. 1.11. Схема дуплексера.

Підсилювачі потужності НВЧ на основі GaN транзисторів мають істотні переваги в порівнянні з застосуванням GaAs транзисторів (табл. 1.5): ККД, вихідна потужність, коефіцієнт підсилення, напруга живлення (до 40В), гранична температура кристала. При цьому спрощується конструкція підсилювачів, зменшуються розміри і вага (рис. 1.12). Для виготовлення підсилювачів НВЧ авторами використаний GaN транзистор TGF2023-01. За S-параметрами, представленими на сайті фірми виробника, і за параметрами еквівалентної схеми TGF2023-01 були проведені розрахунки узгоджувальних ланцюгів за допомогою програми Microwave Office.

На підставі отриманих результатів розрахунків були виготовлені підсилювачі в гібридно-інтегральному виконанні. Кристал транзистора встановлений відповідно до рекомендації фірми виробника на паяльну пасту: золото 80%, олово 20% при температурі 280-300 град. Кристал транзистора з'єднаний з платами за допомогою зварювання золотим дротом діаметром 25мкм.

На рис. 1.13 представлена тестова плата з підсилювачем на транзисторі TGF2023-01, на якій виміряні параметри підсилювача: напруга на стоці транзистора  $U_c = 28\text{В}$ , струм стоку  $I_{c,пoc} = 0.125\text{мА}$ , коефіцієнт підсилення  $K_{y,лiн.} =$



15дБ, вихідна потужність  $P_{\text{вих}} = 4.5\text{Вт}$ , коефіцієнт корисної дії ККД = 55%, діапазон частот  $f = 5.8\text{-}7.2\text{ ГГц}$ .

Таблиця 1.4. Електричні властивості напівпровідникових матеріалів Si, GaAs, InP, 3-4-6H-SiC, GaN.

Властивості матеріалу	Одиниці вим.	Si	GaAs (AlGaAs/InGaAs)	InP (InAlAs/InGaAs)	3CS iC*	4HS iC*	6HS iC*	GaN (AlGaN/GaN)
Ширина забороненої зони, $E_g$	еВ при 300К	1.12	1.42	1.34	2.4	3.26	3	3.39
Рухливість електронів, $\mu_n$	300 К, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	150	8500	4600	1000	950	500	2000
Критичне електричне поле, $E_c$	МВ/см	0.02	0.4	0.5	2.0	2.2	2.5	5.0
Коефіцієнт теплопровідності, $K$	Вт/см*К при 300 К	1.5	0.55	0.7	3.0-4.0	3.0-4.0	3.0-4.0	1.3
Діелектрична проникнен., $\epsilon$	-	11.6	12.8	12.5	9.7	10	10	9.5
$C F_oM^{**}$	-	1	8.5	21	-	250	-	660

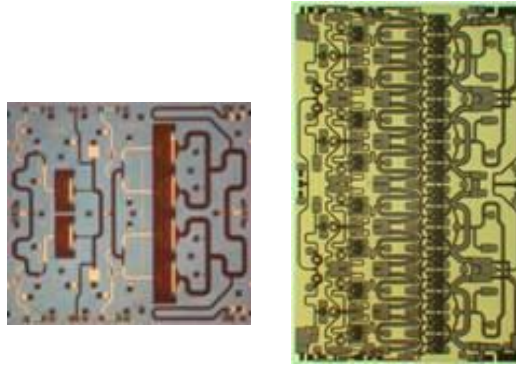
\* 3С, 4Н, 6Н - передбачувані кристалічні структури SiC матеріалів.

\*\*  $C F_oM$  (Combined Figure of Merit) - коефіцієнт якості матеріалу по відношенню до кремнію (Si - Silicon) для потужності і частоти.

Таблиця 1.5. Енергетичні характеристики підсилювачів С-діапазону.

№ за/п	Параметр Технологія	Вихідна потужність,Вт	Потужність живлення, Вт	ККД, %
1	GaAs	2	33	6

2	GaAs	5	48	10,4
3	GaN	2	17	11,8
4	GaN	5	24	20,8



a) GaN 10GHz / 40W (18 мм<sup>2</sup>)      b) GaAs 10GHz / 20W (41 мм<sup>2</sup>)

Рис. 1.12. Конструкції МІС підсилювачів.

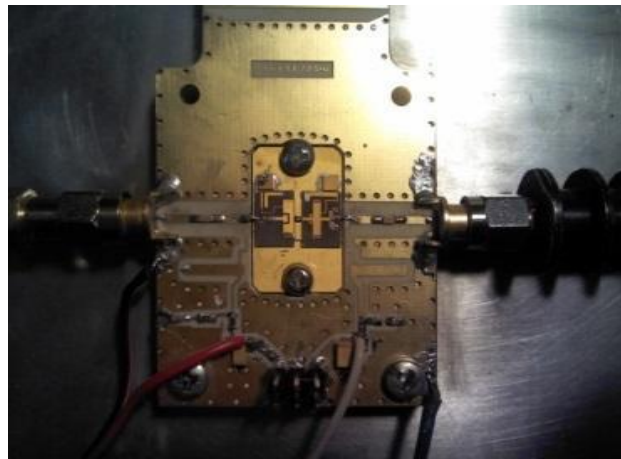


Рис. 1.13. Підсилювач на транзисторі TGF2023-01.

В табл. 1.6 наведені параметри підсилювачів на основі транзистора GF2023-01.

Вимірювана амплітудно-частотна характеристика підсилювача з вихідною потужністю 25-30 Вт приведена на рис. 1.14.

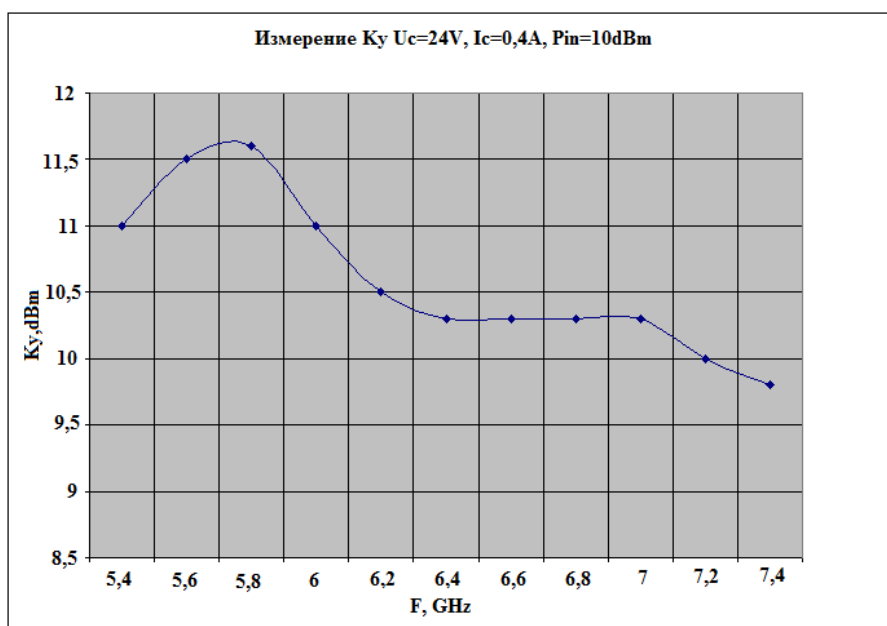


Рис. 1.14. Вимірювана амплітудно-частотна характеристика підсилювача з вихідною потужністю 25-30 Вт.

Таблиця 1.6. Параметри підсилювачів на транзисторі GF2023-01 ( $U_c=24V$ ,  $I_c = 0.125mA$  - для Ku 0.250mA).

Діапазон частот	C-band 5.8-7.2ГГц	X-band 7.9-8.4 ГГц	Ku-band (01x2) 13.75-14.5ГГц
Коефіцієнт підсилення, лін. режим, dB	14	13	9
Вихідна потужність, dBm	36 ( $I_c=0.250mA$ )	36 ( $I_c=0.250mA$ )	38 ( $I_c=0.500mA$ )

Освоєна технологія дозволила розробити на основі GaN підсилювачі потужності НВЧ С и Ku- діапазонів (табл. 1.7, 1.8).

Таблиця 1.7. Підсилювачі потужності НВЧ на основі GaN транзисторів С – діапазона.

Модель	Діапазон робочих частот, ГГц	Вихідна потужність, Вт	Потужність живлення, Вт	ККД, %
C-band 2	5.85-7.025	2	16	12.5
C-band 5	5.85-7.025	4	26	19
C-band 10	5.85-7.025	6	50	20
C-band 20	5.85-7.025	8	75	26
C-band 40	5.85-7.025	25	134	29.8

На рис. 1.15 показаний зовнішній вид підсилювача потужності НВЧ діапазону 29-31GHz з вихідною потужністю 4W, ККД 5,5%.

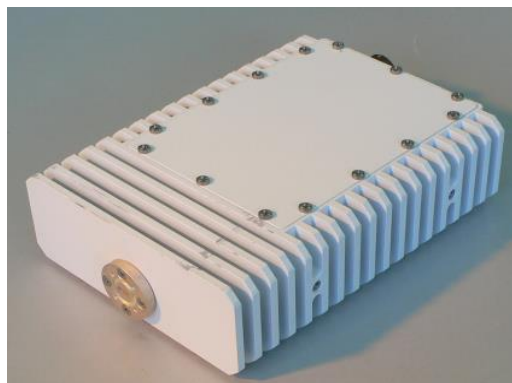


Рис. 1.15. Зовнішній вид підсилювача потужності НВЧ діапазону 29-31GHz з вихідною потужністю 4W, ККД 5,5%.

Таблиця 1.8. Підсилювачі потужності НВЧ на основі GaN транзисторів Ku-діапазона.

Модель	Діапазон , ГГц	Вихідна потужність, Вт	Потужність живлення, Вт	ККД, %
Ku-band 2	13.75-14.5	2	19	10

Ku-band 4	13.75-14.5	4	30	13.3
Ku-band 6	13.75-14.5	6	42	14.2
K-band 8	13.75-14.5	8	50	16
Ku-band 25	13.75-14.5	25	230	10.08
Ku-band 40	13.75-14.5	40	280	14.2

### 1.3. Сучасні РРС в ЦРСП.

Останнім часом ведеться дискусія щод ролі та місця радіорелейного зв'язку в системі передачі інформації. Особливого заострення вона набула з початком широкого впровадження волоконно-оптичних ліній і та супутникового зв'язку, що мають можливість забезпечувати передачу даних на величезні відстані при мінімальному впливі на них зовнішнього середовища.

Однак, як показала практика, радіорелейній зв'язок не втратив актуальності, - це стало зрозуміло з початком проведення антитерористичної операції на Сході нашої країни. Справа в тому, що ЦРСП є важливою складовою у системі управління військами - з його допомогою здійснюється прив'язка пунктів управління частин та з'єднань до стаціонарної мережі зв'язку, особливо у випадках, коли бойові умови не дозволяють розгорнути проводові лінії зв'язку [26]. ЦРСП є важливими в умовах забезпечення скритного та безперервного управління військами під час проведення антитерористичної операції на Сході України.

Основні передумови, що визначають стійкий розвиток ЦРСП, є збереження їх досить високої питомої ваги на ринку надання телекомунікаційних послуг, умовно можна розділити на організаційні, технічні і технологічні.

#### 1. Організаційні передумови:

- об'єктивна необхідність підвищення пропускну здатності системи зв'язку, що пов'язана зі стійкою тенденцією зростання числа користувачів і все більшими можливостями розширення номенклатури та підвищення якості комунікаційних послуг;

- все більш яскраво виражений перехід до передачі даних (ПД) та мультимедійної інформації в тому числі й під час руху;
- зниженням питомої ваги передачі голосових повідомлень, поява стійкої тенденції до передачі різномірної інформації (ПД, відео, голос) у вигляді пакетів;
- можливості реалізації сучасних схем об'єднання і поділ цифрових потоків, каналів, повідомлень й сполучення різномірних ліній зв'язку з метою перерозподілу телекомунікаційного ресурсу на інформаційно важливих (пріоритетних) напрямках;
- можливості побудови розгалужених мереж ЦРСП з можливостями динамічної реконфігурації та адаптацією режимів роботи обумовлених потребами користувачів і впливом середовища розповсюдження.

## 2. Технологічні передумови:

- можливостями щодо впровадження автоматизації в управління процесами встановлення і ведення зв'язку, адаптивного регулювання потужності, зміни режимів роботи, безперервного контролю, забезпечення скритності передачі інформації;
- якості зв'язку і його підтримку на заданому рівні, документування (ведення реєстру подій і т.д.), зручності користування обладнанням, реалізації дистанційного керування обладнанням і т.д.

## 3. Технічні передумови:

- необхідність пошуку і застосування простих недорогих технічних (в тому числі і інтерфейсних) рішень для доведення різномірної інформації безпосередньо до споживача, в тому числі, що знаходиться в русі (використання технологій пакетних радіорелейних систем, LTE і т.д.), при роботі в умовах міжсимвольної інтерференції і складних радіоелектронних умовах (застосування сигнально-кодових конструкцій, багаточастотних сигналів OFDM, COFDM, ведення радіоелектронної боротьби і т.д.);
- необхідність забезпечення високої надійності функціонування обладнання і ліній зв'язку шляхом автоматизації управління ними, резервування

елементів основного обладнання, впровадження тестування ліній (мереж), шляхом широкого використання шлейфів по трактах інтерфейсу, необхідністю швидкого пошуку несправностей;

- використання сучасної елементної бази, мініатюризація надвисокочастотного (НВЧ) обладнання, освоєння більш високих ділянок діапазону НВЧ (з метою можливості більш компактного розміщення обладнання в одному малогабаритному контейнері) і т.д;

- використання шумоподібного сигналу, що надає можливість підвищити завадстійкості систем, елетромагнітної сумісності з поряд працюючими пристроями та скритності передачі інформації.

Конструктивно сучасні РРС виконані у вигляді моноблоку (рис. 1.16).

РРС, що працюють в складі інформаційної системи, розміщуються групою на спеціальній вежі (рис. 1.17).



Рис. 1.16. Конструкція сучасної РРС.

Практично широке використання набули низькошвидкісні та високошвидкісні РРС (табл. 1.9, 1.10).



Рис. 1.17. Розміщення групи РРС на спеціальній вежі.

Таблиця 1.9. Основні характеристики низькошвидкісних РРС.

	Тип	Астра –Ц	RapidLink 10	Natex-Microlink	NL29 NL299, CityLink	Mini-Link C	Canopy		NOKIA FLEXIHO PPER
	Виробник	Геліос-РРС, Квазар-мікро, Україна	Proxim, США	Натекс, Росія	Nera, Норвегія	Ericsson, Швеція	Motorola, США	Siemens, ФРН	Nokia, Фінляндія
1	Діапазон робочих частот, ГГц	10,38-11,7 (4,6,8,11,13, 15,18)	5,72-5,82	7,8,11,13,15, 18, 23,38	7,8,13,15	15,23,26, 38	5,25-5,85	SRA L	7,13,15,18,2 3,26,38
2	Пропускна здатність, Мбіт/с	2,048; 8,448; 17,184; 34,368.	0-10	4,1;8,44; 17,18; 34,3	8,44; 34,3	2,048; 4,1; 8,44; 17,8	10	2,048; 4,1; 8,44; 17,8	4,1; 8,44; 17,8; 34,3
3	Потуж. передав., дБм	16,9	18	24 - 15	29,5-21	25 -15	18	24 - 17	20-16
4	Тип антени	Дзерк, D=0,3;0,6; 1,2 м	Плоска ФАР, 0,46x 0,46 м	Дзерк, D=0,3; 0,6; 1,2; 1,8м	Дзерк, D=0,3; 0,6; 1,2 м	Дзерк, D=0,3; 0,6; 1,2 м	Дзерк, D=1,2 м	Дзерк, D=0,3; 0,6; 1,2 м	Дзерк, D=0,3; 0,6; 1,2; 1,8м
5	Коеф. підсил. антени, дБ	20,7 (D=1,2м, 11ГГц)	18	20,7 (D=1,2м, 11ГГц)	20,7 (D=1,2м, 11ГГц)	37 D= 0,6м, 15 ГГц)	20,7 (D=1,2м, 11ГГц)	20,7 (D=1,2, 11ГГц)	20,7 (D=1,2м, 11ГГц)
6	Чутлив. приймача дБм	$K_{ш}= 3,5\text{дБ}$	-8 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>10</sup> )	-84 -- -91 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>-10</sup> )	-72 -- -75 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>-3</sup> )	-77 -- -89 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>-6</sup> )	-83 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>-6</sup> )	-84,5 --- 89,5 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>-3</sup> )	-80 -- -95 (р <sub>п.</sub> =10 <sup>-3</sup> )
7	Вид модуляції	ЧМ (FM2)	Квад- ратур. ФМ (QPSK)	Квад- ратурна ФМ (QPSK)	Квадр- атурна ФМ ( QPSK)	ЧМ4 (FM4)	ЧМ2 (FM2)	ЧМ2 (FM2)	Квадратур. ФМ (QPSK)
8	Живлення	~220 В, 24 В	~100- 240В, -36 - -60В	~220 В, 21,8-72 В	20 –60 В	39-72 В	24 В	20–60 В	20–60 В

Високу перешкодозахищеність ЦРСП НАТО TRC-4000 забезпечує антенна решітка, формує нулі діаграми спрямованості в напрямку приходу перешкоди [27].



Ця станція працює в мультисервісній мережі з комутацією пакетів в діапазоні частот 4,4-5 ГГц (Band IV). ЦРСП RL434A (НАТО) має широкий набір програмованих інтерфейсів і працює в діапазоні 1,35-1,85 ГГц (Band III). ЦРСП TN4100 (Франція) працює в діапазоні 1,35-2,3 ГГц (Band III +) за схемою «точка-многоточка» з 30 периферійними станціями і на магістралі в діапазоні 4,4-5 ГГц (Band IV), забезпечуючи передачу інформації зі швидкістю ~ 200 Мбіт / с.

Таблиця 1.10. Основні характеристики високошвидкісних РРС.

№ з/п	Параметри	ОАО «Олімп» Україна	НТЦ «Натекс» Росія	АО SAF Tehnik Латвія	Техно-Серв А/С, Росія	SIEMENS, меччина	BRIG WAVE ОМ. США
1	Робоча частота, ГГц	7.9-8.4	7;8;11;13;15; 19;22;26;38	7;13;18;38	5;6;7;8;11;13;15;18;23; 26;38	15;18;23;26	71-76, 81-86
2	Смуга проп., МГц	28	-	28	7;8;14;28;56	28;56	-
3	Пропускна здат., Мбіт/с	155	155	155	PDH8E1X75E1, SDH STM-1, 2STM-1	SDH STM-1	1250
4	Вид модуляції	128QAM	128QAM	QPSK, 16/32/128 QAM	QPSK 256 QAM	QAM	256 QAM
5	Потужність передавача,	22	24-15	24-14	24	19.5-14.5	21,7
6	Чутливість приймача, дБм	-	-68 для BER 10 <sup>-6</sup>	-71- -68 для BER 10 <sup>-6</sup>	--70 для BER 10 <sup>-6</sup>	-81.5-74 для	-57 для BER 10 <sup>-6</sup>
7	Діаметр антени, м	-	0.3-1.8	-	0.3-1.8	-	0.3-3

Сучасна вітчизняна РРС «Астра –Ц», (рис. 1.14, фірма Геліос-РРС, Квазар-мікро) має наступні характеристики [28]:

Діапазон робочих частот: 10,38-11,7 ГГц;

Пропускна здатність: 2,048; 8,448; 17,184; 34,368 Мбіт/с;

Потужність передавача: 16,9 дБм;

Тип антени: параболічна, дзеркальна, діаметром D = 0,3; 0,6; 1,2 м;

Коефіцієнт підсилення антени (D = 1,2 м; 11 ГГц): 20,7 дБ;

Вид модуляції: ЧМ (PSK);

Живлення: ~220 В, 24 В;

Робочі температури: -50 - +50 С<sup>0</sup>.



Рис. 1.18. PPC «Астра-Ц».

PPC «Гроза» (НВП «Радиозв'язок», Росія, рис. 1.19) має наступні характеристики [29]:



Рис. 1.19. PPC «Гроза».

Діапазон робочих частот: 4,4 - 5 ГГц;

Пропускна здатність: 155 Мбіт/с;

Тип антени: параболічна, діаметром  $D = 0,3; 0,6; 1,2$  м.

Однією з найважливіших складових транспортної мережі зв'язку військових систем зв'язку є мережа радіорелейного зв'язку. В даний час в Україні на озброєнні залишаються PPC дециметрового діапазону типу Р-409, Р-414, Р-419 Р-415, Р-416Г [27].

Сьогодні у військових з'єднаннях збройних сил України знайшли використання в ЦРСП новітні вітчизняні PPC: Р-450, Р-402.

В основі ключових рішень в розвитку ЦРСП провідну роль відіграють нові технології передачі і прийому сигналів. Як для магістрального напрямку розвитку фізичної основи таких мереж в зарубіжній пресі відзначається безумовне використання інтелектуальних (цифрових) антенних решіток і застосування технології МІМО (Multiple Input Multiple Output, множинний вхід - множинний вихід). Серед можливостей переді ставлять технологією цифрових антенних решіток (ЦАР) [13], в першу чергу, відзначається адаптивне управління орієнтацією максимумом парціальних променів, що дозволяє сфокусувати енергію сигналу в певних напрямках.

Перспективними напрямками розвитку ЦРСП є:

- створення високоефективних примаїльно-передавачів на основі застосування: - пристроїв адаптивної обробки широкосмугових сигналів (ШСС);
- автоматичного регулювання потужності передавачів;
- багатопроменевих антен і цифрових адаптивних антенних решіток.

Реалізація перерахованих технологій у військовій техніці радіозв'язку дозволить:

- створити високоефективну інтегровану автоматизовану систему зв'язку і управління військами і зброєю;
- здійснити глибоку уніфікацію функцій, що реалізуються засобами цифрового радіорелейного зв'язку.

### **Висновки за розділом 1.**

1. Радіорелейні лінії зв'язку були першими багатоканальними безпроводовими телекомунікаційними системами, які стали основою створення ЦРСП, актуальних для використання у випадках, коли кабельні канали неможливо прокласти.
2. Якість роботи ЦРСП в значній мірі залежить від характеру місцевості і кліматичних умов, особливо опадів.

3. При проектування радіорелейних ліній зв'язку актуальним є створення адаптивних систем, які забезпечують необхідну помилку приймання інформації при наявних умовах експлуатації.
4. ЦРСП є важливою складовою у системі управління військами - з їх допомогою здійснюється прив'язка пунктів управління частин та з'єднань до стаціонарної мережі зв'язку, особливо у випадках, коли бойова обстановка не дозволяє розгорнути провідні лінії зв'язку.
5. Сьогодні, у військових з'єднаннях збройних сил України знайшли використання ЦРСП з новітніми вітчизняними РРС Р-450, СРШ-5000 (Р-402).
6. Технічні рішення, які розроблені і підтверджені експлуатацією при створенні ЦРСП, стали основою для проектування систем з використанням сучасних безпроводових технологій: супутниковий зв'язок, системи мобільного зв'язку, системи WiFi, WiMAX та інші.

## РОЗДІЛ 2. ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ЦРСП ПРИ ВИКОРИСТАННІ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО СИГНАЛУ

### 2.1. Вплив виду модуляції сигналу на потужність передавача ЦРСП.

Основною метою проектування ЦРСП є забезпечення мінімальної потужності передавачів, достатньої для необхідної ймовірності помилки приймання сигналу.

При проектуванні ЦРСП особливо важливо обрати вид модуляції сигналу, який забезпечує найкращу енергетику радіолінії. В ЦРСП широко використовується багатопозиційний фазомодульований сигнал, який дозволяє підвищити спектральну ефективність системи [32-34]. Однак при цьому погіршується завадозахищеність системи при збільшенні кількості позицій сигналу (рис 2. 1) [35,36].

На вхід вирішуючого пристрою приймача надходять шуми, викликані власними шумами передавача, завадами, які діють на радіоканал, і власними шумами приймача. Розглянемо систему із смугою пропускання радіоканалу  $\Delta f$ , на яку діє широкосмугова завада з шириною спектру  $\Delta f_3 > \Delta f$ . Спектральну щільність власних шумів передавача визначимо, як:

$$N_1 = \frac{P_{ш1}}{\Delta f_1}, \quad (2.1)$$

де  $P_{ш1}$  - потужність власних шумів передавача;  $\Delta f_1$  – смуга пропускання каналу передавача.

При використанні багатопозиційного сигналу в передавачі з тривалістю імпульсу  $\tau'_1 = n\tau_1$  зменшується необхідна смуга пропускання радіоканалу, яка складає:

$$\Delta f_k = \frac{\Delta f}{n}, \quad (2.2)$$

де  $n$  - кількість розрядів двійкового сигналу.

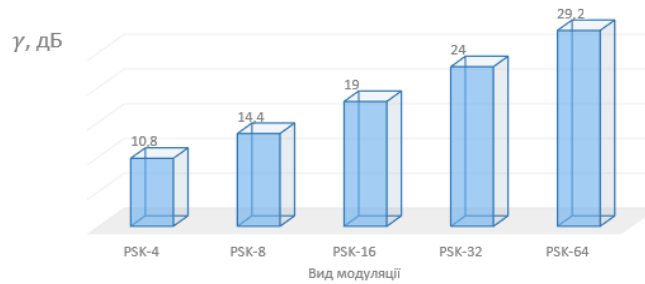


Рис. 2.1. Гістограма збільшення відношення сигнал/шум для багатопозиційного сигналу порівняно з BPSK для помилки  $10^{-6}$ .

Очевидно, що зменшення необхідної смуги пропускання радіоканалу дозволяє зменшити в  $n$  разів потужність завад на вході приймача, виходячи зі збереження спектральної щільності завади:

$$P'_3 = \frac{P_3}{n}. \quad (2.3)$$

Така завада створить спектральну щільність:

$$N_3 = \frac{P_3}{\Delta f n}. \quad (2.4)$$

При цьому на вході приймача діятиме сумарна потужність шумів:

$$P_{ш\sigma} = P_{ш} + P'_n + P'_{ш1}, \quad (2.5)$$

де  $P_{ш}$  – потужність власних шумів приймача;  $P'_n$  – потужність завад;  $P'_{ш1}$  – потужність шумів передавача на вході приймача.

При інтенсивних завадах, яка діятимуть в радіоканалі, потужність шуму завад на вході приймача значно перевищуватиме потужність шумів передавача і власних шумів приймача, якими можна нехтувати. При цьому відношення сигнал/шум на вході вирішуючого пристрою буде:

$$y = \frac{P_c}{P'_3} = \frac{nP_c}{P_3}. \quad (2.6)$$

Для розрахунку потужності передавача використаємо формулу (1.2) для радіолінії прямого бачення без перешкод з виростанням простого сигналу, коли

$$\eta = \rho = 1:$$

$$P_{\Pi} = \frac{16\pi^2 D^2 k T X L}{\lambda^2 G^2}, \quad (2.7)$$

де  $X$  - коефіцієнт енергетичної ефективності радіолінії [2,5]:

$$X = \Delta f \gamma. \quad (2.8)$$

Як видно із (2.7) і (2.8), потужність передавача в значній мірі визначається шириною спектру сигналу та відношенням сигнал/шум для даного виду модуляції сигналу, які знаходяться у складній взаємній залежності. Відомо, що практична ширина спектру модульованого сигналу  $\Delta f$  при швидкості модуляції  $R$  визначаються формулами при  $r=0$  [33]:

- для бінарних амплітудно- і фазомодульованих (АМ-2, ФМ-2) сигналів:

$$\Delta f = R, \quad (2.9)$$

де  $R$  - швидкість передачі сигналу;

$$R = 1 / \tau, \quad (2.10)$$

$\tau$  - Найквістова тривалість імпульсу.

- для бінарного частотномодульованого сигналу (ЧМ-2) з мінімальним зсувом:

$$\Delta f = 1.5R, \quad (2.11)$$

- для багатопозиційного ФМ сигналу:

$$\Delta f = R / \log M, \quad (2.12)$$

де  $M$  - кількість позицій сигналу;

- для багатопозиційного ЧМ сигналу:

$$\Delta f = M R / \log M. \quad (2.13)$$

Розрахунки значень величини  $\gamma$  для даних видів модуляції і відповідної бітової помилки можна здійснити з використанням графічних залежностей, наведених на рис. 2.2, 2.3, 2.4 [33].

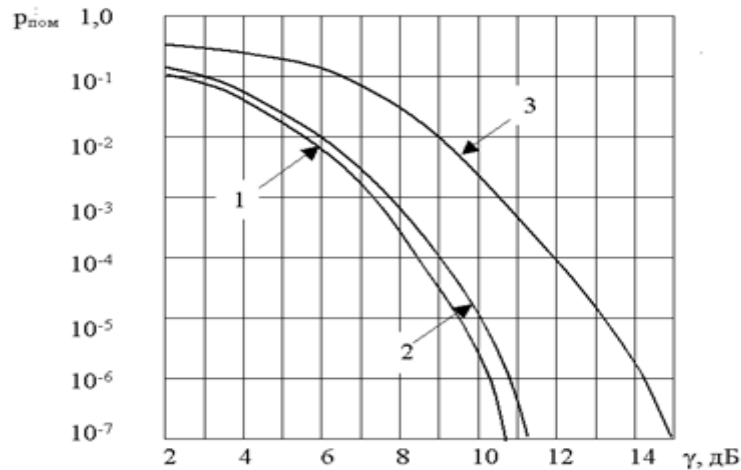


Рис. 2.2. Залежність частоти бітових помилок від  $\gamma$ : 1-бінарна ФМ; 2-ОФТ; 3-бінарна АМ, ЧМ.

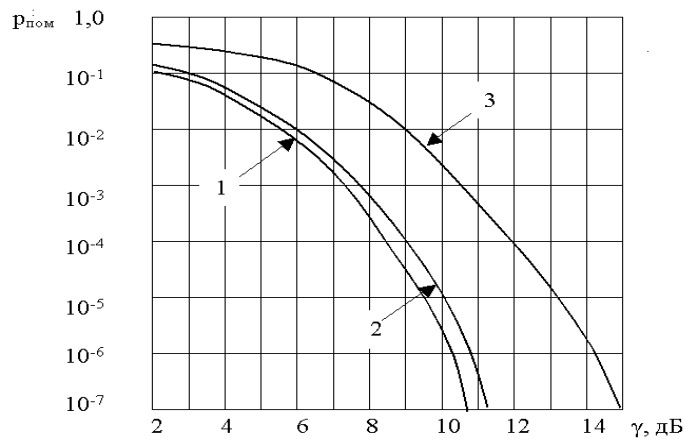


Рис. 2.3. Залежність частоти бітових помилок від  $\gamma$  для багаторівневої ФМ: 1- $M = 2$ ; 2- $M = 4$ ; 3- $M = 8$ .



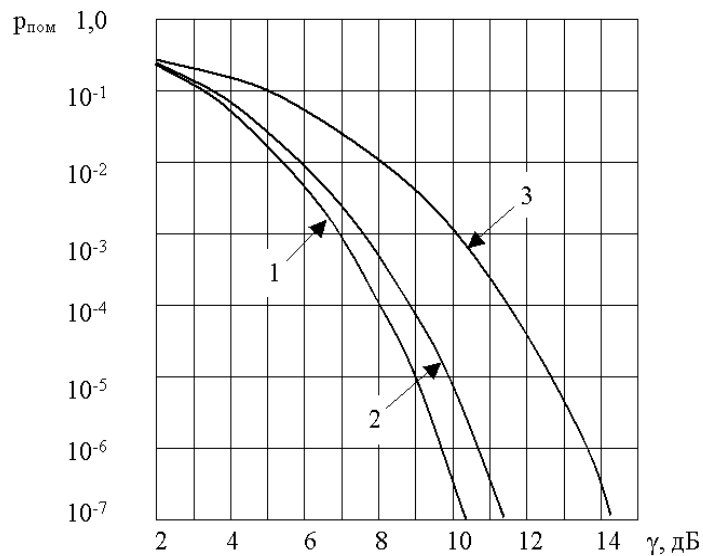


Рис. 2.4. Залежність частоти бітових помилок від  $\gamma$  для багаторівневої ЧМ:

1- $M = 8$ ; 2- $M = 4$ ; 3- $M = 2$ .

В табл. 2.1, 2.2, 2.3 наведені результати розрахунків величин  $\gamma$  та  $X$  для бітових помилок  $10^{-5}$ ,  $10^{-6}$ ,  $10^{-7}$  [37].

Таблиця 2.1. Результати розрахунку відношення сигнал/шум та коефіцієнта ефективності лінії зв'язку при ймовірності бітових помилок  $P_b = 10^{-5}$ .

№ за/п	Вид маніпуляції	$\Delta f$	$\gamma$ , дБ	$\gamma$	$X$
11	АМ-2	R	12.598	18.189	18.189R
22	ФМ-2	R	9.588	9.095	9.095R
<b>33</b>	<b>ФМ-4</b>	<b>0.5 R</b>	<b>9.893</b>	<b>9.756</b>	<b>4.878 R</b>
44	ФМ-8	0.68 R	13.465	22.205	15.1R
55	ЧМ-2	1.5 R	13.352	21.64	32.459R
66	ЧМ-4	2 R	10.758	11.906	23.812R
77	ЧМ-8	2.67 R	9.291	8.493	22.678R

Таблиця 2.2. Результати розрахунку відношення сигнал/шум та коефіцієнта ефективності лінії зв'язку при ймовірності бітових помилок  $P_b = 10^{-6}$ .

№ за/п	Вид модуляції	$\Delta f$	$\gamma$ , дБ	$\gamma$	X
1	АМ-2	R	13.54	22.595	22.595R
2	ФМ-2	R	10.53	11.298	11.298R
<b>3</b>	<b>ФМ-4</b>	<b>0.5 R</b>	<b>10.779</b>	<b>11.964</b>	<b>5.982R</b>
4	ФМ-8	0.68 R	14.351	27.232	18.518R
5	ЧМ-2	1.5 R	14.19	26.245	39.367R
6	ЧМ-4	2 R	11.528	14.215	28.431R
7	ЧМ-8	2.67 R	10.016	10.037	26.8R

Таблиця 2.3. Результати розрахунку відношення сигнал/шум та коефіцієнта ефективності лінії зв'язку при ймовірності бітових помилок  $P_b = 10^{-7}$ .

№ за	Вид модуляції	$\Delta f$	$\gamma$ , дБ	$\gamma$	X
1	АМ-2	R	14.319	27.033	27.033R
2	ФМ-2	R	11.309	13.517	13.517R
<b>3</b>	<b>ФМ-4</b>	<b>0.5 R</b>	<b>11.519</b>	<b>14.187</b>	<b>7.093R</b>
4	ФМ-8	0.68 R	15.091	32.297	21.958R
5	ЧМ-2	1.5 R	14.893	30.85	46.275R
6	ЧМ-4	2 R	12.18	16.521	33.042R
7	ЧМ-8	2.67R	10.636	11.577	30.91R

В табл. 2.4 показані розраховані значення  $X$  для різної величини помилки.

Таблиця 2.4. Коефіцієнти ефективності лінії зв'язку при різних видах модуляції та бітових помилках.

Вид ман.	$X = \Delta f \gamma$						
	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
ФМ-2	0.821R	2.706R	4.775R	6.916R	9.095R	11.3R	13.517 R
<b>ФМ-4</b>	<b>0.676</b>	<b>1.659</b>	<b>2.707R</b>	<b>3.784R</b>	<b>4.878 R</b>	<b>5.982R</b>	<b>7.093R</b>
	<b>R</b>	<b>R</b>					
ФМ-8	2.094R	5.135R	8.379R	11.714R	15.1R	18.52R	21.958R
АМ-2	1.642R	5.412R	9.55R	13.831R	18.189R	22.6R	27.033R
ЧМ-2	4.828R	11.74R	18.644 R	25.552R	32.459R	39.37R	46.275R
ЧМ-4	4.847R	9.774R	14.513R	19.179R	23.812R	28.43R	33.042R
ЧМ-8	5.424R	10.02R	14.33R	18.53R	22.678R	26.8R	30.91R

На рис. 2.5 наведена гістограма порівняльного аналізу залежності коефіцієнту  $X$  від виду модуляції [5].

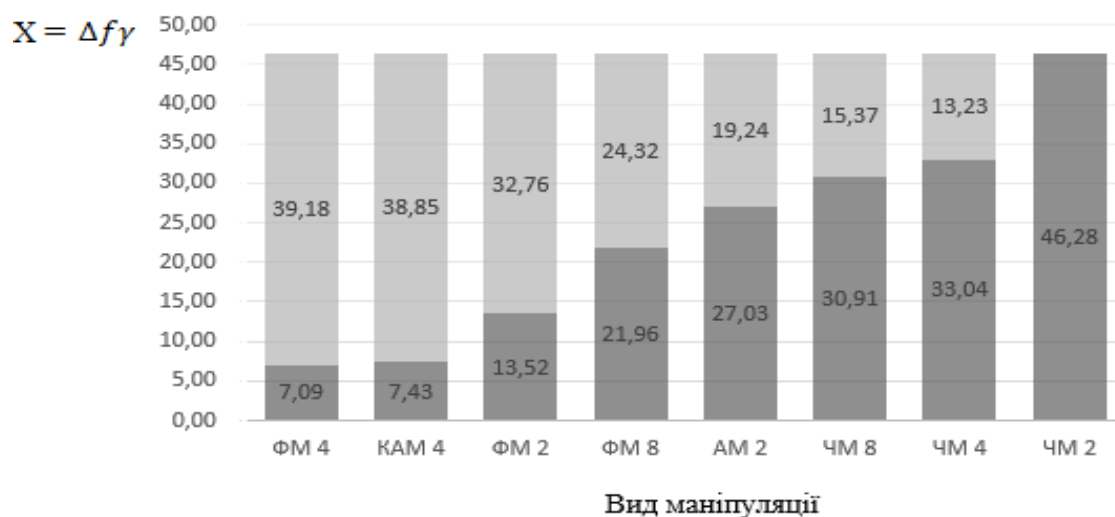


Рис. 2.5. Гістограма залежності коефіцієнту  $X$  від виду модуляції:

- виграш відносно ЧМ-2;
- фактичне значення.

Очевидно, що кількість позицій багатопозиційного сигналу впливає на ширину спектру сигналу і відповідно на пропускну здатність та ефективність системи, а також на її завадозахищеність [35,36]. Як показали наведені вище результати досліджень, найкращу енергетичну ефективність забезпечує використання ФМ-4, при цьому система має також найкращу завадозахищеність.

Для зменшення потужності передавача телекомунікаційної системи (ТКС) з багатопозиційним сигналом також доцільно використовувати квадратурну амплітудну модуляцію M-QAM, де  $M=2^k$  і  $k$  парне  $k > 2$ . Ймовірність помилки приймання сигналу в такій системі буде [32]:

$$P_b = \frac{2(1-Y^{-1})}{\log \log Y} Q \left| \sqrt{\frac{3 \log Y}{Y^2 - 1}} \frac{2E_b}{N_0} \right| \quad (2.14)$$

де  $Y = \sqrt{M}$ ,  $E_b$  - енергія біта,  $N_0$  - спектральна щільність шуму.

На рис. 2.7 наведені розраховані за формулою (2.15) залежності  $P_b(\frac{E_b}{N_0})$ .

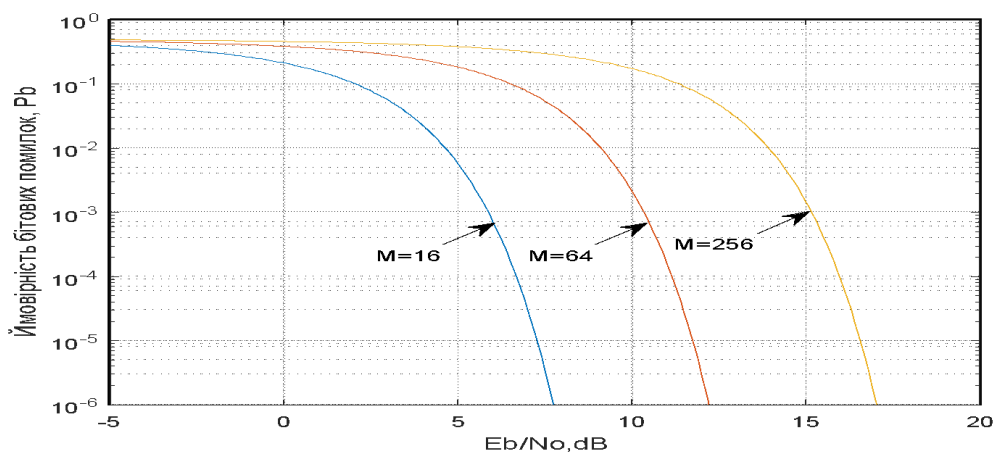


Рис. 2.6. Графіки залежності  $P_b(\frac{E_b}{N_0})$  для модуляції M-QAM.

Смуга частот для даного виду модуляції складає  $\Delta f = 2 R$ .

В табл. 2.5 наведені для порівняння параметри систем з модуляціями PSK-16 і QAM-16 для  $P_b = 10^{-6}$  з використанням графіків [32,33] та рис. 2.7.

Очевидно, що використання QAM 16 в порівнянні з PSK 16 забезпечує в 1,78 раз меншу потужність передавача.

Таблиця 2.5. Порівняльна характеристики модуляцій модуляціями PSK-16 і QAM-16 для  $P_b = 10^{-6}$ .

	$\Delta f$	$\gamma$ , дБ	$\gamma$	X
PSK 16	0,25 R	19,9	80	20R
QAM 16	2R	7,5	5.6	11,2R

## 2.2. Вибір ефективної фазової модуляції сигналу при наявних ресурсах системи.

Практично, в радіорелейних системах використовують двійкову (В-рівневу, бінарну) та М-рівневу модуляцію [32-34]. При бінарних - високочастотний аналоговий несучий сигнал модулюється 1-м бітом, а при М-рівневих – несучий сигнал модулюється символом, який містить  $k > 1$  біт, причому:

$$M = 2^k, k = 1, 2, 3... \quad (2.15)$$

Між параметрами бінарних та М- рівневих модуляцій наявні наступні залежності [32]:

$$E_s = E_b (\log_2 M), \quad (2.16)$$

$$P_b = P_s / k, \text{ (для } P_s \ll 1 \text{ при кодах Грея),} \quad (2.17)$$

$$R_s = R / k, \quad (2.18)$$

де:  $E_s$ ,  $P_s$ ,  $R_s$  – для символів: енергія, ймовірність помилки та швидкість передачі, відповідно.

Ймовірність помилки приймання сигналу визначається з використанням інтегралу Гауса [32]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad (2.19)$$

або

$$Q(x) = 0.5 \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2}), \quad (2.20)$$

де

$$\operatorname{erfc}(x) = \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du. \quad (2.21)$$

Визначення даного інтегралу досить складне, тому доцільно використовувати функцію  $\operatorname{erfc}(x)$ , яка наявна в системі MATLAB. Значення  $P_b$ ,  $P_s$  для різних видів фазової модуляції наведені в табл. 2.5 [11].

Розглянемо практичні системи з використанням різних видів модуляції (таб.2.5).

Таблиця 2.6. Види фазової модуляції.

Назва та вид модуляції	Ймовірність помилок
1. BPSK з КД, (v1)	$P_b = Q((2E_b/N_o)^{1/2}), (k=1)$
2. Диф. BPSK з КД, (v2)	$P_b = 2Q((2E_b/N_o)^{1/2})(1 - Q((2E_b/N_o)^{1/2})), (k=1)$
3. BPSK з диф. КД, (v3)	$P_b = (1/2)\exp(-E_b/N_o), (k=1)$
4. MPSK з КД, (v4)	$P_s(M) = 2Q((2E_s/N_o)^{1/2} \sin(\pi/M)), E_s = E_b(\log_2 M), (k \geq 2)$
5. MPSK з диф. КД, (v5)	$P_s(M) = 2Q((2E_s/N_o)^{1/2} \sin(\pi/M/2^{1/2})), E_s = E_b(\log_2 M), (k \geq 2)$

*Примітки. 1. КД – когерентне детектування. 2. Для кожного виду цифра після букви v вказує її номер в табл 1.*

Далі використаємо фундаментальні залежності:  $W = R_b$  – для бінарних модуляцій,  $W = R_s$  – для М-рівневих модуляцій.

Згідно теореми Найквіста, для передачі немодульованих імпульсів необхідна мінімальна смуга частот  $W_n = R/2$ . Але для модульованих сигналів необхідна смуга частот  $W$  в 2 рази більша, тобто  $W = R$ . Теорема Шенона-Хартлі використовує пропускну здатність  $C$ , що вказує максимальну швидкість передачі  $R$  ( $R \leq C$ ), яку можна забезпечити при заданих значеннях  $E_b/N_o$  та  $W$ .

На рис. 2.7. наведені розраховані залежності  $P_b$  ( $E_b/N_o$ ). Але загальноприйнята залежність типу (рис. 2.7) містить ряд недоліків. Значення  $E_b/N_o$  приведені в децибелах, що ускладнює просте порівняння (у відсотках) різних видів модуляції. Також вказана залежність не містить цифрового значення спектральної ефективності, що ускладнює проектування.

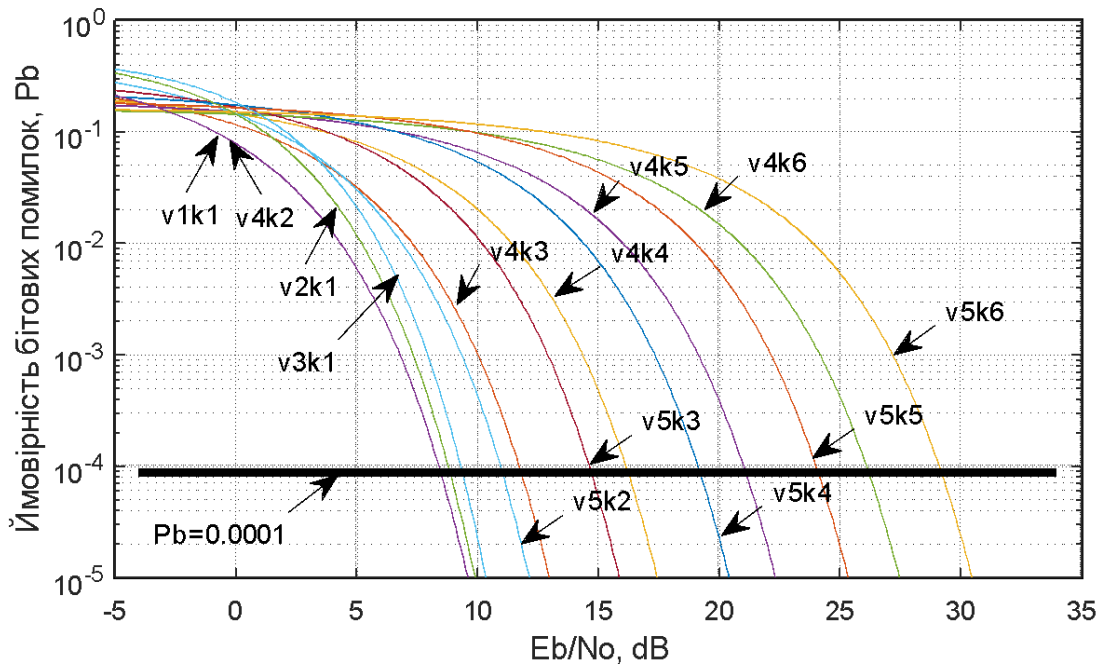


Рис. 2.7. Залежність  $P_b(E_b/N_o)$  для фазових модуляцій BPSK, MPSK.

Пропонована методика широко використовує не конкретні (фіксовані) значення  $R$  та  $W$ , а їх відношення  $R/W$  (спектральну ефективність) та встановлений взаємозв'язок між ними:

$$R/W = k \quad (2.22)$$

Залежність (2.23) отримана на основі залежностей  $R_s = R/k$  та  $W = R_s$ . Така залежність дуже важлива та широко використовується далі. Вона вказує на подвійну інформацію, яку містить  $k$ : про рівень  $M$ -рівневої модуляції та її спектральну ефективність.

З метою усунення вказаних недоліків залежність  $P_b(E_b/N_o)$  модифікована (рис. 2.8).

В роботі запропонована методика вибору оптимальних видів фазової модуляції та оцінки їх ефективності.

В табл. 2.7 наведені обрані параметри типових систем радіозв'язку з наявними ресурсами.

При виконанні досліджень використовуються одержані залежності  $P_b(E_b/N_o)$  (див. рис. 2.7).

Таблиця 2.7. Обрані параметри типових систем радіозв'язку з наявними ресурсами.

№ системи	Вимоги до систем		Наявні ресурси		R/W
	$P_b$	R, Мбіт/с	$E_b/N_o$ в дБ, (разях)	W, МГц	R/W, Мбіт/с/МГц
1	$10^{-4}$	100	23 дБ, ( $\approx 200$ )	20	5
2	$10^{-4}$	50	16 дБ, ( $\approx 40$ )	20	2.5
3	$10^{-4}$	80	16 дБ, ( $\approx 40$ )	20	4
4	$10^{-4}$	20	8.5 дБ, ( $\approx 7$ )	20	1
5	$10^{-4}$	25	16 дБ, ( $\approx 40$ )	10	2.5
6	$10^{-5}$	50	16 дБ, ( $\approx 40$ )	20	2.5

На рис. 2.8. наведені модифіковані залежності  $P_b(E_b/N_o)$  з використанням запропонованих позначень.

З використанням рис. 2.7 отримані дані для вибору необхідної модуляції (рис.2.9) при  $R/W = 5$ . Видно, що для даної системи, при  $E_b/N_o = 200$ , можна використати лише модуляцію  $v_4$ ,  $k = R/W = 5$  (тобто 32PSK з КД), для якої достатньо значення  $E_b/N_o \approx 158$ . Сусідня модуляція  $v_5$ ,  $k = R/W = 5$  вимагає відношення  $E_b/N_o \approx 316$ , що на 100% більше від оптимальної модуляції для системи 1 (32PSK з КД) та на 58% більше від наявного відношення  $E_b/N_o \approx 200$ .

Враховуючи те, що для вибраної оптимальної модуляції даної системи достатньо значення  $E_b/N_o \approx 158$ , можна оптимізувати систему 1, зменшивши наявне значення  $E_b/N_o \approx 200$ .



Після вибору оптимальної модуляції для системи 1, виникає зацікавленість наскільки вибрана модуляція близька до граничного значення при заданих вимогах та наявних ресурсах.

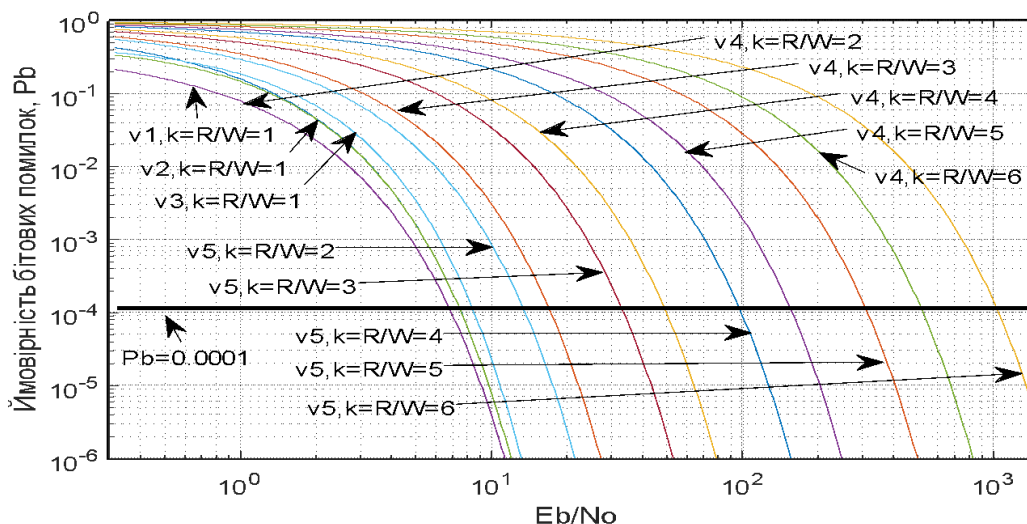


Рис. 2.8. Модифіковані залежності  $P_b(E_b/N_o)$  для фазових модуляцій BPSK, MPSK.

Для цього в даній методиці використовується одержана з формули Шеннона гранична залежність:

$$E_b / N_o = W / C (2^{C/W} - 1), \quad (2.23)$$

де  $C$  - теоретично можлива максимальна швидкість передачі сигналу.

Результати досліджень показані на рис. 2.10.

Очевидно, що спектральна ефективність обраної оптимальної модуляції при  $E_b/N_o \approx 200$ , становить орієнтовно 50% (5/11) від максимально можливого значення та незначно збільшується при оптимізації системи.

Аналогічно можна знайти параметри оптимальної модуляції для систем 2-5.

Ефективність модуляцій можна оцінювати тільки при конкретному значенні  $P_b$ . В роботі запропоновано та визначено два показники спектральної ефективності. 1-ий показник вказує, на скільки спектральна ефективність модуляції менша порівняно з її максимально можливим значенням, тобто:

$$E_1 = (R/W) / (R_{max}/W) = R/R_{max}, \text{ при } P_b = \text{const.} \quad (2.24)$$

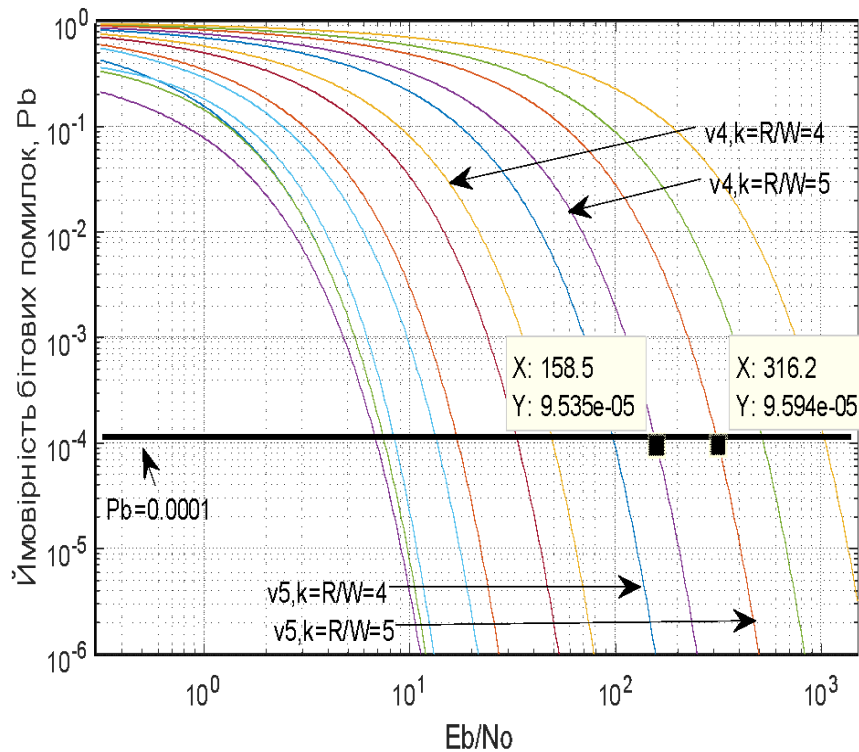


Рис. 2.9. Вибір модуляції для системи 1 (табл. 2).

Модуляція MPSK використовується в системах з обмеженою смугою пропускання. Тобто для розширення смуги пропускання  $W$ . Але, при необхідності можна збільшити спектральну ефективність  $(R/W)$  за рахунок збільшення відношення  $E_b/N_o$ . Тому, викликає зацікавленість 2-ий запропонований показник спектральної ефективності для  $M$ -рівневих модуляцій при переході в них від значення  $k$  до значення  $k+1$  (при  $P_b = \text{const}$ ,  $W = \text{const}$ ):

$$E_2 = [(R_{k+1}/W) / (R_k/W)] / [(E_b/N_o)_{k+1} / (E_b/N_o)_k] = (R_{k+1}/R_k) / [(E_b/N_o)_{k+1} / (E_b/N_o)_k] \quad (2.25)$$

В табл. 2.8. наведені результати досліджень ефективності  $E_2$  при  $P_b = 10^{-6}$ .

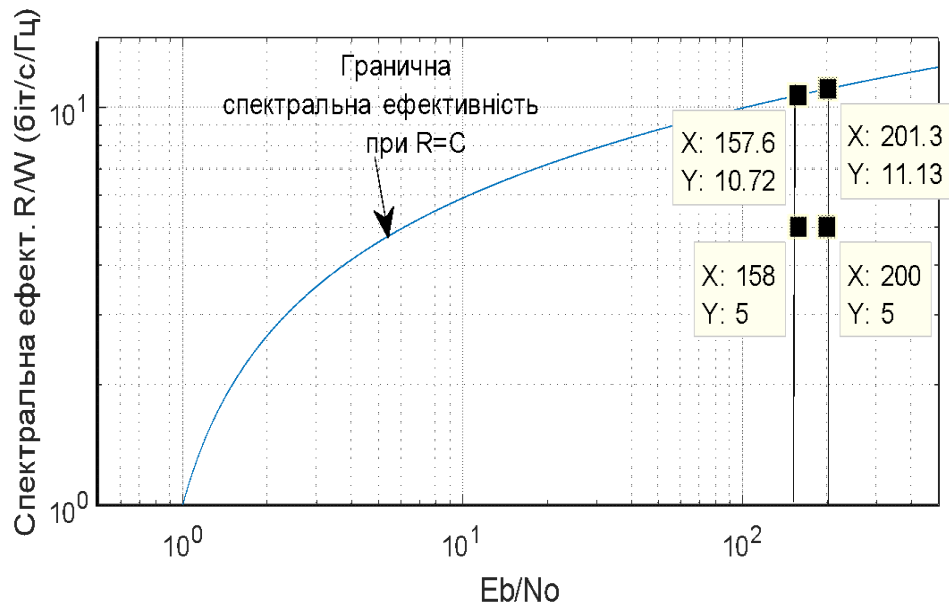


Рис. 2.10. Спектральна ефективність модуляції для системи 1.

Таблиця 2.8. Результати досліджень ефективності  $E_2$  при  $P_b=10^{-6}$ .

Рівень k	2	3	4	5
Рівень k+1	3	4	5	6
Збільшення R при збільшенні k до k+1	50% (3/2)	33% (4/3)	25% (5/4)	20% (6/5)
$E_b/N_0$ при k	11	27	77	250
$E_b/N_0$ при k+1	27	77	250	830
Збільшення $E_b/N_0$ при збільшенні k до k+1	145% (27/11)	185% (77/27)	224% (250/77)	232% (830/250)
Ефективність $E_2$ , орієнтовно	34% (50/145)	18% (33/185)	11% (25/224)	9% (20/232)

Видно, що енергетичні затрати, необхідні для збільшення  $E_b/N_0$ , значно (в 3...11 разів) перевищують отримане збільшення енергетичної ефективності.

### 2.3. Створення ЦРСП з покращеним прийманням амплітудно-модульованого сигналу.

Однією із найважливіших характеристик ТКС вважається швидкість передачі інформації - пропускна здатність системи, яка визначається смугою пропускання радіоканалу та кількістю позицій сигналу (формула Найквіста) [33]:

$$C_c = 2\Delta F \log M, \quad (2.26)$$

де  $M$  - кількість позицій сигналу;

$\Delta F$  - ширина смуги частот для відеосигналу.

При даній смузі пропускання радіоканалу  $2\Delta f$ , яка обмежується вимогами дефіциту частотного ресурсу, досягти бажаного результату з підвищеною пропускною здатністю системи можна тільки шляхом збільшення кількості позицій амплітудно-модульованого сигналу. Такий метод, наприклад, використовується при побудові систем цифрового телебачення з багатопозиційною амплітудною модуляцією за технологією VSB (Vestigial Side-Band), яка дозволяє підвищити швидкість передачі інформації без збільшення смуги пропускання радіоканалу [38].

На рис. 2.11 показано вид амплітудно-модульованого сигналу.

При передачі квантованих імпульсів в умовах завад мінімальна зміна сигналу, що виявляється вимірювальним пристроєм, приблизно може бути порівняна до рівня шуму. Тоді число помітних рівнів суміші сигнал + шум може бути визначено як [39]:

$$M = \left( \sqrt{u_{\text{еф}}^2 + \sigma^2} \right) / \sigma = \sqrt{(P_c + P_{\text{ш}}) / P_{\text{ш}}}, \quad (2.27)$$

де  $u_{\text{еф}}$  - ефективне значення напруги сигналу;

$\sigma$  - ефективне значення напруги перешкоди (шуму Гауса);

$\sigma^2$  - дисперсія шуму;

$P_c$  - середня потужність сигналу;

$P_{\text{ш}}$  - середня потужність шуму ( $P_{\text{ш}} = \sigma^2$ ).

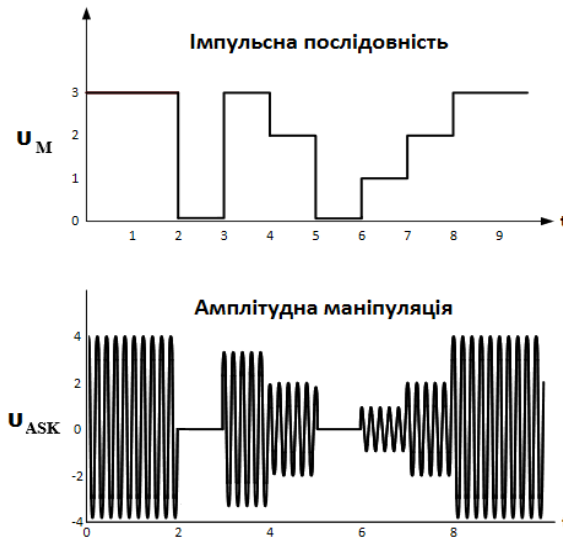


Рис. 2.11. Амплітудно-модульований сигнал:  $U_m$  – модулюючий відеосигнал;  $U_{ASK}$  – амплітудно-модульований радіосигнал.

З (2.29) з використанням співвідношення (2.28) отримаємо класичну формулу Шеннона для граничної пропускної здатності системи:

$$C_{\max} = \Delta F \log (1 + P_c / P_{\text{ш}}). \quad (2.28)$$

Важливо враховувати, що формула Шеннона отримана для випадку прийому в шумах імпульсів, квантованих за амплітудою. При цьому розмір безпомилково прийнятих квантів буде менше: тобто кількість рівнів і відповідно швидкість передачі повідомлення тим більше, чим менше рівень шуму і відповідно чим більше відношення сигнал/шум. У цьому випадку також буде зменшуватися помилка прийому сигналу.

В (2.28) і (2.29) враховується тільки потужність теплового шуму (гауссова шуму).

Відомо, що потужність внутрішнього теплового шуму в системі виражається формулою Найквіста:

$$P_{\text{шв}} = kT\Delta f, \quad (2.29)$$

де  $\Delta f$  – смуга пропускання радіоканалу для радіосигналу.

В канал зв'язку неодмінно надходять зовнішні завади і на вході приймача буде діяти сумарна завада, яка буде мати властивості нормального шуму Гауса [39]:

$$P_{ш\Sigma} = (N_0 + N_{з\Sigma}) \Delta f, \quad (2.30)$$

де  $N_{з\Sigma}$  - спектральна щільність сумарної зовнішньої завади;

$N_0$  – спектральна щільність внутрішнього шуму.

У літературі, присвяченій дослідженню пропускної здатності ТКС з МІМО, наприклад в [35], посилаючись на формулу Шеннона, відзначається можливість значного підвищення пропускної здатності ТКС шляхом збільшення відносини сигнал/шум. Математично ніби-то це очевидно, проте фізично таке рішення помилкове.

Слід підкреслити, що формула Шеннона справедлива тільки для ширококутового сигналу, одержаного застосуванням складного кодування [36]. При цьому формула Шеннона буде коректною при відношенні сигнал/шум в межах 0-1,6 дБ (межа Шеннона).

Збільшити пропускну здатність ТКС при незмінній смузі пропускання радіоканалу і, отже, тривалості біта можна тільки шляхом застосування багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу, що справедливо підтверджує формула (2.27). Однак, слід ретельно розглянути особливості формування такого сигналу.

У приймачі, в залежності від загасання сигналу в каналі, максимальне значення імпульсу слабкого сигналу може сприйматися як проміжне значення імпульсу більш сильного сигналу. У роботах [3,42] запропонований метод однозначного чіткого визначення рівнів багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу з використанням додаткового тестового імпульсу з максимальною амплітудою на початку циклу, за яким встановлюється максимальна вихідна напруга підсилувача для даного сигналу відповідно до максимального рівня сигналу.

Для одержання інформації в ТКС необхідної якості відповідно вимогам QoS ймовірність помилки прийому мінімального рівня сигналу має дорівнювати встановленій вимозі.

Необхідне значення відношення сигнал/шум  $\gamma_1$  для даної ймовірності помилки можна отримати з модифікованого графіку залежності ймовірності помилки приймання сигналу приймання від відношення сигнал/шум для бінарного амплітудно-модульованого сигналу наведеного на рис. 2.12.

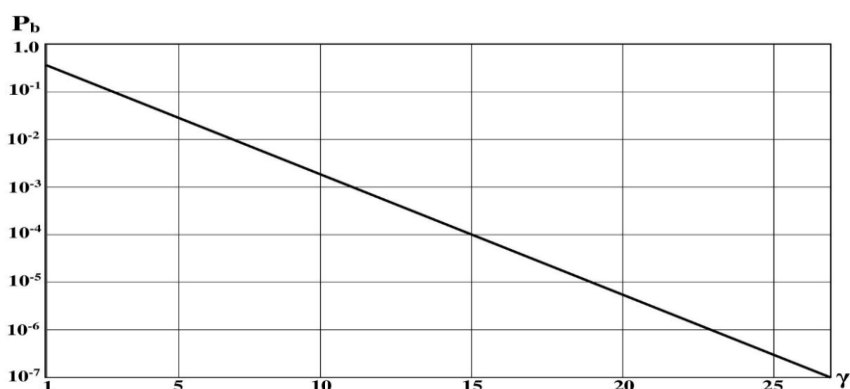


Рис. 2.12. Графік залежності ймовірності помилки приймання бінарного амплітудно-модульованого сигналу від відношення сигнал/шум  $\gamma$ .

Відношення сигнал / шум для мінімального рівня сигналу визначимо як:

$$\gamma_1 = U^2 / (2P_{ш\Sigma} M), \quad (2.31)$$

де  $U$  - амплітуда сигналу максимального рівня.

Тоді з формули (2.32) отримаємо реальне значення кількості рівнів амплітудно-модульованого сигналу:

$$M = U^2 / 2\gamma_2 P_{ш\Sigma}, \quad (2.32)$$

де  $\gamma_2$  - необхідне значення сигнал/шум для мінімального рівня.

На рис. 2.13 наведена схема побудови ТКС з використанням даного методу. В передавачі 1 формується сигнал, який передається до приймача 2 через радіоканал 6. В пристрої формування сигналу 3 створюється сигнал з тривалістю циклу  $T_{ц}$ , до складу якого входить сигнал синхронізації тривалістю  $T_c$  та корисний

інформаційний сигнал тривалістю  $T_i$  (рис. 2.14). До складу сигналу синхронізації включається тестовий сигнал тривалістю  $T$  з максимальною амплітудою  $A$  [42].

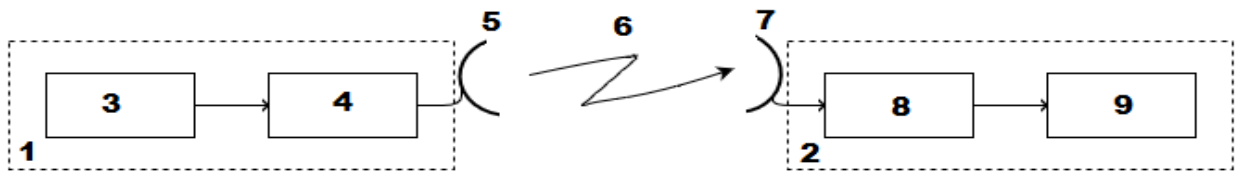


Рис. 2.13. Функціональна схема ТКС: 1 – передавач; 2 – приймач; 3 – пристрій формування сигналу; 4 – підсилювач потужності; 5, 7 – антени передавача та приймача, відповідно; 6 – радіоканал; 8 – пристрій обробки сигналу; 9 – демодулятор.

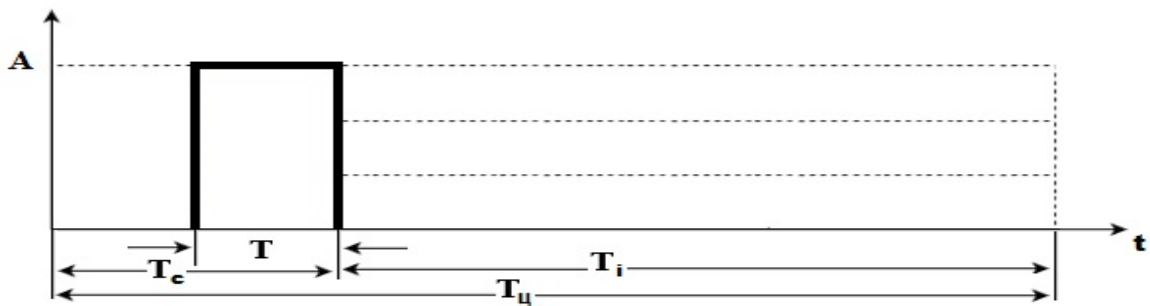


Рис. 2.14. Структура сформованого сигналу.

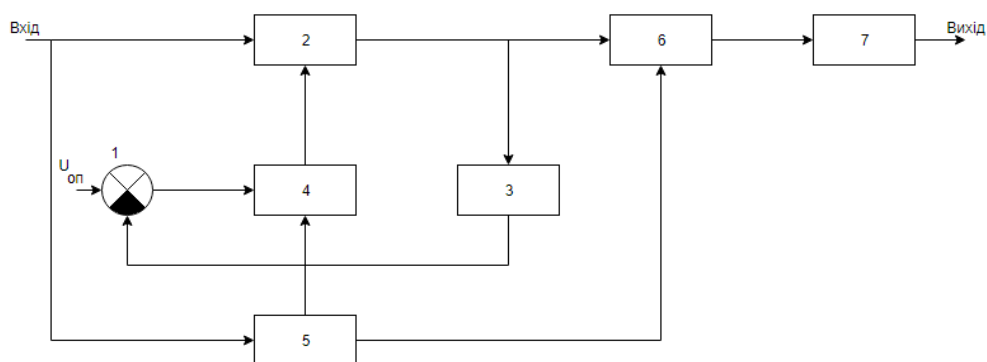


Рис. 2.15. Структурна схема пристрою обробки сигналу: 1-елемент порівняння; 2- підсилювач; 3-ланцюг зворотного зв'язку; 4-елемент пам'яті; 5- пристрій синхронізації; 6- вирішуючий пристрій; 7-формував вихідного сигналу;  $U_{01}$ -опорний сигнал.



В пристрої обробки сигналу приймача з використанням сигналу помилки, що одержується в елементі порівняння 1, здійснюється автоматичне встановлення максимального рівня сигналу на вході вирішуючого пристрою 6, що відповідає максимальному значенню вхідної напруги. Для цього створюється замкнута система автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення підсилювача 2, до складу якої також входять ланцюг зворотного зв'язку 3 та пристрій пам'яті сигналу керування коефіцієнтом підсилення підсилювача сигналу 4, що за сигналом синхронізації зберігає рівень сигналу керування на час приймання інформаційного сигналу  $T_i$ , який забезпечує максимальний рівень вихідної напруги підсилювача, що відповідає амплітуді тестового імпульсу.

Приймається, що система автоматичного регулювання буде структурно стійкою, як система другого порядку [43].

Остаточна помилка в автоматичній системі відповідно до передавальної функції за помилкою буде [43]:

$$\Delta U = \Delta U_{поч} / K, \quad (2.33)$$

де  $\Delta U_{поч}$  - початкова помилка в розімкненій системі;

$K$  - статичний коефіцієнт передачі розімкненої системи.

Важливо, щоб коефіцієнт передачі розімкненої системи регулювання був не менший 20, що забезпечить помилку регулювання на рівні 5%. Для забезпечення потрібної швидкодії системи з огляду на здійснення регулювання сигналу протягом тривалості тестового імпульсу, смуга пропускання розімкненої системи має бути не меншою  $\Delta f_p = \frac{5}{T}$ .

Запропонований метод дозволить забезпечити адаптивне приймання багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу з максимальними різницею рівнів сигналу та значенням їх величини, що дозволить одержати максимальне відношення сигнал/шум в приймачі системи будь-якої ТКС.

## **Висновки за розділом 2.**

1. Для забезпечення мінімальної потужності передавачів телекомунікаційних систем доцільно використовувати 4-х позиційний фазомодульований сигнал ФМ-4, який забезпечує енергетичний вигравш від 2,7 дБ в порівнянні з ФМ-2 та іншими видами модуляції. При використанні ФМ-4 також забезпечується найкраща завадозахищеність системи.
2. Для підвищення ефективності телекомунікаційних систем з незмінною смугою пропускання радіоканалу доцільно застосовувати запропонований метод однозначного чіткого визначення рівнів багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу з використанням додаткового тестового імпульсу з максимальною амплітудою на початку циклу, за яким автоматично встановлюється максимальна вихідна напруга підсилювача для даного сигналу в приймачі. Таким чином здійснюється адаптивне приймання амплітудно-модульованого сигналу.

## РОЗДІЛ 3. АВТОМАТИЧНЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ПЕРЕДАВАЧІВ ЦРСП

### 3.1. Розробка методу визначення відношення сигнал/шум і рівня сигналу в ЦРСП.

При дослідженні та розробці ТКС важливу проблему складає визначення відношення сигнал/шум та рівня сигналу.

Використовуючи відношення сигнал /шум можливо визначити наявну якість приймання сигналу - ймовірність помилки приймання сигналу, посилаючись на відомі класичні розраховані графічні залежності для даного виду модуляції на основі інтегралу Гауса [32].

Використання сигналу помилки, переданого через канал зворотного зв'язку, дозволить створити систему автоматичного регулювання потужності передавача з метою забезпечення потрібного відношення сигнал/шум і відповідної ймовірності помилки приймання сигналу [9].

На вхід вирішуючого пристрою ТКС надходить сигнал, рівень якого і відношення сигнал/шум важко визначити розрахунками, так як він проходить складний шлях з перевипромінюванням від випадкових перешкод та обробку в РАКЕ-приймачі.

Величина шуму містить в собі декілька наявних складових від джерел завад в радіоканалі та теплового шуму. При цьому сумарний шум можна розглядати як нормальний шум Гауса [39].

В загальному випадку на вхід вирішуючого пристрою ТКС надходить суміш сигнал+шум:

$$Z(t) = x(t) + \sum_{i=1}^n y_i(t), \quad (3.1)$$

де  $x(t)$  - корисний сигнал;

$y_i(t)$  - сигнал шуму від  $i$ -ого джерела завад із  $n$  джерел.

На даний час не існує практично зручного методу визначення відношення сигнал/шум на вході вирішуючого пристрою ТКС, яке б можна було використати для одержання реального значення ймовірності помилки приймання сигналу за існуючими класичними розрахованими графіками.

В роботі пропонується метод визначення відношення сигнал/шум, окремо рівня сигналу в суміші сигнал+шум та величини сигналу помилки. Для цього використовується сигнал в приймачі на виході детектора. Відповідно до теореми еквівалентності одержаний результат буде справедливим для високочастотного представлення сигналу [32].

Вважається, що в системі передається уніполярний сигнал (рис. 3.1а). У випадку використання біполярного сигналу в приймачі здійснюється додатково перетворення його в уніполярний сигнал.

В складі прийнятого сигналу за допомогою синхронізованого ключа виділяються окремо інтервали часу, коли приймається тільки шум, тобто нульові біти  $\tau$  (рис. 3.1, б). Протягом тривалості цих бітів вимірюється ефективне значення напруги та потужності шуму.

Крім того, постійно здійснюється вимірювання ефективного значення напруги та потужності суміші сигнал + шум.

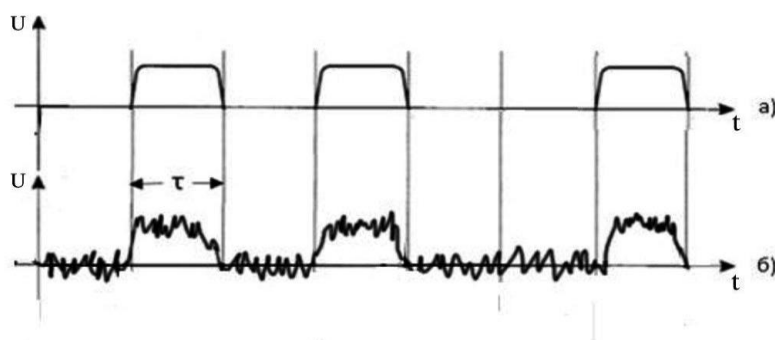


Рис. 3.1. Структура прийнятого сигналу.

Середня потужність шуму, або те ж саме, що його дисперсія  $\sigma^2$  в межах практичної ширини його спектру  $\omega_1 = -\frac{2\pi}{\tau}$ ,  $\omega_2 = \frac{2\pi}{\tau}$ , буде визначатись як:

$$P_{\text{ш}} = \sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{2\pi}{\tau}}^{\frac{2\pi}{\tau}} W_{\text{ш}}(\omega) d\omega, \quad (3.2)$$

де  $W_{\text{ш}}(\omega)$  - модуль спектральної щільності шуму.

Для практичного вимірювання потужності шуму, який має нульове середнє значення, доцільно використати схему двохполуперіодного амплітудного детектора (рис. 3.2) [44].

Величина постійної часу фільтра  $T_{\phi} = R_1 C_1$  має дорівнювати:

$$T_{\phi} = \tau / 3, \quad (3.3)$$

що забезпечить заряд ємності конденсатора фільтра до 95% максимального значення напруги за інтервал часу  $\tau$  [44].

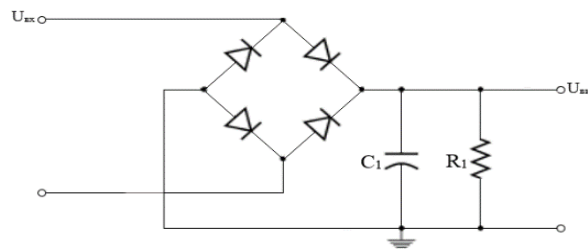


Рис. 3.2. Схема двохполуперіодного амплітудного детектора.

Вимірювання сумарної потужності сигнал+шум здійснюється постійно також з використанням амплітудного детектора.

На рис. 3.3 наведена функціональна схема ТКС, в якій здійснюється оптимальне приймання широкосмугового сигналу, визначення потужності шуму, потужності суміші сигнал+шум, відношення сигнал/шум, а також сигналу помилки.

Вхідний сигнал **a** надходить до формувача сигналу 3 в передавачі 1, де з використанням сигналу генератора псевдовипадкової послідовності 4 створюється складний імпульсний сигнал, яким в модуляторі 5 модулюється гармонічний сигнал генератора 6 і створюється складний шумоподібний радіосигнал. Перенесений на несучу частоту сигнал за допомогою перетворювача частоти 7

після підсилення в підсилювачі потужності 8 надходить до антени 9 і далі в радіоканал 10. Прийнятий антеною 11 приймача 2 через фільтр 12 надходить до малошумливого підсилювача 13 і далі після перенесення на проміжну частоту перетворювачем частоти 14 до Rake-приймача 15.

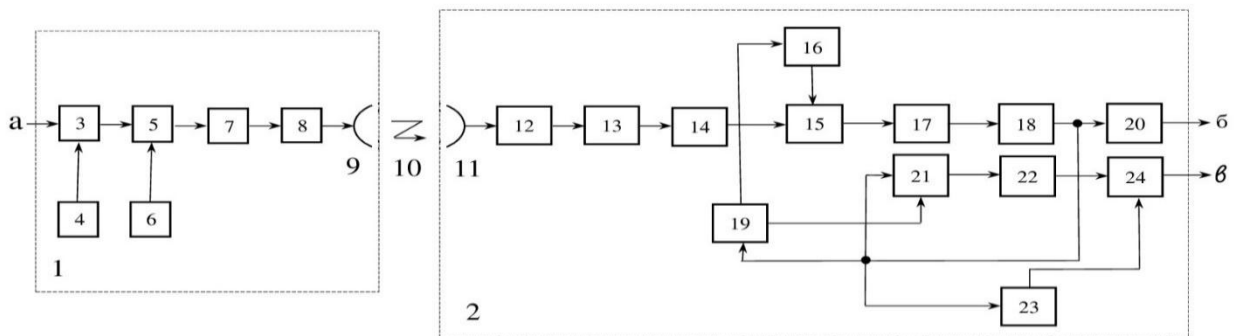


Рис. 3.3. Функціональна схема ТКС: *a*–вхідний сигнал; 1-передавач; 2-приймач; 3-формуваач сигналу; 4-генератор псевдовипадкої послідовності; 5-модулятор; 6-високочастотний генератор; 7-перетворювач частоти; 8-підсилювач потужності; 9,11-антени; 10-радіоканал; 12-фільтр; 13-малошумливий підсилювач; 14-перетворювач частоти; 15-Rake-приймач; 16-генератор опорної псевдовипадкової послідовності; 17-вирішуючий пристрій; 18-детектор; 19-синхронізатор; 20-пристрій формування вихідного сигналу; 21-ключ; 22-вимірювач потужності шуму; 23-вимірювач потужності сигнал+шум; 24-обчислюючий пристрій; *b*-вихідний сигнал; *v*-сигнал помилки.

При розповсюдженні сигналу в радіоканалі сигнал зустрічає перешкоди, що призводить до виникнення ряду променів. В результаті на вхід Rake-приймача крім основного сигналу надходить декілька променів з різним часом запізнення. В Rake-приймачі відбувається ідентифікація коротких імпульсів, визначаються окремі промені і час їх запізнення, а також здійснюється їх кореляційна обробка [45-47].

Запропоноване більш детальне визначення відношення сигнал/шум, використовуючи схему рис. 3.3, наводиться нижче (розд. 4).

З виходу Rake-приймача сигнал надходить до вирішуючого пристрою 17, і далі до детектора 18, після чого в пристрої 20 формується вихідний інформаційний сигнал *b*, одержаний в результаті його оптимальної обробки. Вихідний сигнал детектора 18 через ключ 21 також надходить до пристрою вимірювання потужності

шуму 22, а також до пристрою вимірювання сумарної потужності сигнал+шум 23. Рівні потужності шуму від пристрою 22 та сумарної потужності сигнал+шум від пристрою 24 надходять до обчислюючого пристрою 25, де визначається відношення сигнал/шум та рівень сигналу помилки  $\epsilon$ .

Визначення чистої потужності сигналу забезпечує електронний пристрій, який виконує операцію [44]:

$$P_c = P_\Sigma - P_\text{ш}, \quad (3.4)$$

де  $P_\Sigma$ ,  $P_\text{ш}$  - виміряні значення потужностей суми сигнал+шум, а також потужності шуму.

З використанням одержаних значень потужності сигналу і шуму знаходять відношення сигнал/шум:

$$\gamma = P_c / P_\text{ш}. \quad (3.5)$$

Знайдене значення  $\gamma$  дозволяє з використанням наведених в [1] розрахованих графіків автоматично знайти наявне значення ймовірності бітової помилки. Якщо це значення буде меншим необхідного, слід через канал зворотного зв'язку системи передати сигнал для збільшення потужності передавача шляхом створення системи автоматичного регулювання потужності передавача [49,50]. Вказані операції здійснюються автоматично.

Для створення системи автоматичного регулювання потужності передавача необхідно в систему ввести додаткові пристрої.

### **3.2. Створення ЦРСП з автоматичним регулюванням потужності передавачів.**

Відомо, що опади суттєво впливають на загасання сигналу в атмосфері на частотах вище 1 ГГц, тобто в частотному діапазоні, де в основному працюють радіорелейні системи зв'язку (див. рис. 1.5) [21].

При збільшенні інтенсивності опадів збільшується загасання сигналу, що призводить до зменшення відношення сигнал/шум та відповідно до збільшення ймовірності бітової помилки приймання сигналу.

Останнім часом практичного використання набувають ЦРСП міліметрового діапазну [51-54], які забезпечують високу швидкість передачі сигналу.

Радіорелейні лінії зв'язку зазвичай розраховуються для роботи в гірших умовах за інтенсивністю дощу. Тоді, при припиненні дощу потужність передавача буде надлишковою, що неприйнятно з точки зору її негативного впливу на навколишнє середовище.

Нижче, наприклад, наводиться розрахунок потужності передавача ЦРСП згідно (2.8) на робочій частоті 80 ГГц, що здійснює зв'язок на відстані 19,5 км при вихідних даних [51]: ефективна шумова температура приймача  $T = 2000\text{K}$  - попередньо виконаний розрахунок за (1.5)-(1.8); смуга пропускання приймального тракту:  $\Delta f = 10$  ГГц; відношення сигнал / шум:  $\gamma = 9,5\text{дБ}$  (використовується ФМ-4, ймовірність бітової помилки -  $10^{-5}$ ); діаметр розкриву антени  $D_a = 0,6$  м; без завадостійкого кодування та обробки сигналу ( $\eta = \rho = 1$ ); втрати сигналу в спокійній атмосфері  $L_0 = 7,6$  дБ (5,75); втрати сигналу при інтенсивності опадів  $\varepsilon = 1\text{мм} / \text{год}$  - 19дБ; втрати сигналу при інтенсивності опадів  $\varepsilon = 2,5$  мм / год 57 дБ; втрати сигналу при інтенсивності опадів  $\varepsilon = 10\text{мм} / \text{г}$  - 195 дБ. Результати розрахунку показані в табл. 3.1.

Таблиця 3.1. Потужність передавача ЦРСП в залежності від інтенсивності опадів  $\varepsilon$ .

Інтенсивність дощу $\varepsilon$ , мм/г	0	1	2,5	10
Потужність передавача Р,Вт	$5,69 \times 10^{-6}$	$5 \times 10^{-2}$	4	$1,79 \times 10^{14}$

Очевидно, ЦРСП з наведеними параметрами практично працездатна при інтенсивності дощу не більше 2,5 мм / год. Потужність передавачів ЦРСП повинна розраховуватися для гірших умов, коли інтенсивність дощу найбільша. При



зникненні дощу потужність передавачів буде надлишковою (до 57 дБ) і призводити до погіршення електромагнітної ситуації та зайвої витрати енергії електроживлення.

Відновлення потрібного відношення сигнал/шум можливо методом «грубої сили» – підвищенням потужності передавача. Однак це призводить до погіршення електромагнітної сумісності обладнання, надмірних енерговитрат, особливо при акумуляторному живленні, і підвищення шкідливості впливу електромагнітного випромінювання на здоров'я людей.

Для забезпечення ефективної роботи РРС в умовах опадів доцільно використати метод автоматичного регулювання потужності передавачів [49,50]. Для вирішення цього питання пропонується використати одержані вище значення сигнал/шум та окремо рівень сигналу помилки, який через канал зворотного зв'язку передається на передавач для корекції потужності передавача.

Для забезпечення корекції потужності передавачів пропонується створити канали зворотного зв'язку для передачі даних про рівень сигналу в приймачі до керованого підсилювача потужності.

Такий цілком простий низькошвидкісний канал може бути створений додатковими блоками в РРС для передачі цифрового сигналу від АЦП, на вхід якого надходить аналоговий рівень сигналу.

Для створення дуплексної ЦРСП з автоматичним регулюванням потужності передавача доцільно використати систему за схемою рис. 3.4.

Структурна схема системи автоматичного регулювання потужності передавача РРС1 в дуплексній радіорелейній системі передачі наведена на рис. 3.5.

Статична помилка системи в замкнутому стані буде [43]:

$$\Delta U_2 = \Delta U_{n2} / K_p, \quad (3.6)$$

де  $\Delta U_{n2}$  - початкова помилка системи в розімкнутому стані, викликана зміною потужності передавачів;

$K_p$  - статичний коефіцієнт передачі системи в розімкненому стані.

Фактично величина  $K_p$  являє собою коефіцієнт стабілізації параметрів системи. При використанні позначень коефіцієнтів передачі ланцюгів на схемі рис. 3.6 і враховуючи ідентичність вузлів в системі, одержимо:

$$K_p = k_{л1}, k_{л1}, k_{п1}, k_{п2}, k_{ф}, k_{р1}, k_{д1}, k_{д2}, k_{01}, k_{02}. \quad (3.7)$$

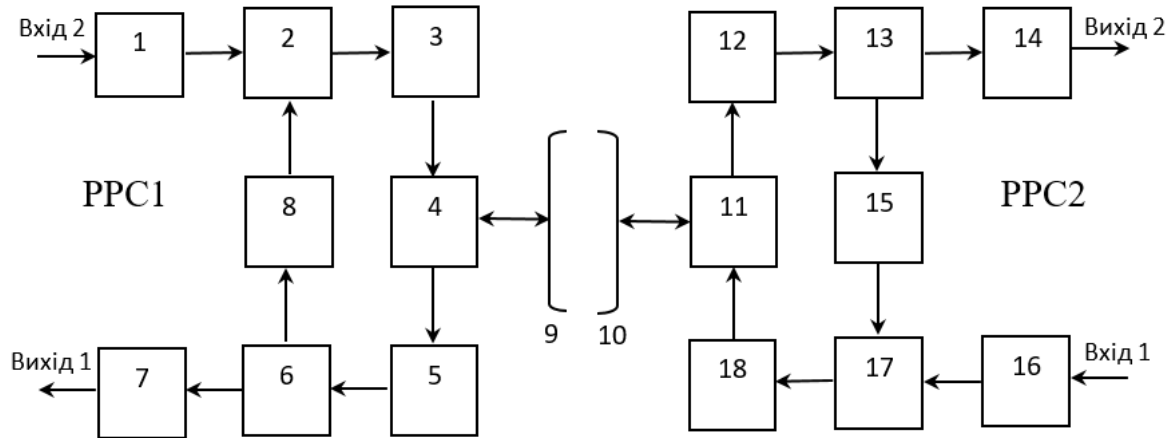


Рис. 3.4. Блок-схема дуплексної ЦРСП з двома РРС: РРС1 та РРС2, де здійснюється автоматичне регулювання потужності передавача РРС1: 1-пристрій формування інформаційного сигналу станції РРС1; 2-електрично керований пристрій попереднього підсилення потужності; 3-вихідний підсилювач потужності; 4-дуплексер РРС1; 5-приймач РРС1; 6-демультиплексер; 7-пристрій формування вихідного сигналу РРС1; 8-пристрій формування керуючого сигналу помилки; 9-антена РРС1; 10-антена РРС2; 11-дуплексер РРС2; 12-приймач РРС2; 13-демультиплексер; 14-пристрій формування вихідного сигналу РРС 2; 15-пристрій формування сигналу помилки; 16-пристрій формування вхідного сигналу РРС1; 17-мультиплексер; 18-передавач РРС2.

Використовуючи рівняння радіолінії (2.8) для ідентичних РРС з однаковими коефіцієнтами підсилення антени  $G$  при одержимо коефіцієнт передачі еквівалентного навантаження радіолінії:

$$k_{л} = G^2 \lambda^2 / 16 \pi^2 D^2 10^{0,1 \alpha D}, \quad (3.8)$$

де  $\lambda$  - довжина хвилі сигналу;

$\alpha$  - питоме загасання сигналу при опадах;

$D$  - довжина лінії зв'язку;

$G$  - коефіцієнт підсилення антени.

Очевидно, що  $k_L$  буде змінюватись в основному у залежності від інтенсивності опадів і буде максимальним при відсутності опадів.

Враховуючи, що робочі частоти РРС близькі, можна записати:

$$k_{L1} = k_{L2} = k_L. \quad (3.9)$$

Тоді (3.9) прийме вигляд:

$$K_p = k_L^2, k_{\Pi 1}, k_{\Pi 2}, k_\phi, k_{p1}, k_{d1}, k_{d2}, k_{01}, k_{02}. \quad (3.10)$$

Помилка в системі в операторній формі буде мати вигляд:

$$K_\theta(p) = 1 / (1 + K_p(p)), \quad (3.11)$$

де  $p$  - комплексна змінна;

$K_p(p)$  - передавальна функція розімкненої системи в операторній формі.

Враховуючи послідовно з'єднані динамічні ланцюги зі сталими часу  $T_1, T_2, T_3$  передавальна функція розімкненої системи в операторній формі буде:

$$K_p(p) = 1 / [(1 + T_1 p) (1 + T_2 p) (1 + T_3 p)]. \quad (3.12)$$

Вимога до швидкодії системи автоматичного регулювання не критична, тому обираємо корегуючий інтегруючий фільтр зі сталою часу  $T$  більшою не менш як в 5 разів сталих часу ланцюгів. Тому система автоматичного регулювання буде структурно стійкою як система першого порядку з передавальною функцією:

$$K_p(p) = 1 / (1 + T p). \quad (3.13)$$

Перехідний процес буде монотонним і остаточно помилка буде встановлена за час  $3T$  (рис. 3.6).

В пристрої формування опорного сигналу ФОН (див. рис. 3.5) створюється обчислювальний пристрій, який за наявними значеннями сигналу та шуму,

одержаних за методом розділу 3.1, порівнює одержане відношення сигнал/ шум з потрібним значенням для використаного методу модуляції та адаптивно визначає необхідну величину сигналу у вигляді опорної напруги  $U_{02}$  (див. рис. 3.5).

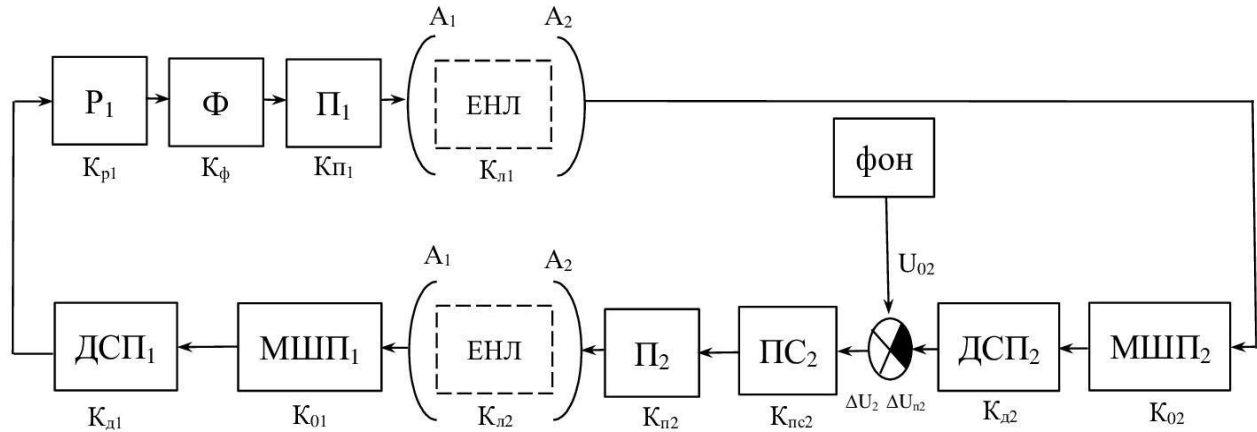


Рис. 3.5. Структурна схема системи автоматичного регулювання потужності передавача РРС1 в дуплексній радіорелейній системі передачі: МШП<sub>1</sub>, МШП<sub>2</sub> – малoshумливі підсилювачі; ДСП<sub>1</sub>, ДСП<sub>2</sub>–датчики сигналу помилки; ПС<sub>2</sub>–підсилювач сигналу помилки; Р<sub>1</sub>–регулятор потужності; Ф–фільтр; П<sub>1</sub>, П<sub>2</sub>–передавачі; ЕНЛ–еквівалент навантаження лінії; ФОН–формуваць опорної напруги;  $U_{02}$ –опорна напруга;  $\Delta U_{n2}$ –початкова помилка в розімкненій системі;  $\Delta U_2$ –залишкова помилка в замкнутій системі;  $k_{л1}$ ,  $k_{л2}$ ,  $k_{п1}$ ,  $k_{п2}$ ,  $k_{\phi}$ ,  $k_{\partial1}$ ,  $k_{\partial2}$ ,  $k_{01}$ ,  $k_{02}$ –статичні коефіцієнти передачі пристроїв.

Автоматичне регулювання потужності передавача РРС1 в дуплексній системі радіорелейного зв'язку здійснюється наступним чином (див. рис. 3.4). При включенні системи потужність передавача РРС1 буде максимальною і в приймачі РРС2 буде знайдено максимальний рівень сигналу за методом, наведеним в розділі 3.1, який буде виділений в демультимплексорі 13 та створить сигнал помилки в пристрої 15. Далі за допомогою мультиплексора 17 сигнал домішається до інформаційного сигналу, створеного в пристрої формування сигналу 16 станції РРС2, і буде переданий як сигнал зворотного зв'язку до РРС1, де він буде виділений демультимплексером 6 і використаний для регулювання потужності передавача РРС1 за допомогою електрично керованого попереднього підсилення потужності 2.

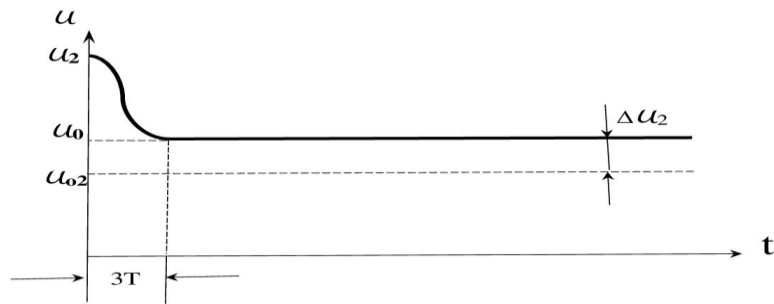


Рис. 3.6. Перехідний процес в системі автоматичного регулювання.

Величину початкового значення напруги в розімкненій системі знайдемо як:

$$\Delta U_{п2} = U_2 - U_0. \quad (3.14)$$

Створена замкнута система автоматичного регулювання потужності передавача РРС1 при, наприклад  $K=20$ , забезпечить помилку в приймачі РРС2 з точністю 5% відповідно опорній напрузі.

Для практичної реалізації запропонованого методу автоматичного регулювання потужності передавача в системі за схемою рис. 3.4 необхідно ввести в схему РРС додатково блоки: мультиплексори 2,17; демультимплексори 6,13; приймач 5 та передавач 18, а також пристрої виділення сигналу помилки 15 та формування сигналу управління 8, за допомогою яких буде створений канал зворотного зв'язку для регулювання потужності РРС1.

Аналогічно створюється система автоматичного регулювання потужності РРС1.

Розроблений метод автоматичного регулювання потужності передавача з автоматичним визначенням рівня опорного сигналу дозволяє здійснювати адаптивне приймання сигналу в радіорелейній системі зв'язку в умовах опадів. Наприклад, можна зменшити потужність передавача з робочою частотою 10 ГГц при довжині лінії зв'язку 30 км на 15 дБ після припинення опадів інтенсивністю 25 мм /год.

Слід зазначити, що в системі має бути передбачене регулювання потужності передавачів в межах до 15 дБ.

На рис. 3.7 наведена блок-схема симплексної радіорелейної системи зв'язку з двома РРС: РРС1 та РРС2, де здійснюється автоматичне регулювання потужності передавача РРС1 за аналогічною викладеній вище методикою.

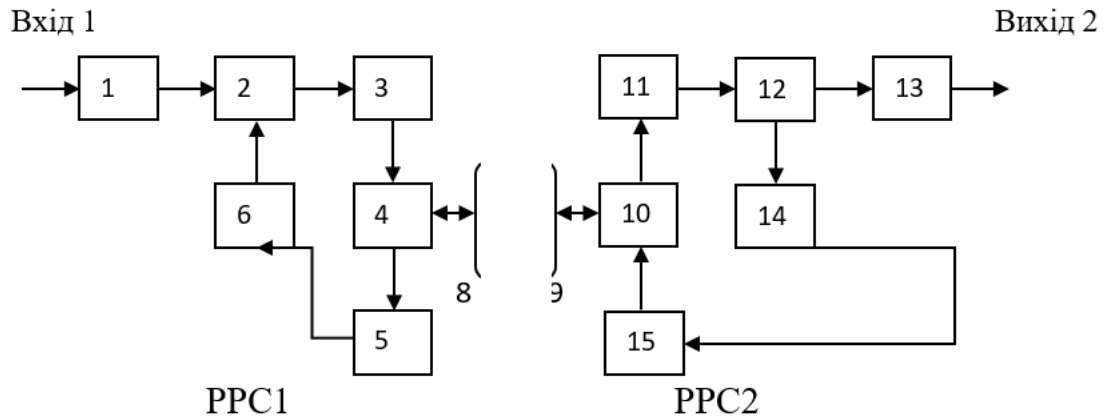


Рис. 3.7. Блок-схема симплексної радіорелейної системи зв'язку з двома РРС РРС1 та РРС2, де здійснюється автоматичне регулювання потужності передавача РРС1: 1-пристрій формування інформаційного сигналу станції РРС1; 2-електрично керований попередній підсилювач потужності; 3-вихідний підсилювач потужності; 4-дуплексер РРС1; 5- додатковий приймач РРС1; 6-пристрій формування керуючого сигналу помилки; 8-антена РРС1; 9-антена РРС2; 10-дуплексер РРС2; 11-приймач РРС2; 12-демультиплексер; 13-пристрій формування вихідного сигналу РРС 2; 14-пристрій формування сигналу помилки відповідно до величини опорної напруги; 15-додатковий передавач РРС2 з електронним керуванням потужністю.

### Висновки за розділом 3.

1. Розроблений метод вимірювання шуму і рівня сигналу дозволяє визначити відношення сигнал/шум і наявний рівень помилки приймання сигналу в ЦРСП, який передається через канал зворотного зв'язку для автоматичного регулювання потужності передавача.
2. Запропонований метод автоматичного регулювання потужності передавачів дуплексної та симплексної ЦРСП в умовах опадів дозволяє здійснювати адаптивне приймання сигналу.

## РОЗДІЛ 4. СТВОРЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОЇ ЦРСП З ШИРОКОСМУГОВИМ СИГНАЛОМ

### 4.1. Переваги телекомунікаційних систем з широкосмуговим сигналом.

В телекомунікаціях особливе місце належить системам з широкосмуговим сигналом, безперечною перевагою яких є підвищена завадостійкість як при вузькосмугових, так і широкосмугових завадах, конфіденційність передачі інформації, а також електромагнітна сумісність з сусідніми радіоелектронними пристроями [55, 56].

Основною характеристикою широкосмугового сигналу є база сигналу:

$$B = T W_c, \quad (4.1)$$

де  $T$  - тривалість сигналу;

$W_c$  - ширина спектра сигналу.

У реальних ТКС крім внутрішніх теплових шумів має місце вплив зовнішніх завад, які неминуче надходять до радіоканалу.

Встановлено, що незалежно від конкретної смуги спектру завади  $W_z$  відношення сигнал/завада на виході корелятора поводитьься так, якби потужність завад була рівномірно розподілена в смузі частот сигналу  $W_c$ , додаючи до власного шуму додатковий шум зі спектральною щільністю  $P_z/W_c$ . ( $P_z$ -потужність завади). Причому, сумарний шум має властивості нормального Гауссова шуму [39].

Тоді на виході корелятора відношення сигнал/завада буде [56]:

$$\gamma_{вих} = \gamma_0 (1 - W_z / W_c), \quad (4.2)$$

де  $\gamma_0$  - дійсне відношення сигнал / шум на вході корелятора при відсутності завади.

Якщо поруч з широкосмугового ТКС працює передавач в штатному режимі з сигналом великої потужності і він не намагається шкодити даній ТКС, тоді діє вузькосмугова завада, ширина спектру якої набагато менше ширини спектру корисного сигналу.

Зменшити вплив вузькосмугової завади можливо використанням режекторного фільтра, який «виріже» перешкоду зі спектру сигналу.

Досягнення високої завадостійкості ТКС при вузькосмуговій заваді (без використання методу грубої сили з підвищеною потужністю передавача) можливо тільки шляхом розширення спектра сигналу без зміни його тривалості.

Як навмисну протидію роботі широкосмугової системи спеціальні служби використовують загороджувальну шумову заваду, намагаючись створити заваду з шириною спектру  $W_z$ , що наближається до практичної ширини спектру сигналу  $W_c$  (рис. 4.1).

При цьому відношення сигнал/завада буде визначатися (4.2).

Виграш відношення сигнал/шум при збільшенні ширини спектру сигналу за формулою (4.2) надасть можливість зменшення потужності сигналу до величини, необхідної для одержання заданої ймовірності помилки приймання сигналу.

Очевидно, що чим більша база широкополосного сигналу, тим складніше буде здійснити негативний вплив завади. Розширення спектру сигналу при постійній енергії і тривалості сигналу зменшує його спектральну щільність, маскуючи його під шумами.

Характерною ознакою електромагнітної сумісності систем є їх безконфліктне співіснування в даному діапазоні. Для цього, передавачі систем повинні випромінювати мінімальний сигнал в смузі частот приймачів, щоб спектральна щільність сигналу була менше деякого порогового рівня. Використання широкосмугового сигналу є найбільш ефективним способом забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних систем.

Широкасмуговий сигнал забезпечує високу роздільну здатність при прийомі коротких імпульсів тривалістю  $\Delta t$ :

$$\Delta t = 1 / W. \quad (4.3)$$



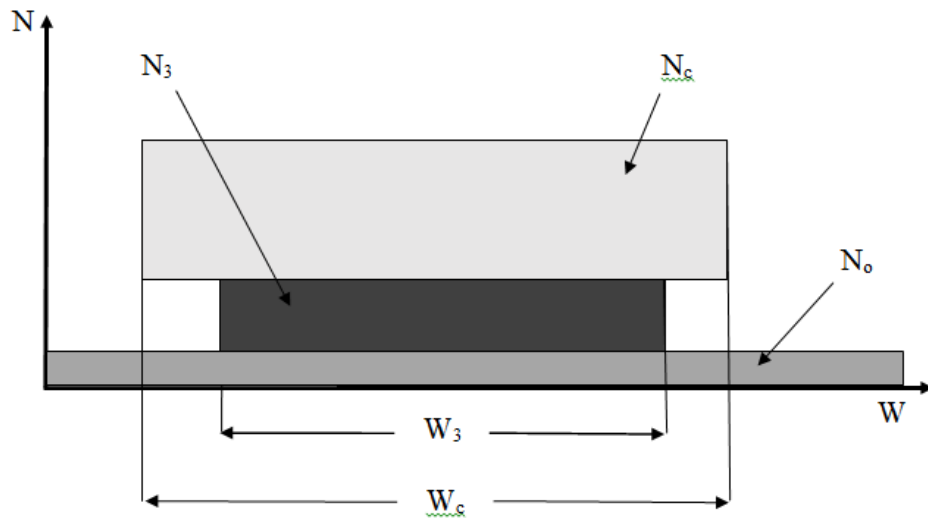


Рис. 4.1. Спектри сигналу та загорджувальної завади:

$N_c$ ,  $N_0$ ,  $N_s$  – спектральна щільність потужностей сигналу, власного шуму та завади.

Ця особливість систем при багатопроменевому поширенні сигналу дозволяє ідентифікувати короткі імпульси сигналів, які з затримкою надходять на вхід приймача внаслідок відбиття сигналу від перешкод. Такі імпульси обробляються в еквалайзері або RAKE-приймачі [45-47], завдяки чому створюється сумарний сигнал, який підвищує відношення сигнал/шум на вході вирішуючого пристрою.

Широкосмуговий шумоподібний сигнал формується з використанням ряду відомих модулюючих псевдовипадкових послідовностей (ПВП) методом прямого розширення спектру (рис. 4.2) [32,33].

Високочастотний гармонічний сигнал 1 подається на модулятор 2, де він модулюється ПВП, створеною генератором 3. Модулюючий сигнал, в якому кожний біт інформаційної послідовності тривалістю  $T$  перетворюється в псевдовипадкову послідовність коротких імпульсів тривалістю  $\tau$ , в результаті створюється шумоподібний фазомодульований радіосигнал 6 із спектром  $S_{usc}$ .

Практично використовується спектр шириною  $2/\tau$  з центральною частотою  $f_0$ , який створюється найквістовими імпульсами тривалістю  $\tau$ , що передаються з прийнятною мінімальною міжсимвольною інтерференцією.

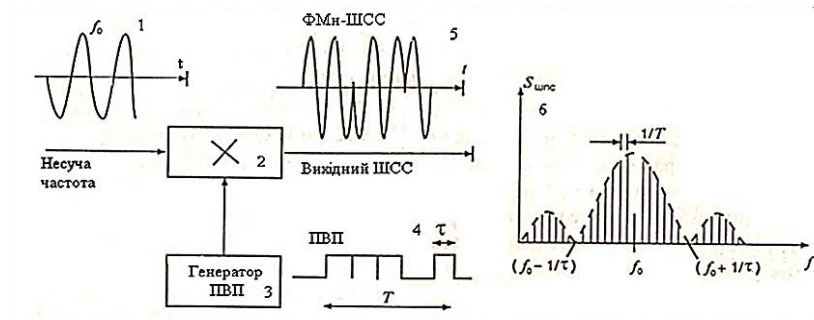


Рис. 4.2. Формування шумоподібного сигналу методом прямого розширення спектра.

Для модуляції сигналу використовуються різні відомі ПВП:  $m$ -послідовність, послідовність Касамі, Голда, а також коди Уолша. Головна вимога при виборі виду модулюючої послідовності - отримання мінімальних бічних пелюсток автокореляційної функції для одноканальних систем; мінімальних пелюсток взаємкореляційних функцій - для багатоканальних систем.

Перехоплювач може розгадати структуру сигналу методом простого перебору з використанням банку паралельних узгоджувальних фільтрів або фільтрів, які перебудовуються послідовно, якщо сигнал приймається довгий час. Тому системи з використанням класичних відомих ПВП не можна вважати захищеними від несанкціонованого доступу.

При розробці ТКС з шумоподібним сигналом важливо забезпечити обробку сигналу в приймачі з одержанням максимального відношення сигнал/шум, що еквівалентно зменшенню потужності передавача до величини, необхідної для забезпечення потрібної помилки приймання сигналу. Вирішення даної задачі слід забезпечити з використанням запропонованого методу створення каналу зворотного зв'язку для корегування потужності передавачів, викладеного в розділі 3.2.

#### 4.2. Створення широкопasmової ЦРСП з використанням ПВП на основі хаосу.

Використання явища динамічного хаосу [57-61] забезпечує можливість абсолютно нового підходу до формування ПВП. При цьому принциповою

особливістю алгоритмів, що описують систему з динамічним хаосом, є їх нелінійність, а особливістю генерованого часового процесу - його неперіодичність. Це відкриває можливість пошуку нового класу ПВП, структуру яких практично неможливо відтворити, тому їх використання забезпечує підвищену скритність передачі інформації.

Генератори ПВП побудовані на основі одновимірних хаотичних відображень - логістичного, квадратичного та кубічного, що являють собою хаотичні системи.

Однією із найважливіших характеристик таких систем є діаграми бифуркацій (рис. 4.3, 4.4, 4.5).

Вказані відображення відповідно описуються наступними рівняннями [57]:

$$x_{n+1} = rx_n (1 - x_n), \quad (4.4)$$

$$y_{n+1} = 1 - \mu y_n^2, \quad (4.5)$$

$$z_{n+1} = a - bz_n + z_n^3, \quad (4.6)$$

де  $x_n$ ,  $y_n$  та  $z_n$  - значення змінних системи на кроці  $n$ , а  $r$ ,  $b$  та  $\mu$  - параметри динамічних систем.

Початкові стани систем задаються значеннями  $x_0 \in (0 \div 1)$  та  $y_0 \in (0 \div 1)$  для логістичного та квадратичного відображень, а для кубічного:  $z_0 \in (1,5 \div 1,5)$  в залежності від значення параметрів керування, квадратичного  $(1,5 \div 2)$ . А для кубічного відображення  $a$  та  $b$  змінюється в межах  $(-0,6 \div 0,6)$ ,  $(0,8 \div 2,5)$  відповідно. В залежності від значення параметрів системи їх динамічні властивості суттєво змінюються. Вибір параметрів  $r$ ,  $a$ ,  $b$  та  $\mu$  в зазначених межах гарантує хаотичні стани систем і вихідні послідовності  $x_n$ ,  $y_n$  та  $z_n$  матимуть високий рівень випадковості.

Користуючись діаграмою рис. 4.3 можна визначити значення параметру  $r$ , при якому реалізується розвинений хаос. В розрахунках слід приймати значення  $3,9 < r < 4,0$ . Іншими ключами шифрування будуть початкове значення  $x_0$  та значення  $n_k$ , з якого починається формування ПВП.

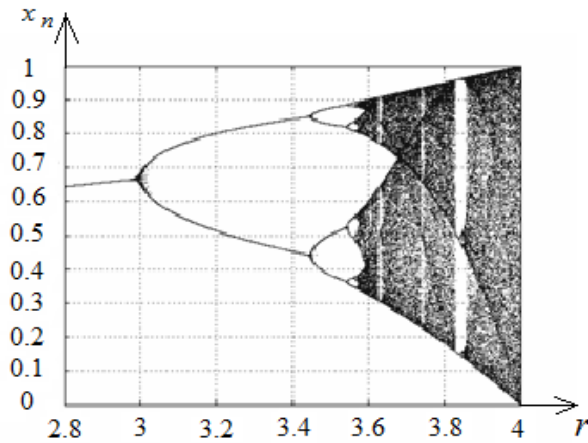


Рис. 4.3. Біфуркаційна діаграма логістичного відображення Фейгенбаума.

Користуючись цією діаграмою, можна теж визначити значення параметру  $\mu$ , що гарантує хаотичну динаміку квадратичного відображення ( $1,75 < \mu < 1,9$ ), крім того необхідно вибрати початкове значення  $y_0$  та початок відліку  $n_k$  для формування ПВП, що розширюють поле ключів.

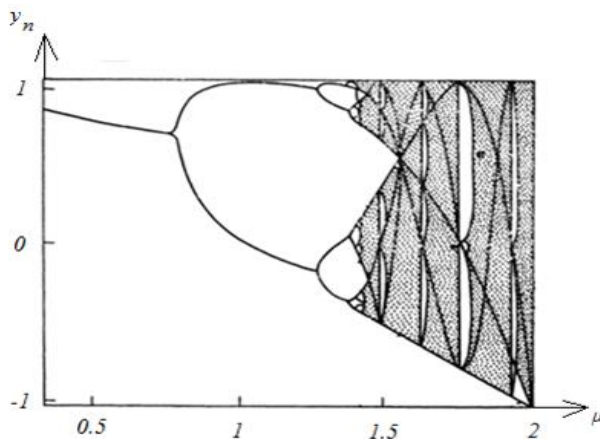


Рис. 4.4. Біфуркаційна діаграма квадратичного відображення.

Як і в попередніх випадках, при проведенні розрахунків слід обирати межі параметрів  $a$  та  $b$  для попадання в хаотичний діапазон. Також потрібно вибрати додаткові ключі шифрування – початкове значення  $z_0$  і знову ж таки початок вибірки ПВП від значення  $n_k$ .

Проведений попередній аналіз підтверджує досить широкий простір ключів шифрування при формуванні ПВП на основі хаотичних відображень.

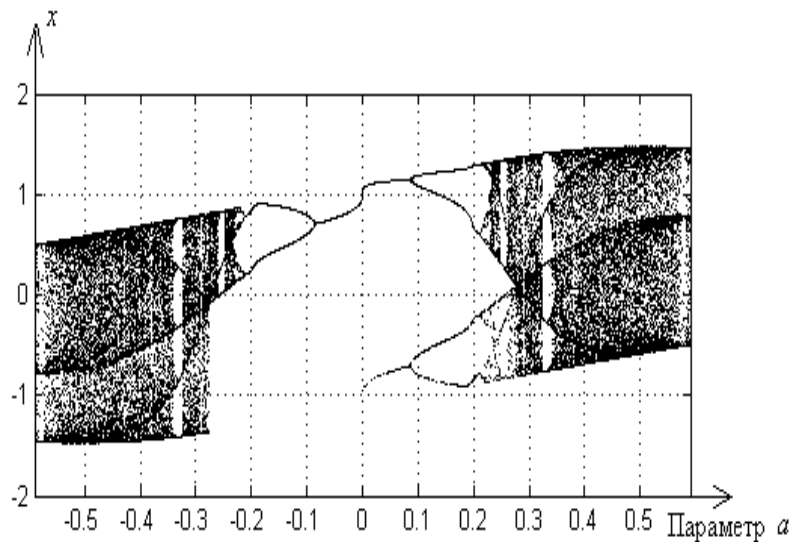


Рис. 4.5. Біфуркаційна діаграма кубічного відображення.

Генератори ПВП працюють наступним чином:

1. Одновимірні відображення генерують значення змінних протягом  $n$  заданих ітерацій.
2. Після кожної ітерації отримане значення порівнюється із заданим рівнем порогового значення  $q$  (наприклад  $0,5$ ) та визначається який біт згенеровано. Якщо отримане значення змінної  $x_k < q$ , то генерується логічний «0», в іншому випадку генерується логічна «1».
3. Після генерування загальної кількості значень змінної та визначення бітів утворюється вся ПВП.

Проте слід зауважити, що вибір значення порогового рівня  $q$  повинен здійснюватись в залежності від вибраних параметрів контролю, тобто додатково необхідно знаходити середину діапазону зміни вихідних значень таких систем.

Під час дослідження роботи таких генераторів було встановлено, що властивостями ПВП володіють послідовності, генеровані логістичним та квадратичним відображеннями при значеннях параметрів контролю  $r \in (3,9 \div 4)$  та  $\mu \in (1,8 \div 2)$ .

Для кубічного відображення підбір параметрів контролю складніший через те, що воно демонструє структуру типу «перехрестя» і складну структуру границі хаосу, поєднану з накопиченням та подвоєнням періоду. Крім того, як видно із біфуркаційних діаграм, такі системи володіють вікнами періодичності, які теж необхідно уникати при виборі значень параметрів контролю.

Запропоновані генератори реалізовані на мові програмування Delphi 7. Приклад вигляду програми одержання реалізацій наведений на рис. 4.6.

Кожним генератором генеруються послідовності з різними початковими умовами, але при цьому не змінюються параметри керування хаотичними динамічними системами.

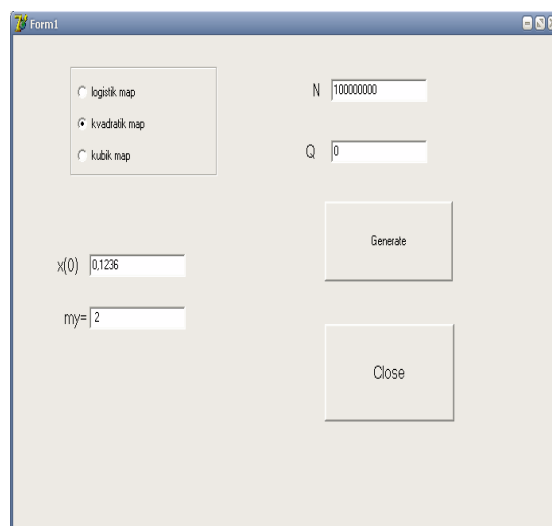


Рис. 4.6. Вигляд програми, що реалізує генератор на основі квадратичного відображення.

Основною характеристикою ПВП є автокореляційна функція (АКФ) сигналу  $s(t)$  [32]:

$$\Psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t - \tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t + \tau)dt. \quad (4.7)$$

Важливо, щоб максимальні бічні пелюстки АКФ мали мінімальний прийнятний рівень.

Для з'ясування можливості використання хаосу, для створення прийнятних ПВП одержані та досліджені імпульсні послідовності на основі хаосу за

логістичним, квадратичним та кубічним відображеннями. З використанням графічного інтерфейсу користувача [62] в системі Matlab досліджені АКФ одержаних ПВП та визначені реалізації з мінімальним рівнем бічних пелюсток АКФ.

```

figure('Color','w');subplot(2,1,1);a=[-14:14];
mp1=[1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1]; mp2=mp1;
mp3=fliplr(mp2);mp4=[mp1 mp1];mp5=[mp3 mp3];a2=fft(mp4);b2=fft(mp5);
c1=a2.*b2;d=length(mp4);fk1=1/d*ifft(c1);d1=length(fk1);fk=fk1(1:d1-1);
stem(a,fk);grid on;xlabel('\tau');ylabel('R(\tau)')

```

Алгоритмічна схема створення ПВП на основі хаосу наведена на рис. 4.7. Результати досліджень наведені в табл. 4.1, 4.2, 4.3, де показані параметри послідовностей та значення максимального рівня бічних пелюсток АКФ, одержаних в ПВП довжиною 10, 20, 30, 40, 50, 100, 150 та 200 імпульсів (від початку послідовності) [63,64].

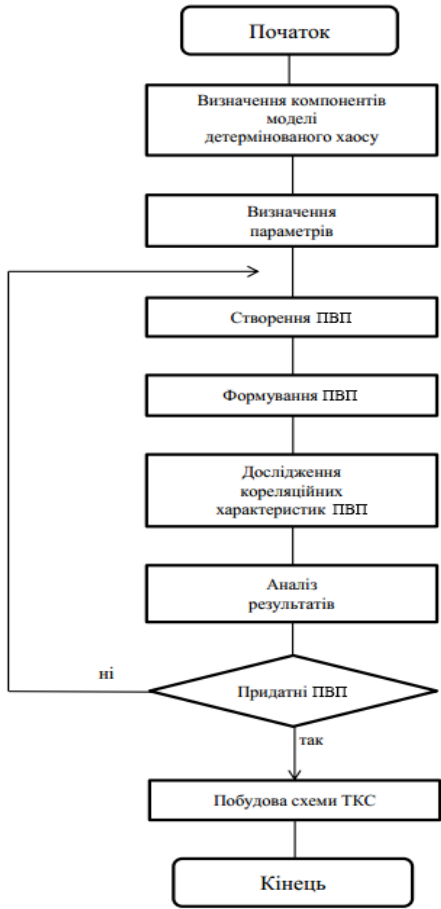


Рис. 4.7. Алгоритмічна схема створення ПВП на основі хаосу.

На основі хаосу з логістичним відображенням одержані 10 послідовностей довжиною 200 імпульсів за параметрами, показаними в табл. 4.1.

Перша послідовність з кількістю імпульсів 200 має вигляд:

-11-11-11-1-1-11-1-1-11-11-1-11-1-1111-1-11-1-1111-1-111-11-111-11-11-11-11-1 -11-111-1111111111-11-1-111-11-1-11-11-111-11-1-1-11-11-1-1-1111-1-11-1-1 -111-1-11-111-1-11-1-1-11-11-1-1-111-1-11-11-1-1111-1-11-11-1-11 11-111-11-111-111-11-1-1-11-11-1-1-111-1-11-11-1-1-111-11-1-1-11 11-1-1.

На основі хаосу з квадратичним відображенням одержані 10 послідовностей довжиною 200 імпульсів за параметрами, показаними в табл. 4.2.

Перша послідовність з кількістю імпульсів 200 має вигляд:

1-11-11-1111-11-11111-11-1-1-11-1-11-1-1-11-1-11-11-11-11-11-1-11-1-11-1-111 -11-1-1111111-11-1-11-11-1-1-11-1-11-1-11-11111-11-1-1-11-1-11-11-11-11-1 -11-1-11-11-1-11-1-1111-11-11-11-11111-11-11-1-1111111-11-11-11-1 -1-11-1111111-11-1-11-11-1111-11-1-111-11-1-1-11-1-11-1-11-1-11-1-1111111-1.

На основі хаосу з кубічним відображенням одержані 10 послідовностей довжиною 200 імпульсів за параметрами, показаними в табл.4.3.

Таблиця 4.1. АКФ ПВП хаосу на основі логістичного відображення.

Кільк. імп.	10	20	30	40	50	100	150	200
№ ПВП (x <sub>0</sub> )								
1 (0,1)	0,6;-0,6	0,4;-0,4	0,4;-0,4	0,5	-0,4	-0,3	-0,3	-0,3
2 (0,2)	0,2;-0,2	0,5;-0,5	-0,5	0,4;-0,4	0,3;-0,3	0,2;-0,2	0,2;-0,2	0,2;-0,2
3 (0,3)	0,6	0,4	0,4	0,3	0,3	0,2;-0,2	0,2;-0,2	0,2;-0,2
4 (0,4)	0,6	0,4;-0,4	0,4;-0,4	0,4	-0,3	-0,3	0,2;-0,2	-0,3
5 (0,05)	-0,6	0,2;-0,2	-0,4	0,4	0,3;-0,3	0,2	0,2;-0,2	0,2;-0,2
6 (0,5)	0,6	0,4	-0,3	-0,3	0,3	0,2;-0,2	0,2;-0,2	0,2;-0,2
7 (0,6)	0,6	0,4;-0,4	0,4;-0,4	-0,3	-0,3	-0,4	0,2;-0,2	-0,3
8 (0,7)	0,6	0,4	0,4;-0,4	0,3	0,4	0,2;-0,2	0,2;-0,2	0,2;-0,2
9 (0,8)	0,2;-0,2	0,4;-0,4	-0,5	0,4;-0,4	0,4	0,2;-0,2	0,3	0,2;-0,2



10 (0,9)	0,6;-0,6	0,4;-0,4	0,4;-0,4	0,4;-0,4	-0,4	-0,3	-0,3	-0,3
----------	----------	----------	----------	----------	------	------	------	------

Таблиця 4. 2. АКФ ПВП хаосу з квадратичного відображення.

Кільк. імп.	10	20	30	40	50	100	150	200
<b>№ ПВП (x<sub>0</sub>)</b>								
1 (0,3)	0,6;-0,6	0,4;-0,4	0,3;-0,3	0,4;-0,4	-0,4	0,3;-0,3	-0,3	-0,3
2 (0,4)	0,3;-0,3	0,4;-0,4	0,5	-0,5	0,3;-0,3	0,3;-0,3	-0,4	-0,4
3 (0,5)	0,2;-0,2	0,6	-0,5	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4	-0,4
4 (0,6)	-0,2	0,8;-0,8	-0,5	0,4;-0,4	0,4;-0,4	0,3;-0,3	-0,3	-0,4
5 (-0,6)	0,6; - 0,6	-0,6	-0,6	0,6	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4
6 (0,7)	-0,6	-0,8	0,6	-0,4	-0,5	-0,4	-0,4	-0,4
7 (-0,7)	-0,6	-0,8	-0,8	-0,4	-0,4	-0,4	-0,4	-0,3
8 (0,8)	-0,6	-0,6	0,5;-0,5	-0,5	0,5;-0,5	-0,4	0,4;-0,4	-0,4
9 (-0,8)	0,3	0,2	0,3	-0,5	-0,5	0,3	0,4	-0,4
10 (0,9)	-0,6	-0,6	-0,6	-0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5

Під час дослідження роботи було встановлено, що найкращими властивостями ПВП володіють послідовності, згенеровані при значеннях параметру контролю  $\lambda \in (3,9 \div 5,0)$ . Також було встановлено, що значення порогового рівня теж необхідно підбирати для отримання кращої умови збалансованості між кількістю бітів з логічним рівнем «0» та «1».

З використанням графічного інтерфейсу користувача [58] були отримані АКФ ряду псевдовипадкових послідовностей, сформованих на основі динамічного хаосу за логістичним відображенням.

В табл. 4.4 наведені відібрані результати, де АКФ має прийнятні для використання сигнали бічні пелюстки - не перевищують значення 0,3. У таблиці 1 використані позначення: N - номер змінної  $x_n + 1$  (тобто значення величини  $n + 1$ ), від якої починається відлік псевдовипадкової послідовності,  $n^*$  - кількість імпульсів псевдослучайної послідовності, відібраної для дослідження АКФ.

Таблиця 4.3. АКФ ПВП хаосу за кубічним відображенням.

Кільк. імп.	10	20	30	40	50	100	150	200
№ ПВП ( $x_0$ )								
1 (0,1)	0,2;-0,2	-0,4	-0,4	0,3;-0,3	0,3;-0,3	0,4	0,3;-0,3	-0,3
2 (-0,1)	0,2;-0,2	-0,4	-0,3	-0,3	0,3	0,2;-0,2	-0,4	-0,3
3 (0,2)	0,2;-0,2	-0,6	0,3	-0,4	-0,3	0,3;-0,3	0,2;-0,2	0,2;-0,2
4 (-0,2)	-0,6	-0,6	0,3;-0,4	0,4;-0,1	0,3;-0,1	0,3	0,3	0,2;-0,2
5 (0,3)	0,6;-0,6	0,6;-0,6	0,4;-0,4	0,4	0,4	0,3;-0,3	0,3;-0,3	0,3;-0,3
6 (-0,3)	-0,6	-0,6	0,3	0,4	0,5	0,5	0,3;-0,3	0,4;-0,4
7 (0,4)	0,3;-0,3	-0,5	-0,6	0,4;-0,4	0,5;-0,5	-0,4	-0,4	0,3;-0,3
8 (-0,4)	-0,6	-0,4	0,4;-0,4	0,4;-0,4	0,5	0,5;-0,5	0,5;-0,5	0,3;-0,3
9 (0,5)	0,6	0,6	0,6	0,4;-0,4	0,4;-0,4	0,4	0,2;0,2	0,3
10(-0,5)	0,2;-0,2	0,3;-0,9	-0,9	0,9	0,8;-0,8	0,3	0,2;-0,2	0,2;-0,2

На рис. 4.8 наведена АКФ ПВП, одержаної з хаосу за логістичним відображенням.

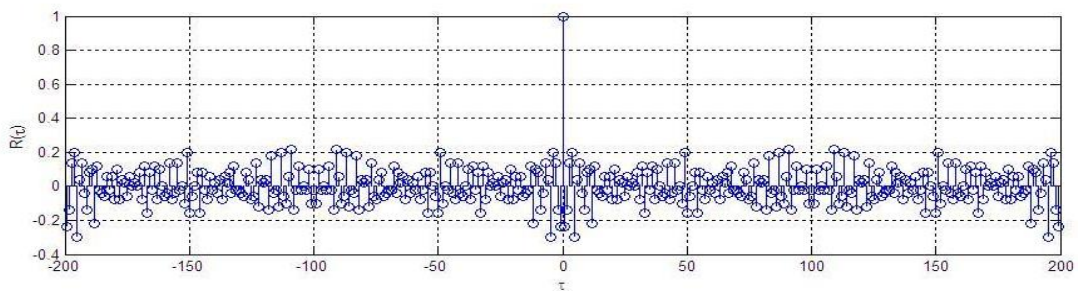
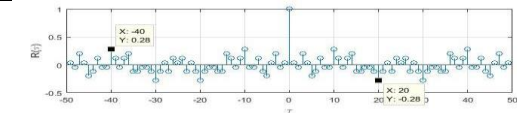
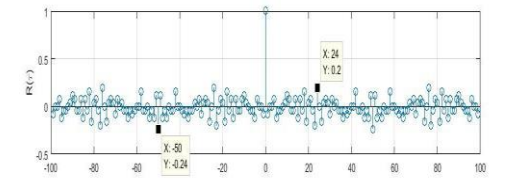
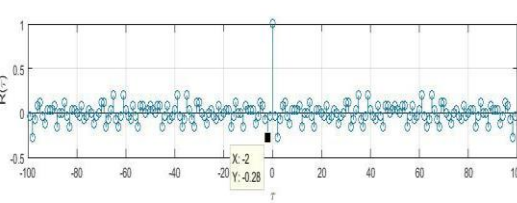
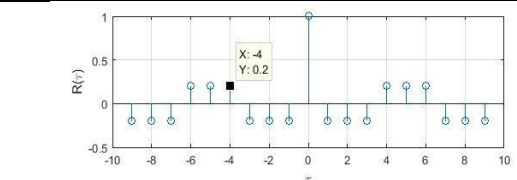


Рис. 4.8. АКФ ПВП, одержаної з хаосу за логістичним відображенням.

ПВП, реалізовані з сигналу на основі логістичного відображення при параметрах  $\lambda > 3,6$  і при значеннях ітерацій  $n > 50$ , коли реалізується так званий розвинений хаос. Просторами ключів при цьому є області параметрів  $\lambda$ , початкових значень  $x_0$  і номер ітерації  $n$ .

Таблиця 4.4. АКФ відібраних ПВП, одержаних із хаотичних сигналів з логістичним відображенням.

Пара-метри хаосу	Структура ПВП	Макс. бічн. пел. АКФ	Структура АКФ
$\lambda=3,99$ ; $x_0=0,35$ ; $N=100$ ; $n^*=50$	-1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1	0,28	
$\lambda=3,99$ ; $x_0=0,35$ ; $N=100$ ; $n^*=100$	-1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1	0,24	
$\lambda=3,99$ ; $x_0=0,35$ ; $N=500$ ; $n^*=100$	-1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1	0,28	
$\lambda=3,99$ ; $x_0=0,35$ ; $N=1000$ ; $n^*=10$	-1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1	0,2	

При створенні ПВП на основі хаосу використовуються три секретних ключі шифрування. Наприклад, для логістичного відображення це - початкове значення, параметр рівняння і початок відліку послідовності.

Для підвищення скритності передачі в телекомунікаційних системах запропоновано створення ПВП на основі 2-х хаотичних сигналів (за логістичним та квадратичним відображеннями) з використанням їх секретних ключів, що забезпечує збільшення секретних ключів від трьох до шести .

При створенні запропонованої ПВП використовуються згенеровані ПВП із 2-х джерел хаотичних сигналів довжиною 15, наприклад  $f_1(x)$  (за логістичним відображенням) та  $f_2(x)$  (за квадратичним відображенням). Далі здійснюється складання за модулем «2» цих сигналів і одержуються остаточні ПВП  $f_{\Sigma}(x)$ , із яких за допомогою графічного інтерфейсу користувача відбираються ПВП із прийнятними рівнями бічних пелюсток [8].

$$f_1(x) = 1 \ 1 \ 1-1 \ 1-1-1 \ 1 \ 1-1 \ 1-1-1 \ 1-1$$

$$f_2(x) = -1 \ 1-1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1-1-1-1 \ 1-1-1 \ 1$$

$$f_{\Sigma}(x) = 1-1 \ 1-1-1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1$$

Одержана ПВП має вже 6 секретних ключів.

На рис. 4.12. наведена алгоритмічна схема процесу створення ПВП із 2-х хаотичних сигналів.

На рис. 4.9, 4.10, 4.11 наведені АКФ ПВП  $f_1(x)$ ,  $f_2(x)$ ,  $f_{\Sigma}(x)$ .

З використанням методу графічного інтерфейсу користувача [62] було досліджено АКФ створених ПВП довжиною 15.

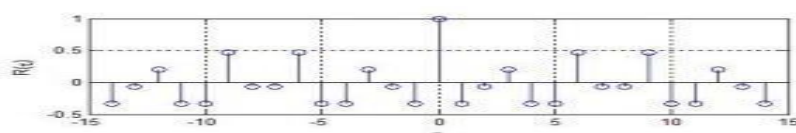


Рис.4.9. АКФ  $f_1(x)$ .

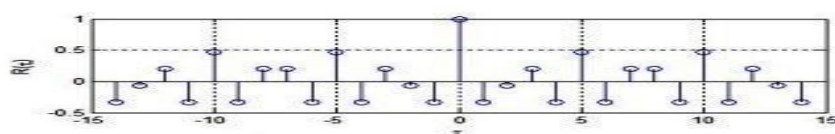


Рис.4.10. АКФ ПВП  $f_2(x)$ .

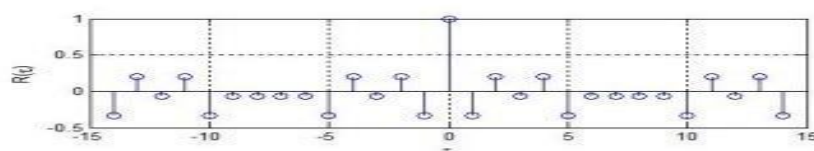


Рис.4.11. АКФ 2-х ПВП  $f_{\Sigma}(x)$ .

В табл. 4.5 наведені значення бічних пелюстків досліджених ПВП.

Таблиця 4.5. Значення бічних пелюстків досліджених ПВП.

$f(x)$	+	-
$f_1(x)$	0.5	0.4
$f_2(x)$	0.5	0.4
$f_{\Sigma}(x)$	0.15	0.4

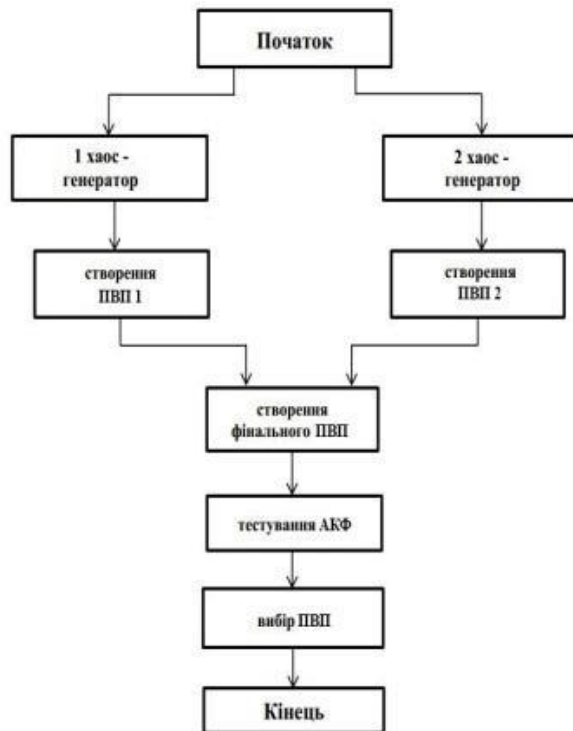


Рис. 4.12. Алгоритмічна схема процесу створення ПВП із 2-х хаотичних сигналів.

Очевидно, що запропонований метод створення ПВП із 2-х хаотичних сигналів дозволяє одержати АКФ з прийнятним рівнем бічних пелюсток не гірше 0.5. Причому ПВП із 2-х ПВП має не гірші АКФ, ніж кожна із 2-х використаних ПВП. Важливою перевагою ПВП на основі 2-х ПВП є суттєво підвищена скритність внаслідок використання шести секретних ключів, що практично виключає можливість розкодувати інформацію сторонньому абоненту.

Створені ПВП з 2-х хаотичних сигналів, які мають найкращий захист передачі інформації, доцільно використовувати при створенні ТКС з підвищеною конфіденційністю передачі інформації.

У ряді випадків при створенні одноканальної ТКС з широкосмуговим псевдошумовим сигналом застосовується ПВП на основі хаосу, що має підвищену конфіденційність передачі інформації [65]. При цьому система має особливі властивості захищеності від завад, покращеного приймання багатопроменевого сигналу та електромагнітної сумісності з сусідніми електронними пристроями і підвищеної конфіденційності завдяки використанню ПВП з 6-а секретними

ключами. Необхідні для використання ПВП можуть бути заздалегідь створені та надані абонентам для застосування за секретним графіком.

На рис. 4.13 наведена схема побудови такої симплексної одноканальної ТКС.

В передавачі 1 за допомогою ПК 3 за відомим методом здійснюється формування хаотичного сигналу та інформаційної послідовності великої довжини у вигляді бітів +1, -1, яка має ознаки ПВП завдяки утворюючому її хаосу. З даної послідовності виділяються короткі ПВП потрібної довжини для одержання спектру сигналу, відповідного смузі пропускання радіоканалу. З використанням розробленого методу графічного інтерфейсу автоматично здійснюється аналіз АКФ послідовностей та відбираються послідовності із прийнятним рівнем бічних пелюсток не більше 0.3. Відібрана псевдовипадкова послідовність в модуляторі 4 використовується для фазової модуляції гармонічного сигналу проміжної частоти, одержаного від генератора 5. Потім в перетворювачі частоти 6 сигнал переноситься на високу робочу частоту, підсилюється за потужністю в підсилювачі 7 і через антену 8 надходить до радіоканалу 9.

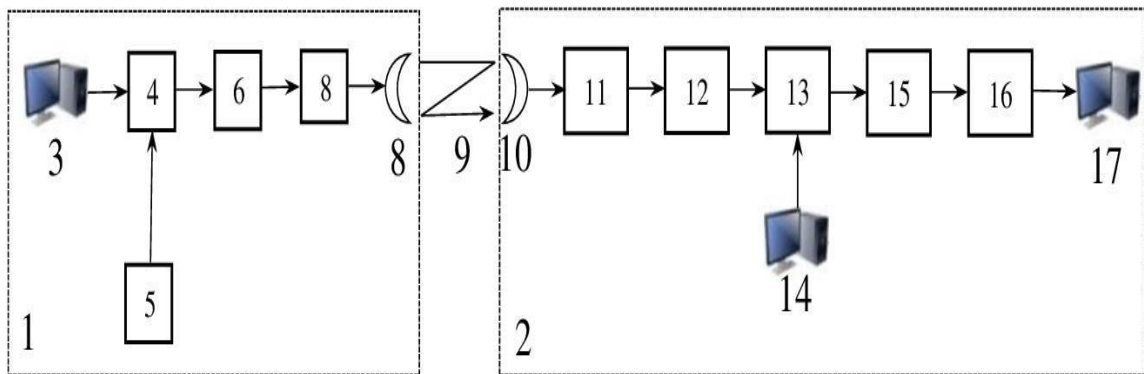


Рис. 4.13. Схема побудови симплексної РРС з широкосмуговим сигналом з використанням ПВП на основі хаосу: 1-передавач; 2-приймач; 3-ПК для формування модулюючого складного сигналу; 4-модулятор; 5-генератор сигналу проміжної частоти; 6-перетворювач частоти; 7-підсилювач потужності; 8,10-антени передавача і приймача; 9-радіоканал; 11-малозумний підсилювач; 12-перетворювач частоти; 13-RAKE-приймач; 14-генератор опорних сигналів для кореляторів; 15-вирішувачий пристрій; 16-демодулятор; 17-ПК для формування прийнятого сигналу.

Прийнятий антеною 10 сигнал в приймачі 2, після підсилення малошумливим підсилювачем 11, передається на проміжну частоту за допомогою перетворювача частоти 12. Далі сигнал надходить до РАКЕ-приймача 13 де, завдяки спеціальній обробці багатопроменевого сигналу, одержується його максимальний рівень. Після демодуляції в демодуляторі 14 сигнал надходить до корелятора 15, де здійснюється його оптимальна обробка з використанням унікального опорного сигналу, створеного в ПК 16. Далі вирішуючий пристрій 17 відтворює прийняті біти з мінімальною помилкою, з яких в ПК 18 формується передане конфіденційне повідомлення.

Таким чином, в передавачі створюється широкосмуговий псевдошумовий сигнал з модуляцією гармонічного сигналу ПВП на основі хаосу. При цьому створюється 6 секретних ключів на 2-х ПВП на основі хаотичних сигналів за логістичним та квадратичним відображеннями, що крім того забезпечує підвищений в 2 рази ступінь захисту передачі інформації системи в порівнянні з використанням однієї ПВП [8].

В приймачі здійснюється оптимальне кореляційне приймання сигналу з використанням обраної ПВП. При проектуванні системи вихідними параметрами є наявний частотний ресурс, що визначає ширину смуги пропускання радіоканалу, а також швидкість передачі інформації (тривалість інформаційного сигналу  $T$ ).

Базу псевдошумового сигналу можна виразити як:

$$B = T / \tau, \quad (4.8)$$

де  $\tau$  – тривалість елементарного імпульсу складного сигналу.

Важливо, щоб база сигналу була не менше 10дБ [32], що забезпечить характерні для широкосмугової системи переваги [56]. Далі визначається псевдовипадкова послідовність з хаосу довжиною  $B$ . При цьому, з використанням методу графічного інтерфейсу користувача створюється найкраща реалізація, яка володіє бічними пелюстками АКФ не більше ніж 0,5. Враховуючи визначаюче значення максимальної бази сигналу для забезпечення безумовних переваг ТКС з широкосмуговими шумоподібним сигналом, доцільно вибрати максимальне

значення бази сигналу. В такій системі практичне відношення сигнал/шум на вході приймача має бути меншим межі Шеннона ( $-1,6\text{дБ}$ ), коли прийом сигналу буде неможливим [32].

Величину необхідної бази сигналу можна визначити за формулою:

$$B \geq 1,28 U^2 T / N_0, \quad (4.9)$$

де  $U$  – амплітуда напруги імпульсного сигналу на вході корелятора;  
 $N_0$  – щільність потужності власних шумів приймача на виході корелятора.

Використання ПВП на основі хаосу дозволяє підвищити скитність передачі інформації. Причому використання ПВП, створених із ПВП на основі 2-різних ПВП дозволяє створити 6 секретних ключів і підвищити в 2 рази ступінь захисту інформації в порівнянні з використанням однієї ПВП на основі хаосу.

Така система з обраною значною базою шумоподібною сигналу буде сумісною з працюючими поруч електронними пристроями, навіть коли спектр сигналу системи буде займати частину смуги радіоканалу, в якому працюють ці пристрої. Сигнал на вході приймача буде знаходитись під шумом.

З використанням запропонованого методу, наведеного в розділі 3.1., можна створити розглянуту вище систему з автоматичним регулюванням потужності передавача. В такій системі з підвищеною конфіденційністю передачі інформації при роботі в умовах опадів буде досягнута мінімальна потужність передавача, достатня для необхідної помилки приймання сигналу.

#### **4.3. Комплексна оптимізація ЦРСП з широкосмуговим сигналом за критерієм енергетичної ефективності.**

В роботі запропонована і досліджена ЦРСП з широкосмуговим сигналом, що передається в 2-х окремих антенних каналах. В системі здійснюється кодове розділення сигналів каналів з використанням модифікованої ПВП Голда і оптимальна обробка сигналів в приймачі за допомогою РАКЕ-приймачів.

На рис. 4.14 наведена схема запропонованої ЦРСП.



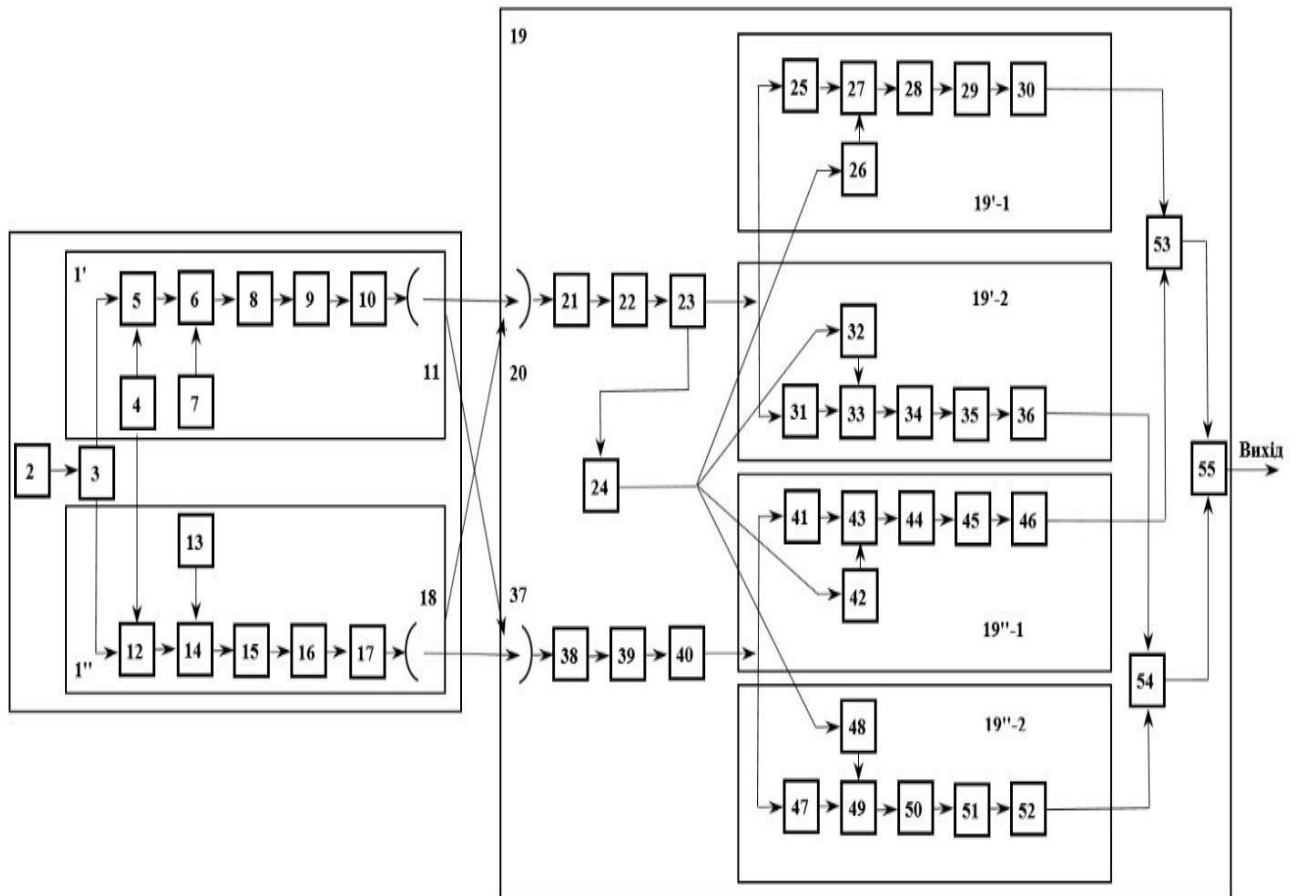


Рис. 4.14. Функціональна схема ЦРСР: 1—передавач; 2—джерело інформаційного сигналу; 3—дільник сигналу; 4—генератор сигналу проміжної частоти; 5,12—модулятори; 6,14—пристрої створення шумоподібного сигналу ФМ 2; 7,13—генератори модифікованого коду Голда; 8,15—пристрої створення сигналів з ФМ4; 9, 16—перетворювачі частоти; 10,17—підсилювачі потужності; 11, 18, 20, 37—антени; 19—приймач; 21,38—фільтр; 22, 39—малозумливі підсилювачі; 23, 40—перетворювачі частоти; 25,31,41,47—підсилювачі; 26, 32, 42, 48—генератори опорних радіосигналів ФМ 4; 24-синхронізатор; 27,33, 43, 49—RAKE-приймачі; 28,34, 44, 50—вирішуючі пристрої; 29, 35, 45, 51—детектори; 30, 36, 46, 52—формувачі відеосигналу; 53, 54, 55—суматори; 1', 1''—підсистеми передавача, 19'-1, 19'-2, 19''-1, 19''-2— підсистеми приймача.

Створена 2-х канална система загалом являє собою систему з МІМО 2x2, в якій, в каналах з однаковою шириною смуги пропускання, передаються різні сигнали.

Зазвичай обробка сигналів в приймачі від 2-х антенних каналів в системах з МІМО здійснюється доволі складними способами.

Серед алгоритмів обробки сигналів на приймальній стороні використовуються [66]:

- алгоритми, засновані на методі максимальної правдоподібності (ML, Maximum Likelihood);
- алгоритми, засновані на методі мінімальних середньоквадратичних відхилень (МСКВ);
- алгоритми, засновані на методі форсування нуля (обнулення, zero forcing, ZF).

Просторове розділення підканалів в системах з МІМО може бути реалізовано наступними способами:

1. Способом рознесення потоків по затримці.
2. Способом рознесення за допомогою просторово-часового кодування (логічний розвиток першого способу).
3. Способом ортогонального блочного кодування (зокрема, методом ортогонального блочного кодування Аламоуті).
4. Способом ортогонального кодування методом прямого розширення спектра.
5. Способом введення діаграмостворюючої схеми (ДОС).
6. Способом ортогонального розташування частот сигналів (несучих) в передавальних трактах.

В даній роботі пропонується прийнятний за складністю спосіб обробки сигналів в приймачі.

В системі здійснюється комплексна оптимізація системи за критерієм енергетичної ефективності в 3 етапи:

1. Зменшення смуги пропускання радіоканалу шляхом зменшення в 2 рази швидкості передачі сигналу;
2. Подальше зменшення смуги пропускання радіоканалу в 2 рази шляхом використання чотирьохпозиційного фазомодульованого сигналу ФМ-4;
3. Оптимальна обробка сигналів в РАКЕ-приймачах.

Передумовою розробки схеми ТКС є передача широкосмугового сигналу в радіоканалі з мінімальною смугою пропускання з огляду на дефіцит частотного ресурсу та зменшення потужності зовнішніх завад, що надходять до радіоканалу із навколишнього середовища.

Для цього, швидкість сигналу зменшена в 2 рази, тобто тривалість імпульсу інформаційного сигналу  $T_1$  збільшена вдвоє, що забезпечує використання радіоканалу із зменшеною вдвічі смугою пропускання (рис. 4.15).

Тоді при уявній модуляції високочастотного сигналу даним сигналом і збереженні потужності передавачів відношення сигнал/шум буде:

$$\gamma_1 = A^2 T_1 / N_0 = 2\gamma, \quad (4.10)$$

де  $A$  – амплітуда імпульсу;  $T_1$  – тривалість імпульсу інформаційної послідовності;  $N_0$  – спектральна щільність шумів в радіоканалі;  $\gamma$  – відношення сигнал шум при уявній модуляції первинним інформаційним сигналом високочастотного сигналу.

Шумоподібний сигнал зазвичай створюється методом прямого розширення спектру за допомогою перетворення імпульсів інформаційного сигналу в послідовність коротких імпульсів тривалістю  $\tau$ : наприклад, за ПВП Голда. При модуляції таким сигналом високочастотного сигналу створюється складний псевдошумовий сигнал ФМ-2 з базою  $B = 2T_1/\tau$ . Тоді, відношення сигнал/шум буде зменшене в  $B$  разів:

$$\gamma_2 = A^2 \tau / 2N_0 = A^2 T_1 / N_0 B = 2\gamma / B. \quad (4.11)$$

Для подальшого зменшення смуги пропускання радіоканалу в 2 рази слід використати фазомодульований сигнал ФМ-4 з тривалістю імпульсу  $2\tau$  [67]. Для створення широкосмугового сигналу з ФМ-4 класична ПВП Голда не придатна, так як вона має непарну кількість бітів. Для створення системи з кодовим розділенням каналів із сигналом ФМ-4 доцільно використати модифіковану ПВП Голда з парною кількістю бітів шляхом додавання до класичної послідовності 1-го біта, наприклад, в кінці послідовності [67,68].

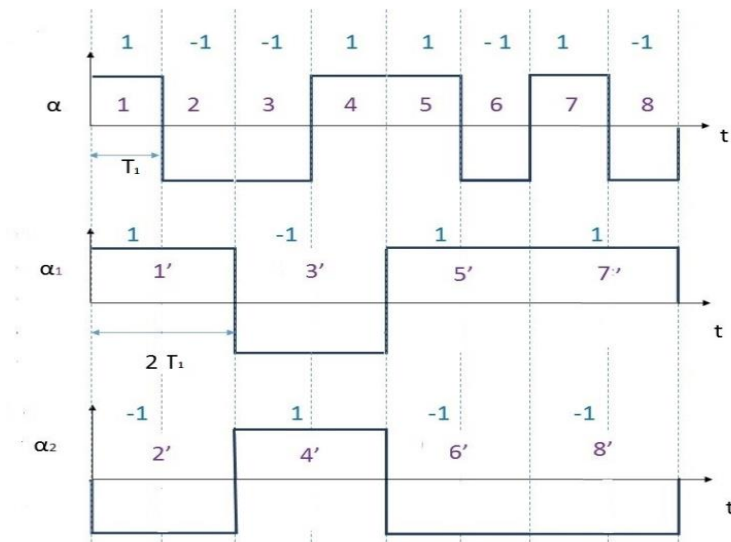


Рис. 4.15. Структура вхідного сигналу  $\alpha$  і сигналів в каналах  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$ .

Як показали дослідження з використанням програми в системі Matlab, взаємкореляційна функція 2-х реалізацій модифікованої ПВП Голда практично не погіршується в порівнянні з використанням класичної ПВП Голда[68]:

```
f1=[-1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 -1];
f2=[ -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1];
c=xcorr(f1,f2)
stem(c)
```

Тоді відношення сигнал/шум в системі з ФМ-4 буде покращено ще в 2 рази:

$$\gamma_3 = A^2 2T / N_0 = 4\gamma / B. \quad (4.12)$$

Створені в передавачі сигнали передаються до антен, з яких сигнали надходять до радіоканалу. На виході кожної антени приймача відношення сигнал/шум буде:

$$\gamma_a = P_c / [P_{ш} (1 + m)], \quad (4.13)$$

де  $P_{ш}$  – власні шуми передавача;

$m$  – відношення завад/власний шум передавача:

$$m = P_3 / P_{ш}, \quad (4.14)$$

$P_3$  – сумарна потужність завад, що надходять до радіоканалу.

Сигнали надходять до RAKE-приймачів 27, 33, 43, 49 (див. рис. 4.14), де автоматично формуються промені сигналів з визначенням величини їх запізнення та з використанням опорних ФМ-4 сигналів від генераторів 26, 32, 42, 48 (див. рис. 4.14), здійснюється кореляційна обробка сигналів [7,8]. При цьому, доцільно використати виділення головних пелюсток сигналів стробами, що дозволить видалити інші пелюстки меншої величини як завади.

В системі використовується кадрова синхронізація з формуванням в передавачі маркерного сигналу. В синхронізаторі створюються синхросигнали з використанням автокореляційного приймання сигналу проміжної частоти, які надходять до генераторів опорних сигналів кореляторів RAKE-приймачів.

Враховуючи, що при обробці сигналів в кореляторах RAKE-приймачів відношення сигнал/шум на виході корелятора буде збільшене в  $B$  разів, в системі буде відновлене відношення сигнал/шум, яке було погіршене в  $B$  разів при створенні шумоподібного сигналу.

Подача на вхід RAKE-приймачів збільшеного значення відношення сигнал/шум у порівнянні з вхідним значенням дозволяє одержати підвищене відношення сигнал/шум на виході системи. В даній системі на вході RAKE-приймачів забезпечується в 4 рази більше відношення сигнал/шум в порівнянні із значенням на вході.

Для обробки сигналів в RAKE-приймачі, слід використати алгоритм, наведений в [32].

При об'єднанні сигналів променів за принципом максимального відношення сигнал/шум зважуються їх відношення сигнал/шум і потім складаються. При цьому необхідно досягти синфазності сигналів. Складання з максимальним відношенням сигнал/шум дає середнє значення сигнал/шум на виході кожного RAKE-приймача, що дорівнює сумі окремих відношень сигнал/шум.

Доведено, що на виході кожного RAKE-приймача відношення сигнал/шум буде [32]:

$$y_{\Sigma} = y_0 + \psi \sum_{i=0}^3 y_j, \quad (4.15)$$

де  $\gamma_0$  – відношення сигнал/шум сигналу основного напрямку;

$\gamma_i$  – відношення сигнал/шум  $i$ -ого променя ( $i_{\max} = 3$ );

$\psi$  – відношення суми значень променів сигнал/шум до значення сигнал/шум від сигналу основного напрямку:

$$\psi = (\sum_{i=0}^3 \gamma_j) / \gamma_0. \quad (4.16)$$

Зазвичай  $\psi < 1$ . Слід зазначити, що в реальних випадках можуть бути відсутніми окремі промені ( $i = 0$ ), тоді буде здійснюватись обробка тільки сигналу від основного напрямку  $\gamma_0$  і  $\psi = 0$ .

В пристроях 14, 17, 27, 32 (див. рис. 4.14) здійснюється відновлення сигналів тривалістю  $T_1$  і знаходяться за розробленим методом (захищеним патентом України та викладеним в розділі 2) значення окремо суми потужностей корисних сигналів від 4-х каналів:

$$P_c = P_{c1} + P_{c2} + P_{c3} + P_{c4}, \quad (4.17)$$

де  $P_{c1}, P_{c2}, P_{c3}, P_{c4}$  - потужності сигналів від каналів 19<sup>1</sup>-1, 19<sup>11</sup>-1, 19<sup>1</sup>-2, 19<sup>11</sup>-2, до складу яких входять сигнали основних каналів і променів (див. рис. 4.14), а також окремо сума потужностей шумів від 4-х каналів:

$$P_{ш} = P_{ш1} + P_{ш2} + P_{ш3} + P_{ш4}, \quad (4.18)$$

де  $P_{ш1}, P_{ш2}, P_{ш3}, P_{ш4}$  - потужності шумів від каналів 19<sup>1</sup>-1, 19<sup>11</sup>-1, 19<sup>1</sup>-2, 19<sup>11</sup>-2, до складу яких входять шуми основних каналів і променів.

Після складення потужностей сигналів та шумів в суматорах 53, 54, 55 (див. рис. 4.14) на виході системи одержується відношення сигнал/шум:

$$\Gamma = (P_{c1} + P_{c2} + P_{c3} + P_{c4}) / (P_{ш1} + P_{ш2} + P_{ш3} + P_{ш4}). \quad (4.19)$$

За графіком рис. 2 можна знайти величину ймовірності помилки приймання сигналу за одержаним значенням відношення сигнал/шум. Якщо ймовірність помилки приймання сигналу буде кращою за потрібну, можна зменшити відношення сигнал/шум, тобто зменшити потужність передавачів.

## Висновки за розділом 4

1. ТКС з широкосмуговим шумоподібним сигналом властиві незаперечні переваги: підвищена захищеність при дії вузькосмугових та широкосмугових завад, покращена конфіденційність передачі інформації, покращена електромагнітна сумісність з сусідніми радіоелектронними засобами. Для цього, база шумоподібного сигналу має бути не менше 10дБ.
2. Використання ПВП на основі хаосу для створення ТКС з шумоподібним сигналом дозволяє суттєво підвищити конфіденційність передачі сигналу в системі, оскільки практично неможливо визначити структуру таких ПВП, на відміну від відомих ПВП (m-послідовностей, ПВП Голда, Касамі та інш.). Причому, найбільша конфіденційність передачі інформації буде мати запропонована ТКС з ПВП на основі 2-х хаотичних сигналів: з логістичним та квадратичним відображенням, що дозволить використати 6 секретних ключів.
3. Для ТКС з широкосмуговим шумоподібним сигналом, окрім відомих безперечних переваг актуальним також є забезпечення енергетичної ефективності - мінімальної потужності передавача, необхідної для одержання заданої ймовірності помилки приймання сигналу.
4. Забезпечення енергетичної ефективності ТКС доцільно здійснити комплексно наступними методами:
  - здійснення передачі інформаційного сигналу двома незалежними каналами із зменшеною в 2 рази швидкістю в кожному каналі та відповідно смугою пропускання радіоканалу;
  - використання 4-х позиційного фазомодульованого сигналу ФМ-4, що забезпечує в 2 рази меншу смугу пропускання радіоканалу та енергетичний вигравш модуляції;
  - оптимальна роздільна обробка сигналів від 2-х антенних каналів в приймачі з використанням РАКЕ-приймачів з кореляторами.
5. Створена 2-х канална система являє собою систему з МІМО 2x2, в якій в каналах з однаковою шириною смуги пропускання передаються різні сигнали.

Обробка сигналу може здійснюватись з використанням доволі складних методів. В роботі пропонується прийнятний за складністю спосіб обробки сигналів в приймачі.

6. Подача на вхід РАКЕ-приймачів збільшеного в 4 рази відношення сигнал/шум у порівнянні з вхідним значенням дозволяє суттєво підвищити відношення сигнал/шум на виході системи.



## ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язана актуальна науково-технічна задача, яка полягає в комплексному підході до забезпечення мінімальної потужності передавачів ЦРСП, що забезпечує допустимий рівень електромагнітного випромінювання в навколишнє середовище за вимогами збереження здоров'я людей, завадозахищеності та електромагнітної сумісності систем, тривалості роботи систем при живленні від акумуляторної батареї. При цьому, безпосередньо зменшується потужність передавача, а також за рахунок обробки сигналу в приймачі покращується відношення сигнал/шум, що дозволяє зменшити потужність передавача до величини, достатньої для одержання заданої ймовірності помилки приймання сигналу.

Важливо, що зменшення потужності передавачів призводить до зменшення споживання електроенергії і, відповідно, економії експлуатаційних витрат, а при роботі систем від акумуляторної батареї продовжує час роботи обладнання.

Проведені дослідження дозволили одержати наступні важливі результати:

1. В роботі проведені дослідження впливу видів модуляції сигналу на потужність передавача з кількісною оцінкою енергоефективності систем при різних видах модуляції сигналу, які показали, що найкращі результати надає використання сигналу ФМ-4 з енергетичним вирашем від 2,7 дБ до 4,7 дБ в порівнянні з іншими видами модуляції. При використанні ФМ-4 також забезпечується найкраща завадозахищеність системи.
2. Розроблений спосіб підвищення ефективності ТКС з амплітудно-модульованим сигналом та незмінною смугою пропускання радіоканалу шляхом використання додаткового тестового імпульсу з максимальною амплітудою на початку циклу дозволяє автоматично встановлювати максимальну вихідну напругу підсилювача для даного сигналу і, завдяки цьому, чітко визначити рівні багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу та одержати їх максимальну величину.

3. Розроблений метод визначення відношення сигнал/шум та окремо рівня сигналу дозволяють створювати адаптивні системи автоматичного регулювання потужності передавачів РРС в умовах опадів. Наприклад, автоматичне регулювання потужності передавачів РРС забезпечує зменшення потужності передавачів на 15 дБ при припиненні опадів з інтенсивністю 25 мм/год при робочій частоті 10 ГГц і довжині лінії зв'язку 30 км.

4. Використання псевдовипадкових послідовностей на основі хаосу для створення ТКС з широкосмуговим шумоподібним сигналом дозволяє суттєво підвищити скритність передачі інформації в порівнянні з використанням відомих псевдовипадкових послідовностей (m-послідовності, кодів Голда, Касамі). Причому, використання псевдовипадкових послідовностей із 2-х послідовностей на основі хаосу із логістичним та квадратичним відображеннями з 6 секретними ключами дозволяє в 2 рази підвищити рівень скритності передачі інформації.

5. При створенні ЦРСП з передачею широкосмугових сигналів в 2-х окремих антенних каналах здійснено кодове розділення каналів шляхом використання модифікованої ПВП Голда. При цьому, завдяки зменшенню в 2 рази швидкості передачі інформації та використанню сигналу ФМ-4, досягається покращення в 4 рази відношення сигнал/шум на вході РАКЕ-приймачів. Це дозволяє суттєво збільшити відношення сигнал/шум на виході системи та зменшити потужність передавачів до рівня, достатнього для одержання заданої ймовірності помилки приймання інформації.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Semenکو A. MIMO system (2x2) with channels code division implying a modified pseudo-random Gold's sequence/A. Semenکو,N. Bokla, J. Shestopal. Збірник матеріалів науково-технічної конференції 2016 IEEE міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки. УкрМіко'2016. Київ-2016.-С. 301-302. (Scopus).

2. Семенко А. И. Анализ влияния видов манипуляции сигнала на энергетику радиолінії. А. И Семенко, Н. И Бокла, Е. А. Домрачева, Е. А.Шестопап. Зв'язок, - 2017.-№1 (114).-С.40-43.

3. Семенко А. І. Телекомунікаційна система з покращеним прийманням амплітудно-модульованого сигналу. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, К. О. Домрачева, Є. О. Шестопап. Вісник Хмельницького національного університету, - 2017.-№6.- С.178-182.(Index Copernicus).

4. Semenکو Anatoly. Characteristics Improvement of the Wideband Telecommunication System applying Chaos Based Pseudorandom Sequence. Anatoly Semenکو, Nikolay Kushnir, Natalia Bokla, Y. Shestopal. Information and Telecommunication Sciences.- 2018.- Volume 10.- Number 2.-pp 12-16.

5. Семенко А. І. Радіорелейна лінія зв'язку з покращеними характеристиками. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, К. О. Домрачева, Є. О.Шестопап. Вісник університету «Україна». Серія: інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика.- 2019.- №1(22).- С.210-219.

6. Кушнір М. Я. Інформаційна безпека хаотичних систем зв'язку. Кушнір М. Я., Семенко А. І., Семенко А. І., Косован Г. В., Бокла Н. І., Є. О. Шестопап. Вісник університету 2019 «Україна», серія «Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика. .№1(22).Київ, -С 175-180.

7. Семенко А. І. Кодове розділення каналів у широкосмуговій телекомунікаційній системі з MIMO(2x2) при використанні модифікованої псевдовипадкової послідовності Голда. А. І. Семенко., Н. І. Бокла, Є. О. Шестопап.

Вісник університету «Україна», серія «Інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика. №2(23). Київ, 2019.-С 37-44.

8. Kushnir M., Semenko A., Kosovan G., Bokla N., & Shestopal Y. (2019). Increasing the Cryptosecurity of Telecommunication Systems with Spread Spectrum by Using Pseudorandom Sequences Based on Two Ergodic Chaotic Signals. M. Kushnir, A. Semenko, G. Kosovan, N. Bokla, Y. Shestopal. In 2019 3rd International Conference on Advanced Information and Communications Technologies, AICT 2019 – Proceedings (pp. 455–458). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

9. Semenko A. Mathematical model of telecommunication system with MIMO 3x3 A. Semenko, Y. Shestopal, S. Kriviy, N. Bokla 2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics, UkrMiCo 2019 - Proceedings, 2019, 9165373 (Scopus)

10. Семенко А. І. Спосіб визначення відношення сигнал/шум в радіорелейній системі зв'язку. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, Є. О. Шестопап. Патент України UA 142393, заявка у 2019 06562 від 12.06.2019, публікація відомостей 10.06.20, бюл №11.

11. Pelishok V., Shestopal Ye., Semenko A. Selection of efficient digital phase modulation in telecommunication system. V. Pelishok, Ye. Shestopal, A. Semenko. The International Scientific Periodical Journal "Modern Technology and Innovative Technologies", No. 15, 2021, pp.62-67.

12. Калашников Н. И. Системы связи и радиорелейные линии. Учебник для электротехнических институтов связи. Н. И. Калашников, Л. П. Меркадер, М. Г. Тимощенко, А. И. Юдин. Системы связи и радиорелейные линии. Под ред. Н. И. Калашникова. - М.: Связь, 1977.-392с.

13. Каменский Н. Н. Справочник по радиорелейной связи. Н. Н. Каменский, А. М. Модель, под редакцией Бородича С. В., 1981.

14. Слюсар В. И. Современные тренды радиорелейной связи. В. И. Слюсар. Технологии и средства связи. – 2014.– №4.–С.32–36.

15. Нарытник Т. Н. Радиорелейные и тропосферные системы передачи. Т. Н. Нарытник, В. В. Волков, Ю. В. Уткин. -К.: Основа.-2008.-696 с.
16. Почерняев В. Н. Тенденція розвитку цифрових радіорелейних систем. В. Н. Почерняев, В. С. Повхлеб. Цифрові технології.-2016.-№20.-С.14-20.
17. Henne I. Planning of line-of-sight radio relay systems. Ingvar Per Thorvaldsen Henne. – Nera: Second edition, 1999.-86 p.
18. Вишнеvский В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. В. М. Вишнеvский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович.-М.: Тропосфера, 2005.-592 с.
19. Немировский А. С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. А. С. Немировский. - М.: Радио и связь, 1984. - 208 с.: ил.; 20 см.
20. Кшиштоф Весоловський. Системы подвижной радиосвязи.- М.:Горячая линия-Телеком, 2006.-536 с.
21. Кантор Л. Я. Справочник по спутниковой связи и вещанию. под ред. Кантора Л. Я. М.: Радио и связь, 1984. -344 с.
22. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб.для радиотехнических специальностей вузов. Д. М. Сазонов.– М.: Высш.шк., 1988.– 432 с.
- 23.Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад: монографія. Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа.- Київ: Логос, 2018.– 227 с.
24. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. Р.Л. Стратонович.- М.: Советское радио,.1973.— 144 с.
25. Семенко А. И. Усилители мощности СВЧ на основе нитрид-галлиевых транзисторов. А. И. Семенко, Б. Н. Севергин, А. А. Шокотько, В. Ф. Заика. Зв'язок, №2 (114), 2015, С.50-52.
26. <https://www.ukrmilitary.com/2017/10/RRZ.html>

27. Почерняев В. Н. Состояние и направления развития мобильных цифровых радиорелейных систем. В .Н. Почерняев, В. С. Повхлеб. Системи озброєння і військова техніка.-2018.-№1(53).-С183-188.

28. <https://www.iksmedia.ru/articles/28520-CzentrTelekom-RRL-effektivnaya-alte.html>

29. <https://krtz.su/node/252>

30. <https://uos.ua/produksiya/svyaz-i-asu/190-radioreleynaya-stantsiya-r-450>

31. <https://telecard.com.ua/uk/component/jshopping/stantsii-radioreleini-shyroko-smuhovi/stantsiia-radioreleina-shyrokosmuhova-srsh-5000?Itemid=0ia>

32. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер с англ.– М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.- 1104 с.

33. Вильямс Столлингс. Беспроводные линии связи и сети.– М., С-П., К.: Вильямс, 2003.- 639

34. James E. Digital Phase Modulation: A Review of Basic Concepts. E. James.- Gilley Chief Scientist.- August, 2003.

35. Беркман Л. Н. Багатоканальні модеми. І. С. Щербина, О. І. Чумак, Л. В. Рудик – К.: Зв'язок, 2006.– 151 с.

36. Семенко А. И. Определение помехозащищенности телекоммуникационных систем с многопозиционным фазоманипулированным сигналом. А. И. Семенко, Н. И. Бокла, Е. А. Домрачева. Научный журнал доклады академии наук высшей школы российской федерации.- 2017, № 2 (35).-С.97-107.

37. Семенко А. И. Анализ влияния видов манипуляции сигнала на энергетику радиолинии. А.И. Семенко, Н .И. Бокла, Е. А. Домрачева, Е. А. Шестопап. Зв'язок, №1 (114), 2017, С.40-43

38. Мамчев Г. В. Основы радиосвязи и телевидения. Г .В. Мамчев.– М.:Горячая линия.-Телеком. 2007.- 416 с, бюл. №16.

39. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.– М.: Радио и связь, 1994.– 480 с.

40. Тихвинский В. О. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура. В. О. Тихвинский, С. В. Терентьев, А. Б. Юрчук.-М.:Эко-Трендз, 2010.- 284 с.
41. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника.- М.:Сов.радио, 1966.- 678 с.
42. Семенко А. І. Спосіб формування і обробки багатопозиційного амплітудно-модульованого сигналу. А. І. Семенко, Н. І. Бокла, К. О. Домрачева. Пат.127736 Україна: МПК H04B 3/00, H04B.№ 201713185; заявл .29.12.2017; опубл. 27.08.2018.
43. Зайцев Г. Ф. Теорія автоматичного управління. Г. Ф.,Зайцев, В.К. Стеклов, О. І. Бріцький. За ред. проф. Г. Ф.Зайцева.- К.: Техніка, 2002.– 688 с.
44. Костиков В. Г., Парфенов Е. М., Шахнов В. А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для ВУЗов.- М.: Горячая линия — Телеком, 2001.— 344 с.
45. Кохно А. А. RAKE-приемники в современных системах телекоммуникаций. А. А. Кохно, С. М. Дяченко. Вісник національного університету КПІ. Серія «Радіотехніка. Радіоприладобудування».- 2007.- №34.- С 92-95.
46. Сукачев Э. А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами. Э. А. Сукачев.- Одесса. ОНАС им. А. С. Попова, 2013.- 256 с.
47. RAKE-приемник.<https://study.urfu.ru/Aid/GetFile?aidId=47&version==1&filePartlyPath=rake.html>.
48. Рябенский В. М. Схемотехника: пристрої цифрової електроніки. Том.1. В. М. Рябенский, В. Я. Жуйков, Ю. С. Ямненко, О. В. Борисов. -К.: НТУУ «КПІ», 2015.- 400 с.
49. Семенко А. И. Автоматичне регулювання потужності передавачів в лінії радіорелейного зв'язку. А. І. Семенко. Вісник ДУІКТ, том 3, № 3-4, 2005 , с. 50-51.
50. Семенко А. І. Проектування лінії радіорелейного зв'язку з автоматичним регулюванням потужності передавача. А. І. Семенко. Зв'язок .- 2006, №4 (64).- С.45-48.
51. Жіжін В. Майбутнє широкосмугового радіозв'язку: міліметровий діапазон. В. Жіжін. Безпроводні технології.- №1 (46) .- 2017.- С.51-55.

52. Вишнеvский В. Радіорелейні лінії зв'язку в міліметровому діапазоні: нові горизонти швидкостей. В. Вишнеvський, С. Фролов, І. Шахновіч. Електроніка, наука, технології, бізнес.- №1 (00107).- 2011.- С.97.

53. Жоую Пі, Фарук Хан. Введення в широкопосмугові системи зв'язку міліметрового діапазону. Пі Жоую, Хан Фарук. Перша міля.- №6.- 2011.- С.9-19.

54. Радіорелейна лінія 10 Гбіт/с 70-80 ГГц виробництва «ДОК» успішно працює на бездротовій трасі 19,5 км .<https://wireless-e.ru/radioterminal/radiomost/ppc-10g-e/>

55. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.— М.: Радио и связи.- 1985.— 384 с.

56. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов.М.: Техносфера. 2007. 488 с.

57. Бобало Ю. Я. Прикладне застосування теорії хаотичних систем у телекомунікаціях: монографія. Ю. Я. Бобало, С. Д. Галюк, М. М. Климаш, Р. Л. Політанський. – Дрогобич – Львів: Коло, 2015.– 184 с.

58. Andrecut M. Logistic map as a random number generator. International Journal of Modern Physics B, 1998 vol. 12, 921-930.

59. Гуляев Ю. В. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. Ю. В. Гуляев, Р. В. Беляев, Г. М. Воронцов и др. Радиотехника и электроника.– 2003.– Т. 48.– №10. – с. 1157–1185.

60. Гресь О. В. Блочные шифрования информации с использованием детерминированных хаотичных систем. Гресь О. В., Косован Г. В., Шпатар П. М., Ластівка Г. І. Науковий вісник Чернівецького університету.– 2011.- Том 2.- Випуск 3: “Комп’ютерні системи та компоненти”.- С.85-91.

61. Косован Г. В. Алгоритм шифрования информации на основе двух хаотичных динамических систем для защищенных систем связи. Косован Г. В., Кушнір М. Я., Політанський Л. Ф. Захист інформації.– 2013.- Том 15.- випуск 4, жовтень-грудень.– С.299-306.

62. Бокла Н. І. Дослідження кореляційних властивостей ПВП за кодом Голда з використанням системи MATLAB. Вісник ДУІКТ.-2011.-Том.9.- №4.-С.386-391.



63. Anatolii Semenko. Creation of pseudo-random Sequences Based on Chaos for Forming of wideband Signal. Anatolii Semenko, Nikolai Kushnir, Nataliya Bokla, Grigoriy Kosovan. Information and Telecommunication Sciences, 2017, Volume 9, Number 2, pp.5-10.

64. Кушнір М. Я. Інформаційна безпека хаотичних систем зв'язку. М. Я. Кушнір, А. І. Семенко, Г. В. Косован, Н. І. Бокла, Є. О. Шестопап. Вісник університету «Україна», серія: інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика. №1(22), 2019.- С.175-180.

65. Семенко А. І. Спосіб формування широкосмугового псевдошумового сигналу. А. І. Семенко, М. Я. Кушнір, Н. І. Бокла. Пат.125337,Україна. ПКН04В.3/60(2006.01), Н04В3/00. № u201711149; заяв 14.11.2017; опубл. 10.05.2018, бюл. № 9.

66. <https://ru.wikipedia.org/wiki/MIMO#> Обработка сигналов на приёмной стороне MIMO-системы.

67. Семенко А. И. Эффективность телекоммуникационных систем с использованием модифицированных псевдослучайных последовательностей Голда. А. И. Семенко, Н. И. Бокла. Электросвязь. №3, 2014,- С.14-17.

68. Семенко А. І. Метод двократного зменшення необхідної смуги пропускання каналу зв'язку з кодовим розподілом каналів. А. І. Семенко, Н. І. Бокла. Зв'язок. №4(64), 2011,- С.23-25.

## Додаток 1. Акт впровадження результатів дисертації в навчальний процес університету «Україна».

Затверджую:  
виконуючий обов'язки  
Президента  
Університету «Україна»  
д.ф.н., професор



Кучерявий І.Т.

Акт

впровадження результатів дисертаційної роботи Шестопала Є.О. на тему «Методи покращення енергетичної ефективності та скритності цифрових радіорелейних систем передачі»

Комісія у складі директора інституту комп'ютерних технологій к.т.н., доц. Самарая В.П., зав. кафедри комп'ютерної інженерії к.т.н., доц. Бескровного О.І., доцента кафедри комп'ютерної інженерії к.ф.-м., доц. Павленка В.І. встановила, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи впроваджені в навчальний процес інституту комп'ютерних технологій закладу вищої освіти «Відкритого Міжнародного Університету розвитку людини «Україна», зокрема при викладанні студентам дисциплін «Комп'ютерні системи та мережі» і «Мультисервісні системи та мережі».

Особливо корисними для вивчення студентами слід визнати запропоновані в дисертаційній роботі методи та схеми побудови телекомунікаційних систем з покращеними енергетичною ефективністю та скритністю, в яких здійснюється кодове розділення сигналів каналів та оптимальне приймання шумоподібного сигналу з досягненням підвищеного відношення сигнал/шум.

Голова комісії

В.П.Самарай

Члени комісії

О.І.Бескровний

В.І. Павленко

## Додаток 2. Акт впровадження результатів дисертації в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Начальник ВІТІ ім. Героїв Крут

генерал-майор

Віктор ОСТАПЧУК

30.06.2021

### АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи  
Шестопада Євгенія Олександровича «Методи покращення енергетичної  
ефективності та скритності цифрових радіорелейних систем передачі»  
в навчальний процес Військового інституту телекомунікацій та  
інформатизації ім. Героїв Крут

Комісія кафедри «Телекомунікаційних систем та мереж» факультету  
Телекомунікаційних систем Військового інституту телекомунікацій та  
інформатизації ім. Героїв Крут у складі:

голова комісії – начальник кафедри к.т.н. полковник Гуржій П.М.;

члени комісії – заступник начальника кафедри к.т.н., доцент полковник  
Гурський Т.Г., професор кафедри к.т.н., доцент полковник Жук О.Г.,  
склали цей акт про те, що наукові та практичні результати дисертаційної  
роботи Шестопада Євгенія Олександровича відзначаються новизною та мають  
важливе практичне значення при використанні у навчальному процесі в  
навчальній дисципліні «Радіорелейні та тропосферні системи передачі», яка  
викладається курсантам спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
та 253 «Військове управління (за видами збройних сил)».

к.т.н. полковник

Павло ГУРЖІЙ

к.т.н., доцент полковник

Тарас ГУРСЬКИЙ

к.т.н., доцент полковник

Олеся ЖУК

**ДодатокЗ. Акт впровадження результатів дисертації в навчальний процес  
Київського коледжу зв'язку.**

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Директор Київського коледжу



С.А. Чечуро  
*С.А. Чечуро* 2021 р.

**АКТ**  
про впровадження результатів дисертаційного дослідження  
на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук  
**Шестопада Євгена Олександровича**

Комісія у складі: голова – заступник директора з навчальної роботи к.т.н. Шматко В.С. члени комісії – д.т.н., проф. Манько О.О, к.т.н. Нікіфоренко К.Б., к.т.н. Харлай Л.О., склала цей акт, що результати дисертаційного дослідження Шестопада Є.О. та окремі публікації впроваджені в навчальний процес Київського коледжу зв'язку.

Зокрема, матеріали дисертації увійшли до складу лекційних та практичних занять дисциплін «Теорія електров'язку», «Проектування ТК мереж», «Системи мобільного зв'язку» спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка», а також при підготовці дипломних робіт та проєктів.

<b>Голова комісії</b> Заступник директора з навчальної роботи, к.т.н.	<i>В.С. Шматко</i>	Шматко В.С.
<b>Члени комісії</b> д.т.н., проф.	<i>О.О. Манько</i>	Манько О.О.
к.т.н.	<i>К.Б. Нікіфоренко</i>	Нікіфоренко К.Б.
к.т.н., доц.	<i>Л.О. Харлай</i>	Харлай Л.О.

« 23 » *серпень* 2021 р.