

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
ІНСТИТУТ ПРОБЛЕМ МОДЕЛЮВАННЯ В ЕНЕРГЕТИЦІ
ІМ. Г.Є.ПУХОВА

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Березкін Андрій Леонідович

УДК 004.942

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ТА ПРОГРАМНІ ЗАСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ
ПРИЙОМУ РАДІОСИГНАЛІВ В ТУНЕЛЯХ ШАХТ**

Спеціальність 01.05.02 - математичне моделювання та обчислювальні методи
Галузь знань: інформаційні технології

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

_____  _____ А.Л. Березкін

Науковий керівник: Винничук Степан Дмитрович, доктор технічних наук,
старший науковий співробітник.

Київ - 2021 р

АНОТАЦІЯ

Березкін А.Л. Методи та програмні засоби підвищення ефективності прийому радіосигналів в тунелях шахт. Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 01.05.02 «Математичне моделювання та обчислювальні методи» (технічні науки) - Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г. Є. Пухова Національної академії наук України, Київ, 2020.

Зміст анотації. Тунелі шахт характеризуються складною геометрією поверхонь, що при розповсюдженні радіосигналів зумовлює виникнення таких явищ, як дифракція, рефракція та інтерференція, що призводить до появи інтермодуляційних завад та явища загасання радіосигналу. Існують і промислові завади. На даний час на промислових підприємствах впроваджуються технології мобільного зв'язку, позиціонування персоналу і транспортних засобів з використанням обладнання різноманітних світових компаній, що є досить вартісними. Проте ще більш вартісною є щорічна підтримка ліцензії на програмне забезпечення та технічне обслуговування. Обладнання цих компаній використовуються у важких для радіопристроїв умовах функціонування. Гарантована робота радіопристроїв досягається використанням особливих протоколів радіообміну та програмних засобів, що є комерційною таємницею. В даних про технічні характеристики таких систем відмічається, що відстань від передавача до приймача може бути в межах до 300 метрів. Тому в практичному плані доцільною є розробка в першу чергу програмних засобів, що дозволять використати їх в існуючих системах обладнання зв'язку при вимогах до дальності передачі не нижче 300 метрів, а також створення передумов для розробки такого обладнання в Україні.

Інформацію щодо проведення подібних досліджень в Україні в доступних літературних джерелах не виявлено. Існуюче в Україні обладнання промислового радіозв'язку та планування його застосування базується на засадах загального

використання засобів радіо, без урахування особливостей розповсюдження радіохвиль в тунелях шахт.

Одним із етапів створення радіомережі є планування радіопокриття. На його основі стає зрозумілим обсяг необхідного радіообладнання та вимоги до технічних характеристик. При цьому важливо мінімізувати кількість приймальних пристроїв, тобто розміщувати їх на великих відстанях, але таких, при яких забезпечується стійкий прийом сигналу. Розробка методу визначення таких відстаней - одне із актуальних завдань.

Для забезпечення надійного прийому «свого» сигналу важливо відмежуватися від сторонніх сигналів. Тому виділення «свого» сигналу є ще одним із завдань, що потребували вирішення при створенні програмних засобів, що розроблялися, на основі врахування величини Допплерівського зміщення частоти.

Величину Допплерівського зміщення частоти складно прогнозувати. Можливі також динамічні зміни геометрії тунелів і умов розповсюдження радіосигналу. Тому існуючі розробки для антенних систем стосовно діаграм направленості не можуть бути використані в умовах тунелів шахт. Для вирішення даного актуального завдання в роботі пропонується використати програмне виділення «свого» сигналу на основі новітніх Software Defined Radio (SDR) – технологій та розробити відповідне програмне забезпечення, що враховує можливості технічної реалізації.

Тому розробка методів, моделей та програмних засобів для вирішення задач радіопланування, забезпечення ефективного прийому радіосигналів на основі ідентифікації «свого» радіосигналу та оцінки можливостей створення програмних засобів для багатоканального панорамного приймача на засадах SDR-технології, обчислювальна складність якого була б прийнятною для мінікомп'ютера панорамного SDR-приймача, є актуальними завданнями досліджень.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вперше запропоновано метод визначення відстані до місця розміщення радіоприймачів при вирішенні завдань радіопланування в тунелях шахт на основі використання математичної моделі енергії електромагнітного поля в точці, що є

адитивною сумою енергій складових поля, які описують як процеси прямолінійного розповсюдження радіосигналів, так і ті, що виникають внаслідок дифракції та рефракції. Функції енергії в точці для складових, що входять в математичну модель, визначаються згідно існуючих класичних моделей розповсюдження радіохвиль. А загальна функція енергії поля в точці формується як адитивна сума функцій складових поля, де коефіцієнти налаштування визначаються методом найменших квадратів за експериментальними даними. В запропонованому методі ітераційний процес уточнення відстані між передавачем і приймачем реалізується за рахунок екстраполяції функції енергії поля на іншу відстань з урахуванням обмеження на мінімальну енергію сигналу відповідно чутливості радіоприймача, з подальшим експериментальним підтвердженням рівня енергії сигналу.

2. Удосконалено метод ідентифікації радіосигналів на основі критерію «збігу фазового портрету» при наведеному переборі значення Допплерівського зміщення частоти. На відміну від існуючих, запропонований метод дозволяє програмно визначати Допплерівське зміщення частоти, що забезпечує селекцію свого радіосигналу, за рахунок чого досягається стійкий прийом сигналу, в тому числі і для випадку динамічних змін меж області розповсюдження.

3. Запропоновано математичну модель оцінки обчислювального навантаження адаптивного панорамного радіоприймача для умов роботи в тунелях шахт з урахуванням вимог щодо якості прийому радіосигналу у реальному часі. Розроблено GNUradio-модель та Simulink-модель радіоприймача, що пов'язують часові параметри радіосигналу з параметрами процесора. При дослідженні моделей в чисельних експериментах для тестових послідовностей радіосигналів, для яких відношення сигнал/шум перевищує 5 dB, встановлено, що при використанні методу визначення «свого» радіосигналу кількість бітових помилок при прийомі зменшується в 10 і більше разів.

Практична цінність полягає в наступному:

Наукова цінність основних положень дисертації полягає у розробці:

- методу ітераційного визначення ефективної відстані між передавачем та приймачем радіосигналу на основі моделі оцінки енергії сигналу в точці при екстраполяції її значення на інші точки тунелю з урахуванням обмеження на мінімальну енергію сигналу з подальшим експериментальним підтвердженням рівня енергії сигналу. Модель будується як адитивна сума енергій складових поля, які описують як процеси прямолінійного розповсюдження радіосигналів, так і ті, що виникають внаслідок дифракції та рефракції. Функції енергії в точці для складових, що входять в математичну модель, визначаються згідно існуючих класичних моделей розповсюдження радіохвиль. А загальна функція енергії поля в точці формується як адитивна сума функцій складових поля, де коефіцієнти налаштування визначаються методом найменших квадратів за експериментальними даними;

- методу програмного визначення величини Допплерівського зміщення частоти при динамічній зміні умов розповсюдження радіосигналу на основі критерію «збігу фазового портрету».

Практична цінність роботи полягає в тому, що розроблені методи та моделі дозволяють:

- спростити розрахунок пунктів розміщення радіоприймачів;
- підвищити якість прийому радіосигналу за рахунок зниження числа бітових помилок;
- спростити вибір мікропроцесора при проектуванні адаптивного панорамного радіоприймача для роботи в умовах тунелів шахт при створенні приймача, в якому реалізується запропонований метод ідентифікації радіосигналів, за рахунок чого забезпечується ефективний прийом.

Ключові слова: математична модель, електромагнітне поле, розповсюдження радіосигналу, SDR-приймач, радіозавади, фазове сузір'я, багатопроменеве розповсюдження.

ABSTRACT

Berezkin AL Methods and software to increase the efficiency of radio signals in mine tunnels. Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

The dissertation on competition of a scientific degree of the candidate of technical sciences on a specialty 01.05.02 "Mathematical modeling and computational methods" (technical sciences) - Institute of problems of modeling in power. GE Pukhov of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2020.

Annotation content. Mine tunnels are characterized by complex surface geometry, which in the propagation of radio signals causes the occurrence of such phenomena as diffraction, refraction and interference, which leads to intermodulation interference and the phenomenon of radio signal attenuation. There are also industrial barriers. At present, mobile technologies, positioning of personnel and vehicles with the use of equipment from various world companies are being introduced at industrial enterprises, which are quite expensive. However, the annual support of the software and maintenance license is even more valuable. The equipment of these companies is used in difficult operating conditions for radio devices. Guaranteed operation of radio devices is achieved through the use of special radio exchange protocols and software, which is a trade secret. In the data on the technical characteristics of such systems it is noted that the distance from the transmitter to the receiver can be up to 300 meters. Therefore, in practical terms, it is advisable to develop primarily software that will allow them to be used in existing communication equipment systems with a transmission range of at least 300 meters, as well as to create conditions for the development of such equipment in Ukraine.

Information on similar studies in Ukraine has not been found in the available literature. The existing equipment of industrial radio communication in Ukraine and planning of its application is based on the principles of general use of radio means, without taking into account the peculiarities of radio wave propagation in mine tunnels.

One of the stages of creating a radio network is radio coverage planning. Based on it, the volume of required radio equipment and requirements for technical characteristics become clear. It is important to minimize the number of receiving devices, ie to place

them over long distances, but those that provide stable signal reception. The development of a method for determining such distances is one of the urgent tasks.

To ensure reliable reception of "your" signal, it is important to distinguish yourself from extraneous signals. Therefore, the selection of "their" signal is another problem that needed to be addressed when creating the software being developed, based on the value of the Doppler frequency shift.

The magnitude of the Doppler frequency shift is difficult to predict. Dynamic changes in tunnel geometry and radio propagation conditions are also possible. Therefore, existing developments for antenna systems in relation to radiation patterns cannot be used in the conditions of mine tunnels. To solve this urgent problem, it is proposed to use the software selection of "their" signal based on the latest Software Defined Radio (SDR) - technologies and develop appropriate software that takes into account the possibilities of technical implementation.

Therefore, the development of methods, models and software to solve radio planning problems, ensure efficient reception of radio signals based on the identification of "their" radio signal and assessment of software for multi-channel panoramic receiver based on SDR technology, the computational complexity of which would be acceptable for a minicomputer panoramic SDR-receiver, are urgent research objectives.

The scientific novelty of the obtained results is as follows:

1. For the first time a method of determining the distance to the location of radios in solving radio planning problems in mine tunnels based on the use of a mathematical model of electromagnetic field energy at a point that is the additive sum of energies of field components that describe both rectilinear propagation arise due to diffraction and refraction. The energy functions at the point for the components included in the mathematical model are determined according to the existing classical models of radio wave propagation. And the total field energy function at a point is formed as the additive sum of the functions of the field components, where the adjustment coefficients are determined by the method of least squares according to experimental data. In the proposed method, the iterative process of specifying the distance between the transmitter and receiver is realized by extrapolating the field energy function to another distance, taking

into account the restriction on the minimum signal energy according to the sensitivity of the radio, followed by experimental confirmation of signal energy.

2. The method of identification of radio signals on the basis of the criterion of "phase portrait coincidence" at the directed search of value of Doppler frequency shift is improved. In contrast to the existing ones, the proposed method allows to programmatically determine the Doppler frequency offset, which provides the selection of its radio signal, thereby achieving stable signal reception, including in the case of dynamic changes in the boundaries of the propagation area.

3. A mathematical model for estimating the computational load of an adaptive panoramic radio receiver for operating conditions in mine tunnels is proposed, taking into account the requirements for the quality of real-time radio signal reception. The GNUradio model and the Simulink model of the radio receiver have been developed, which connect the time parameters of the radio signal with the parameters of the processor. In the study of models in numerical experiments for test sequences of radio signals, for which the signal-to-noise ratio exceeds 5 dB, it was found that when using the method of determining "their" radio signal, the number of bit errors when receiving decreases 10 times or more.

The practical value is as follows:

The scientific value of the main provisions of the dissertation is to develop:

- method of iterative determination of effective distance between transmitter and receiver of radio signal based on model of signal energy estimation at point at extrapolation of its value to other points of tunnel taking into account restriction on minimum signal energy with subsequent experimental confirmation of signal energy level. The model is constructed as an additive sum of the energies of the field components, which describe both the processes of rectilinear propagation of radio signals and those that arise due to diffraction and refraction. The energy functions at the point for the components included in the mathematical model are determined according to the existing classical models of radio wave propagation. And the total function of the field energy at a point is formed as the additive sum of the functions of the field components, where the adjustment coefficients are determined by the method of least squares according to experimental data;

- a method of software determination of the magnitude of the Doppler frequency shift with a dynamic change of the conditions of radio signal propagation on the basis of the criterion of "phase portrait coincidence".

The practical value of the work is that the developed methods and models allow:

- simplify the calculation of radio locations;
- to improve the quality of radio signal reception by reducing the number of bit errors;
- simplify the choice of microprocessor when designing an adaptive panoramic radio for operation in the tunnels of mines when creating a receiver, which implements the proposed method of identification of radio signals, thereby providing efficient reception.

Keywords: mathematical model, electromagnetic field, radio signal propagation, SDR receiver, radio interference, phase constellation, multibeam propagation.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Березкін А.Л. Визначення несучої частоти радіосигналу за цифровими технологіями. / Березкін А.Л., Кучеров Д.П. // Вісник інженерної академії України, вип. 4, 2016. – с.80-85.
2. Березкин А.Л. Идентификационный подход к определению частоты радиосигнала./ Кучеров Д.П., Березкин А.Л.// Моделювання та інформаційні технології: Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова НАН України. Київ. 2017. Вип. 78. С. 88-94.
3. Березкін А.Л. Програмно визначаємоє радіо – сучасні технології моделювання та конструювання радіопристроїв./ Березкін А.Л.// Моделювання та інформаційні технології: Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова НАН України. Київ. 2018. Вип. 83. С. 86-94.
4. Березкін А.Л. Радіоканал LoRa в системі охоронної сигналізації. / Кучеров Д.П., Березкін А.Л. // Наукоємні технології № 3(43), 2019, с. 357 – 363.
5. Березкін А.Л. Модель формування електромагнітного поля в умовах замкнутого простору./ Березкін А.Л. // Електронне моделювання. Том 42, № 4 (2020). с.15-30.
6. Andrei Berezkin. Signals in the Receiving Channel for the LoRa System. / Dmytro Kuchеров, Andrei Berezkin, Ludmila Onikienko, and Volodymyr Nakonechnyi // ISSN 2367-4512 Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies Volume 48. Springer. 2020. p. 423-445. SCOPUS
<http://www.springer.com/series/15362>

Праці апробаційного характеру:

7. Березкін А.Л. Обчислення центральної частоти модульованих за частотою сигналів./Березкін А.Л., Кучеров Д.П.// Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІПРТК-2017). Десята міжнародна науково-практична конференція 16-17 травня 2017 року, Київ, Україна. – К.: НАУ, 2017. – 314 с. (збірка тез). с. 75 – 77.

8. Berezkin A.L. Identification Approach for Determining Radio Signal Frequency/ Kuchеров D.P., Berezkin A.L. // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 379-382. SCOPUS
9. Березкин А.Л. Сучасні засоби комп'ютерного моделювання та створення радіосистем для IoT технологій./ Березкин А.Л. // Шоста міжнародна наукова конференція «Моделювання-2018» ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. Збірник праць конференції. м. Київ, 2018 р. с.94-97.
10. Berezkin A.L. Detection of Signals from a LoRa System Under Interference Conditions./ Kuchеров D.P., Berezkin A.L., Onikienko L.S.// 2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T-2108), October 9-12, 2018, Kharkov, Ukraine, paper138, p. 437-441. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8632135> doi: SCOPUS 10.1109/INFOCOMMST.2018.8632135.
11. Berezkin A.L. Protection of Information Networks Based on LoRa Technology/ Kuchеров D.P., Berezkin A.L. // XVIII International Scientific and Practical Conference "Information Technologies and Security" (ITS 2018), Kyiv, Ukraine, November 27, 2018. P.107-117.<http://ceur-ws.org/Vol-2318/> SCOPUS.
12. Березкін А.Л. Виявлення сигналів системою LoRa в умовах перешкод. / Березкін А.Л. // XXXVII Науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2019 р. Збірник тез конференції с. 26-28
13. Berezkin A.L. Features of Signal Processing by Means of LoRa./ Kuchеров D.P., Berezkin A.L., Sushchenko O.A. // Technologies 8 - 11 October, 2019 on the basis of Borys Grinchenko Kyiv University was held the International Scientific and Practical Conference "Problems of Infocommunications. Science and Technology" (PIC S&T'2019). p. 19-24
14. Березкін А.Л. Модель формування електромагнітного поля в умовах замкнутого простору та аналіз факторів, що впливають на його формування./ Березкін А.Л. // XXXVIII Науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2020 р. с. 52-54

15. Berezkin A.L. Some Features of LoRa Technology Under Multi-Ray./ Kuchеров D.P., Berezkin A.L.//Reception International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T-2020) 2020, Kharkov, Ukraine . p. 26

Праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

16. Березкін А. Л., Патент Спосіб оцінювання частоти гармонічного сигналу обчислювальними засобами./ Кучеров Д. П., Голенківська Т. І., Березкін А. Л., Костина О. М. , Рудаков В. І., Станіщук А. Б., Твердохлібов В. В., Бичков А. М., Оникієнко Л. С., Пукас О. О.// Заявка u201707471 від 14.07.2017 Патент – 122473 Патент опубліковано 10.01.2018, бюл. № 1/2018.

17. Березкін А.Л. Патент Спосіб ітераційного визначення частоти гармонічного сигналу./ Кучеров Д.П., Березкін А.Л.// Заявка u201710491 від 30.10.2017 Патент 123202 12.02.2018, бюл. № 3

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	2
ABSTRACT	6
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА.....	10
ЗМІСТ	13
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	15
ВСТУП.....	16
РОЗДІЛ 1 ХАРАКТЕРИСТИКА ТУНЕЛІВ ШАХТ, АНАЛІЗ СТАНУ ДОСЛІДЖЕНЬ В ЦІЙ ГАЛУЗІ.....	23
1.1 Характеристика тунелів шахт та методи радіопланування в них.....	23
1.2 Класичні моделі розповсюдження електромагнітних хвиль.....	26
1.3 Аналіз стану досліджень розповсюдження електромагнітних хвиль в тунелях шахт	27
1.4 Експериментальні дослідження з розповсюдження радіохвиль у ТШ ..	30
1.5 Аналіз чинників, що впливають на розповсюдження електромагнітного поля у тунелях шахт	32
1.6 Вплив затримки радіосигналу на формування ЕМП в ТШ, Доплерівський зсув частоти радіосигналу	38
Висновки	44
РОЗДІЛ 2 МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОЇ ВІДСТАНІ МІЖ ДЖЕРЕЛОМ РАДІОСИГНАЛУ ТА ПРИЙМАЧЕМ	46
2.1 Моделі розповсюдження електромагнітних хвиль в тунелях шахт	46
2.2 Розповсюдження електромагнітних хвиль у вільному просторі.....	48
2.3 Принцип Гюйгенса.....	50
2.4 Прямолінійне розповсюдження електромагнітних хвиль	52
2.5 Проходження електромагнітних хвиль через перешкоду з отвором, явище дифракції	54
2.6 Зони Френеля	59
2.7 Область, що істотна для віддзеркалювання	61
2.8 Явище посилення випромінювання позаду перешкоди	64
2.9 Траса радіосигналу.....	67
2.10 Математична модель розповсюдження електромагнітних хвиль в тунелях шахт	68
Висновки	74

РОЗДІЛ 3 МЕТОД ІДЕНТИФІКАЦІЇ РАДІОСИГНАЛІВ НА ОСНОВІ КРИТЕРІЮ «ЗБІГУ ФАЗОВОГО ПОРТРЕТУ».....	76
3.1 Вплив затримки радіосигналу на помилку прийому інформації	76
3.2 Вирішення проблеми підвищення якості прийому радіосигналу в умовах ТІП	82
3.3 Аналіз інформаційних параметрів радіосигналу	83
3.4 Імовірності параметри виявлення радіосигналу	85
3.5 Параметри модуляції радіосигналу	89
3.6 Спектральний аналіз радіосигналів - амплітуда радіосигналів.....	90
3.7 Фазові характеристики радіосигналів- фазовий спектр	95
3.8 Фазове сузір'я радіосигналу	97
3.9 Обчислювання фазового спектру дискретного радіосигналу	102
3.10 Метод адаптивної ідентифікації радіосигналу – метод «смуга».....	105
3.11 Дія методу адаптивної ідентифікації «свого» радіосигналу.....	108
3.13 Ідентифікації «свого» радіосигналу	110
Висновки	113
РОЗДІЛ 4 МОДЕЛЬ ОЦІНКИ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОГО НАВАНТАЖЕННЯ АДАПТИВНОГО ПАНОРАМНОГО РАДІОПРИЙМАЧА	114
4.1 Технологія SDR- Software Defined Radio.....	114
4.2 Переваги SDR технології при створенні радіоприладів.	119
4.3 Реалізація адаптивного панорамного приймача на засадах SDR.....	124
4.4 Алгоритм роботи адаптивного панорамного SDR приймача.	127
4.5 Оцінка параметрів адаптивного панорамного SDR приймача.	129
4.6 Метод створення, тестування, оцінка параметрів адаптивного панорамного SDR приймача.....	133
Висновки	138
ВИСНОВКИ.....	139
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	141
ДОДАТОК 1.....	151
ДОДАТОК 2.....	152

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

АПП	Адаптивний панорамний приймач
ММ	Математична модель
ТШ	тунелі шахт
SDR-r	SDR – приймач
SDR-t	SDR- технологія
SDR-d	SDR- пристрій
АП SDR	Адаптивний панорамний SDR приймач
БПР	Багатопроміньовий радіосигнал
ЕМП	Електромагнітне поле
БППР	Багатопроміньовий прийом радіосигналів
РР	Розповсюдження радіосигналів
ІСР	Ідентифікація своїх радіосигналів
РЗ	Радіозавади
ІРЗ	Інтерференційні радіозавади
КМРР	Класична модель розповсюдження радіохвиль
ОМРР	Оптична модель розповсюдження
ЗФ	Зона Френеля
ІФ	Інтеграл Френеля
ПГ	Принцип Гюйгенса
ППД	Протокол передачі даних
СПРП	Смуга пропускання радіоприймального пристрою
ФС	Фазове сузір'я
КЗА	Кінцево-збіжний алгоритм

ВСТУП

Актуальність дослідження. Тунелі шахт характеризуються складною геометрією поверхонь, що при розповсюдженні радіосигналів зумовлює наявність таких явищ як дифракція, рефракція та інтерференція, що призводить до появи інтермодуляційних завад, явища загасання радіосигналу. Крім того, на цих об'єктах є й інші промислові завади, наприклад, від працюючих електродвигунів, блоків живлення. При багатопроменевому розповсюдженні радіосигналів в тунелях шахт з ростом відстані від приймача до передавача вклад складової прямолінійного розповсюдження в функцію часу, що описує енергію сигналу в точці, суттєво зменшується. Це може призводити до появи зон, в яких прийом сигналу стає неможливим, якщо не враховувати Доплерівський ефект зміщення частоти.

Одним із етапів створення радіомережі на будь-якому об'єкті – є планування радіопокриття. Сучасні програмні засоби радіопланування ґрунтуються на класичних теоріях розповсюдження електромагнітного поля, над якими в свій час працювали такі відомі вчені як Жан Френель, Христіян Гюйгенс, Б.О. Введенський, Є.Л. Фейнберг, І.С. Гоноровський, Л.Д. Голдштейн та інші.

На етапі радіопланування стає зрозумілим обсяг необхідного радіообладнання, його розміщення та вимоги до технічних характеристик. При цьому важливо мінімізувати кількість приймальних пристроїв, тобто розміщувати їх на великих відстанях, але таких, при яких забезпечується стійкий прийом сигналу, що можливо при енергії сигналу, яка перевищує мінімально необхідну.

На даний час на промислових підприємствах впроваджуються технології мобільного зв'язку, позиціювання персоналу і транспортних засобів з використанням обладнання різноманітних світових компаній. Це такі компанії як Nanotron (Німеччина), Airspan, Parallel Wireless (Ізраїль), Huainan Wantai Electronic Co. Ltd (Китай), Ericsson (Швеція), Rajant, Baicells Technologies, Semtech Corporation (США).

Обладнання цих компаній використовуються у важких для радіопристроїв умовах функціонування. Гарантована робота радіопристроїв досягається

використанням особливих протоколів радіообміну та програмних засобів, що є комерційною таємницею. Системи радіообладнання, пристосовані для роботи в таких важких умовах, виготовляються невеликими серіями, зазвичай є досить вартісними, але в порівнянні з програмною частиною, коштовність апаратної частини не перевищує 30% їх вартості. Наприклад, для обладнання зв'язку, яке коштує 112 тис. доларів США, ціна на ліцензію програмного забезпечення та технічне обслуговування сягає 480 тис. доларів США щорічно. В даних про технічні характеристики таких систем відмічається, що відстань від передавача до приймача може бути в межах до 300 метрів. Тому в практичному плані доцільною є розробка в першу чергу програмних засобів, що дозволять використати їх в існуючих системах обладнання зв'язку при вимогах до дальності передачі не нижче 300 метрів, а також створення передумов для розробки такого обладнання в Україні.

Інформацію щодо проведення подібних досліджень в Україні в доступних літературних джерелах не виявлено. Існуюче в Україні обладнання промислового радіозв'язку та планування його застосування базується на засадах загального використання засобів радіо, без урахування особливостей розповсюдження радіохвиль в тунелях шахт.

В тунелях шахт при зміні відстані між передавачем та приймачем змінюється величина Допплерівського зміщення частоти, прогнозувати яке складно через те, що геометричні характеристики тунелів можуть суттєво відрізнятися і їх форму в загальному випадку неможливо передбачити. Тому існуючі розробки для антенних систем стосовно діаграм направленості антени не можуть бути використані в умовах тунелів шахт.

В тунелях шахт також має місце багатопроменеве розповсюдження та інтерференційні завади. Для забезпечення надійного прийому «свого» сигналу слід відмежуватися від сторонніх сигналів. Тому виділення «свого» сигналу є ще одним із завдань, що потребують вирішення при створенні програмних засобів, що передбачається розробити.

При розробці програмних засобів з обробки радіосигналів необхідно враховувати можливості їх технічної реалізації. На даний час серед сучасних технологій радіозв'язку можна виділити SDR-технології, на основі яких можливе створення адаптивного панорамного приймача. Для цього необхідно вирішити ряд завдань щодо: створення математичної моделі «реального часу» розповсюдження радіосигналів у замкнутому просторі, ідентифікації «своїх» радіосигналів та запропонувати алгоритм роботи багатоканального панорамного приймача на засадах SDR-технології, обчислювальна складність якого була б прийнятною для мінікомп'ютера панорамного SDR-приймача.

Тому актуальним в науковому плані є завдання розробки методів, моделей та програмних засобів для вирішення задач радіопланування, забезпечення ефективного прийому радіосигналів на основі ідентифікації «свого» радіосигналу та оцінки можливостей створення програмних засобів для багатоканального панорамного приймача на засадах SDR-технології, обчислювальна складність якого була б прийнятною для мінікомп'ютера панорамного SDR-приймача.

Зв'язок програми з науковими програмами, планами, темами. Тематика дисертаційної роботи відповідає основним науковим напрямкам та планам Інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова, що пов'язані з науково-дослідними роботами по темі "Розробка методів і засобів багатоканального акустичного моніторингу та оцінки фактичного стану підземних трубопроводів без їх розкриття у експлуатаційних умовах" шифр МОНІТОР та дослідженням і технічним розробкам у рамках НДР ТОВ «Дейта Експрес» пілотного проекту по впровадженню на підприємствах Метінвест та ДЕТЕК технологій мобільного зв'язку, позиціювання персоналу, транспортних засобів, застосування технологій IoT.

Мета і завдання дослідження. Мета полягає в розробки методів, моделей та програмних засобів для вирішення задач радіопланування, забезпечення ефективного прийому радіосигналів на основі ідентифікації «свого» радіосигналу та оцінки можливостей створення програмних засобів для багатоканального панорамного приймача на засадах SDR-технології, обчислювальна складність

якого була б прийнятною для мінікомп'ютера панорамного SDR-приймача для забезпечення стійкого прийому радіосигналу в умовах тунелів шахт.

Для вирішення поставленого науково-прикладного завдання в дисертації були сформульовані і вирішені наступні завдання:

1. Виконати аналіз методів радіопланування та прийому радіосигналів в умовах тунелів шахт.
2. Визначити складові електромагнітного поля, що є визначальними при описі енергії поля в точці та на їх основі розробити адитивну математичну модель
3. Запропонувати спосіб визначення місця розміщення радіоприймачів при вирішенні завдань радіо планування в тунелях шахт.
4. Запропонувати метод ідентифікації радіосигналів на основі критерію «збігу фазового портрету» з урахуванням Допплерівського зміщення частоти радіосигналу для забезпечення селекції свого радіосигналу.
5. Запропонувати математичну модель оцінки обчислювальної складності процесу ідентифікації «свого» радіосигналу та оцінити можливість створення програмного забезпечення для мінікомп'ютера панорамного SDR-радіоприймача

Об'єктом дослідження є процеси розповсюдження і прийому радіосигналів в шахтних тунелях.

Предметом дослідження моделі, методи та програмні засоби при радіоплануванні, ідентифікації радіосигналу та його прийомі в умовах тунелів шахт.

Методи дослідження: при виконанні дисертаційної роботи були використані: методи теорії розповсюдження радіохвиль, методи математичного моделювання при обґрунтуванні моделей розповсюдження радіохвиль в різноманітних умовах, методи теоретичного та експериментального дослідження, комп'ютерне моделювання при вирішенні конкретних прикладних задач, зокрема, методи високопродуктивних обчислень.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вперше запропоновано метод визначення відстані до місця розміщення радіоприймачів при вирішенні завдань радіопланування в тунелях шахт на основі використання математичної моделі енергії електромагнітного поля в точці, що є адитивною сумою енергій складових поля, які описують як процеси прямолінійного розповсюдження радіосигналів, так і ті, що виникають внаслідок дифракції та рефракції. Функції енергії в точці для складових, що входять в математичну модель, визначаються згідно існуючих класичних моделей розповсюдження радіохвиль. А загальна функція енергії поля в точці формується як адитивна сума функцій складових поля, де коефіцієнти налаштування визначаються методом найменших квадратів за експериментальними даними. В запропонованому методі ітераційний процес уточнення відстані між передавачем і приймачем реалізується за рахунок екстраполяції функції енергії поля на іншу відстань з урахуванням обмеження на мінімальну енергію сигналу відповідно чутливості радіоприймача, з подальшим експериментальним підтвердженням рівня енергії сигналу.

2. Удосконалено метод ідентифікації радіосигналів на основі критерію «збігу фазового портрету» при наведеному переборі значення Допплерівського зміщення частоти. На відміну від існуючих, запропонований метод дозволяє програмно визначати Допплерівське зміщення частоти, що забезпечує селекцію свого радіосигналу, за рахунок чого досягається стійкий прийом сигналу, в тому числі і для випадку динамічних змін меж області розповсюдження.

3. Запропоновано математичну модель оцінки обчислювального навантаження адаптивного панорамного радіоприймача для умов роботи в тунелях шахт з урахуванням вимог щодо якості прийому радіосигналу у реальному часі. Розроблено GNUradio-модель та Simulink-модель радіоприймача, що пов'язують часові параметри радіосигналу з параметрами процесора. При дослідженні моделей в чисельних експериментах для тестових послідовностей радіосигналів, для яких відношення сигнал/шум перевищує 5 dB, встановлено, що при використанні методу визначення «свого» радіосигналу кількість бітових помилок при прийомі зменшується в 10 і більше разів.

Практичне значення отриманих результатів.

Практична цінність роботи полягає в тому, що розроблені методи та моделі дозволяють:

- спростити розрахунок пунктів розміщення радіоприладів;
- підвищити якість прийому радіосигналу за рахунок зниження числа бітових помилок;
- спростити вибір мікропроцесора при проектуванні адаптивного панорамного радіоприймача для роботи в умовах тунелів шахт при створенні приймача, в якому реалізується запропонований метод ідентифікації радіосигналів і забезпечується їх ефективний прийом.

Особистий внесок здобувача. Усі результати дисертаційної роботи, які винесені на захист, отримані автором самостійно. В роботах, виконаних у співавторстві, автору належить: [1] – аналіз існуючих методів визначення частоти, моделювання процесу визначення частоти запропонованими методами; [2] – визначення частоти запропонованими методами; [4] – аналіз параметрів радіосигналу, розрахунки бітової похибки при різноманітних умовах застосування; [6] – проведення досліджень, моделювання радіоперешкод, аналіз результатів; [7] – проведення досліджень обробка отриманих даних; [8] – аналіз існуючих методів визначення частоти, обчислювання і практичні дослідження, що до параметрів ШПФ; [10] – моделювання умов використання, обчислювання бітової похибки, аналіз отриманих результатів; [11] – метод зменшення бітової похибки; [13] – моделювання умов роботи, практичні дослідження; [15] – метод зменшення бітової похибки, моделювання умов застосування, проведення дослідів, аналіз отриманих результатів; [16] – аналіз існуючих методів визначення частоти, моделювання процесу визначення частоти запропонованими методами; [17] – аналіз існуючих методів визначення частоти, моделювання процесу визначення частоти запропонованими методами.

Апробація. Основні результати роботи доповідалися і обговорювалися на:

1. Десята міжнародна науково-практична конференція НАУ м.Київ, 2017 р.

2. XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine м.Київ, 2017 р.

3. Шоста міжнародна наукова конференція «Моделювання-2018» ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2018 р

4. International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T-2108) 2018, Kharkov, Ukraine.

5. XVIII International Scientific and Practical Conference "Information Technologies and Security" (ITS 2018), Kyiv, Ukraine 2018 р.

6. XXXVII Щорічна науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2019 р.

7. International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T-2109) 2019, Kharkov, Ukraine .

8. XXXVIII Щорічна науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2020 р

9. International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T-2020) 2020, Kharkov, Ukraine .

Публікації. Основний зміст дисертаційної роботи і її результати відображені в опублікованих наукових працях. Всі теоретичні та практичні результати, які складають основний зміст дисертаційної роботи і виносяться на захист, отримані автором самостійно. За темою дисертації опубліковано 17 наукових робіт, з яких: 6 статей , 2 свідоцтва про реєстрацію авторського права на патент і 9 матеріалів і тез доповідей на наукових конференціях, 4 статті в журналах, індексованих в міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS.

Структура і обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, 4 розділів, висновків, списку використаних джерел та 2 додатків. Загальний обсяг дисертації 154 сторінок. З яких основний зміст роботи викладено на 125 сторінках (з них дві повністю зайнято ілюстраціями). Дисертація містить 58 рисунків, 2 таблиці. Список використаних джерел включає 126 найменувань.

РОЗДІЛ 1 ХАРАКТЕРИСТИКА ТУНЕЛІВ ШАХТ, АНАЛІЗ СТАНУ ДОСЛІДЖЕНЬ В ЦІЙ ГАЛУЗІ

1.1 Характеристика тунелів шахт та методи радіопланування

В НИХ

В даній роботі розглядаються особливості розповсюдження електромагнітного поля в тунелях шахт (ТШ). Це явище має специфічні особливості порівняно з розповсюдженням електромагнітного поля на поверхні.

Типовий вигляд горизонту шахти наведено на рисунку 1.1.

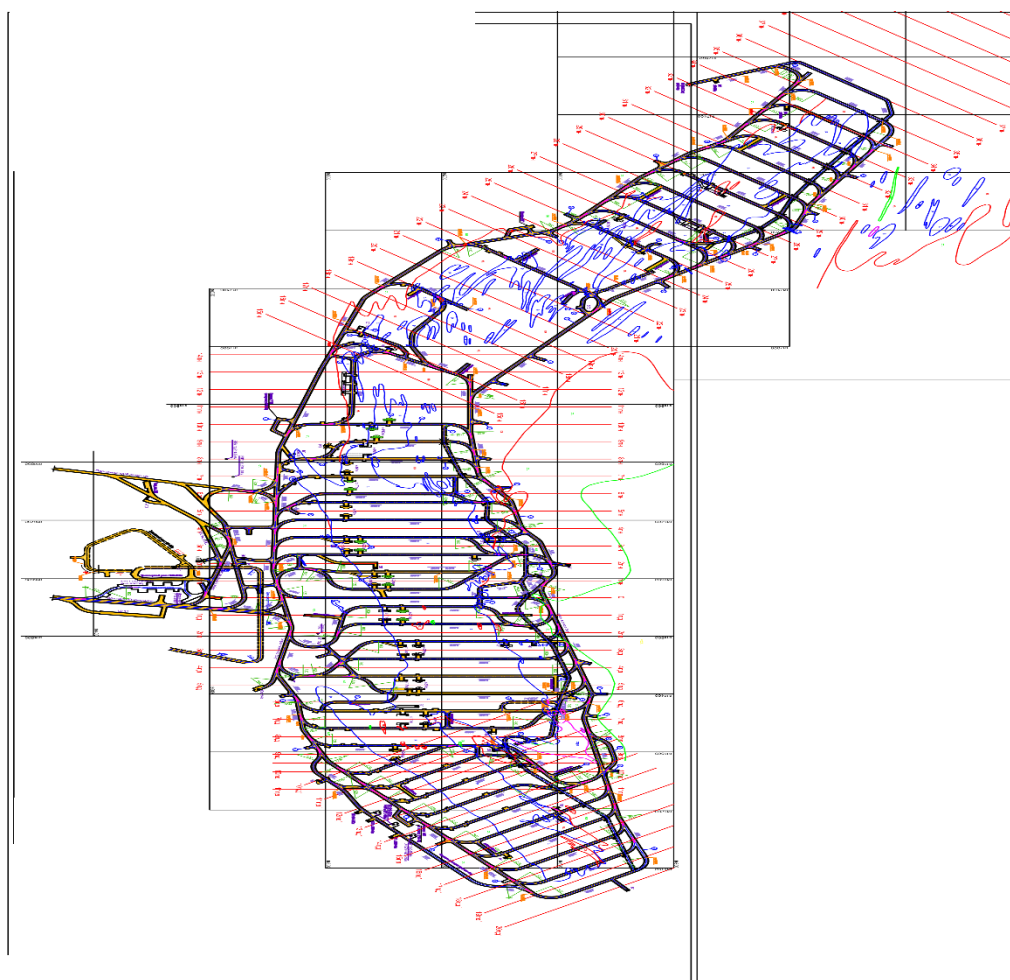


Рисунок 1.1 – Горизонтальний план горизонту шахти.

До особливостей відносяться умови які існують в ТШ:

- Обмеження вільного простору з трьох і більше сторін;

- Відсутність прямого зору на відстані декілька сотень, або декілька десятків метрів;
- Наявність великої кількості різноманітного обладнання;
- Наявність рухомого обладнання;
- Наявність транспортних засобів в середині;
- Наявність великої кількості різноманітних комунікацій;
- Наявність різноманітних джерел електромагнітних завад;
- Неоднорідність матеріалів, що обмежують простір;
- Неоднорідність внутрішньої атмосфери, температурних режимів;
- Різноманітна внутрішня конфігурація, ламаність геометричних профілів поверхонь, що обмежують простір;
- Не завжди можливо встановити джерела електромагнітного випромінювання в потрібному місці;

На рисунку 1.2 зображені приклади поверхонь ТШ.

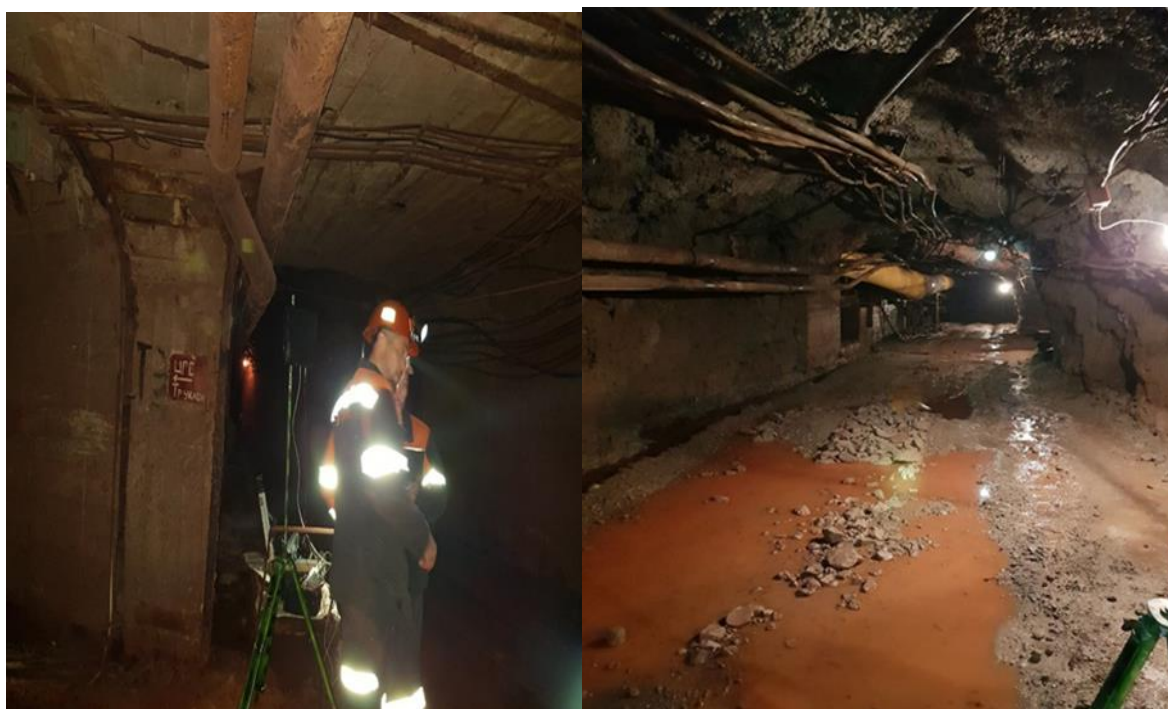


Рисунок 1.2 – Приклади поверхонь ТШ.

По типу підземного планування (інфраструктури) шахти подібні між собою. Розміри горизонту шахти можливо оцінити по червоним масштабним лініям,

відстань між якими 30 метрів, рисунок 1.1. Загальна довжина підземних виробіток сягає десятків кілометрів. Горизонт шахти складається зі ТШ з різною формою в вертикальному розрізі, та з різною поверхнею стін, підлоги та стелі.

Для повної оцінки ТШ і їх поверхні, треба додати, що деякі шахти (наприклад соляні) мають майже дзеркальну поверхню. Ними вільно їздить велика колісна техніка. На відміну від них, вугільні шахти зазвичай є вузькими і низькими-дві людини не завжди пройдуть поруч.

Найпоширеніший частотний діапазон, який зараз використовується у шахтах, знаходиться в межах 400-5000 МГц. Радіоприлади, які працюють в діапазоні 400-900 МГц, почали використовувати давно, і з розвитком радіотехнологій, йде тенденція до згортання їх використання через досить великі маса-габаритні параметри і значне споживання енергії. Тому увагу заслуговує частотний діапазон 900-5000 МГц.

Зазвичай радіопланування здійснюється з допомогою програмного забезпечення, таких як “Planet“, “InfoVista Ellipse”, “Mentum Geodata” та інше, що базується на засадах відомих моделей розповсюдження ЕМП. На даний час методика радіопланування на поверхні землі та в ТШ не відрізняється. Але практика доводить, що використання класичних методів радіопланування в умовах ТШ не є достовірним. Це пов'язано з тим, що умови розповсюдження ЕМП в умовах ТШ, які наведені вище, відрізняються від умов розповсюдження на поверхні і це не враховано в програмному забезпеченні, що використовується для радіопланування..

Достовірне радіопланування в ТШ, дозволяє правильно визначити потреби у радіообладнанні, скоротити строки монтування, налагодження та вводу в дію радіосистем. Слід також враховувати вимоги безпеки у шахтах, де не завжди можливо використовувати радіоприлади з потужним випромінюванням. Тому виникає проблема забезпечення якісного, без зон провалу, радіопокриття, щоб виконати умови якісного радіозв'язку.

Існує два шляхи вирішення цієї проблеми - використання великої кількості радіоприладів, або забезпечення вдалого планування радіопокриття. Останнє в

кінцевому результату дає значну економію коштів, що актуально при практичних реалізаціях радіопокриття.

Аналіз відомих наукових літературних джерел доводить, що на теперішній час не існує ММ розповсюдження ЕМП у ТШ, що враховує всі фактори які мають вплив на формування розподілу енергії ЕМП у ТШ. Тому розробка ММ розподілу енергії ЕМП у ТШ, виявлення факторів, що впливають на формування цього розподілу ЕМП і їх аналіз є одним із завдань роботи.

1.2 Класичні моделі розповсюдження електромагнітних хвиль

Моделі створення ЕМП і РР в різноманітному середовищі викладено в [1]-[12]. Питання хвильових процесів та геометричної оптики викладено в [13]-[17]. Теоретичними питаннями створення ОМРР, створення ЕМП та його розповсюдженням займалися такі відомі вчені як Жан Френель, Христіан Гюйгенс, Б.О. Введенський, Є.Л. Фейнберг, Я.Л. Альперт, М.И. Рабинович, Л.Д. Голдштейн, В.Л. Гинзбург, М.М. Бредов, Пейн Г., Г.П. Грудинська та інші. Можна виділити наступні варіанти класичних моделей ЕМП:

- Моделі електричного та магнітного поля у вакуумі, рівняння Максвелла [18];
- Хвильове рівняння [2];
- Точкове джерело електромагнітного поля [1, 10];
- Модель, що заснована на принцип Гюйгенса [1, 10];
- Прямолінійне розповсюдження радіохвиль [1, 10];
- Дифракція радіохвилі від отвору на екрані [1, 10];
- Модель області суттєвої для віддзеркалювання радіохвиль [1, 10];
- Модель області суттєвої для переломлення радіопроменя [1, 10];
- Розповсюдження радіохвиль в однорідному середовищі [1, 10];
- Розповсюдження радіохвиль в неоднорідному середовищі [1, 10];
- Дифракція радіохвилі від краю півплощини [1, 10];

На основі класичних моделей утворення і розповсюдження ЕМП були створені ММ які мають практичну спрямованість, в тому числі:

- Математична модель випромінюючого диполя [2, 10];
- Електричне поле над неоднорідною поверхнею землі [6, 10];
- Математична модель ковзаючих хвиль і низки нерівності [6, 10];
- Математична модель хвиль що круто падають і високі нерівності [6, 10];
- Математична модель підсилення за перешкодою [10];
- Модель розповсюдження радіохвиль в слоїстих середовищах [4, 10];
- Модель збурення поля поблизу границі неоднорідного середовища [4];
- Інтерференційна модель Введенського [5, 19];
- Електромагнітне поле над плоскою поверхнею землі, та з урахуванням земної кривизни [5, 6, 19];
- Моделі створення, існування та розповсюдження електромагнітного поля у різноманітних хвилеводах [18].

Створення і розвиток ММ поширення ЕМП в різноманітних умовах припадає на першу половину двадцятого сторіччя, коли стан радіотехнологій не дозволяв широке використання радіотехніки на виробництві. Основними радіохвилями загального використання були хвилі метрового діапазону і основними умовами розповсюдження були розповсюдження в атмосфері землі. Умови існування і розповсюдження ЕМП у інших типах фізичних середовищ розглядалися лише за умов проникнення поля з поза меж цих просторів. Лише хвилеводи розглядалися як замкнені простори де було можливе існування і розповсюдження ЕМП. Розповсюдження ж ЕМП у ТШ, який є окремим типом моделі простору розповсюдження ЕМП, не досліджувалось.

1.3 Аналіз стану досліджень розповсюдження електромагнітних хвиль в тунелях шахт

Даний аналіз проведено на основі матеріалів [20, 21].

Проблема формування ЕМП в ТШ набрала актуальності як тільки розвиток технологій радіоелектроніки [22, 23] дозволив широке застосування радіоприладів в ТШ.

Якщо РР над землею та чинники формування ЕМП і хвильові процеси у вільному просторі досить добре вивчені і мають велике теоретичне та практичне підґрунтя [2, 3, 5, 7, 8, 10, 19, 24, 25], то процеси формування цих явищ в ТШ мають поверхневий опис.

Наприклад, під терміном «підземний радіозв'язок» вважався процес РР крізь геологічну породу, воду (світовий океан) та процеси, що виникають на границі земля-атмосфера, [10], [25, 26], але ніяк не РР в ТШ. В дослідженнях процесу РР під землею приділялася довгим і наддовгим радіохвилям, оскільки вони характеризуються найменшим затуханням і, відповідно, найбільшою відстанню розповсюдження. На практиці ці хвилі використовуються для організації підземного зв'язку у військових цілях, у системах аварійного оповіщення на шахтах, зв'язку з підводними човнами. Практичне застосування потребує великих розмірів антен, та використання великих потужностей у радіопередавачах, що суттєво обмежує можливості використання цих систем зв'язку.

Найбільш відоме дослідження по РР в шахті проведено Alfred G. Emslie (Канада) у 1975 [27]. Пізніше було проведено ще ряд досліджень [20], [21, 28].

В роботах [21, 27] за основу формування ЕМП та РР покладено закони розповсюдження електромагнітної енергії у прямокутному хвилеводі з урахуванням процесів послаблення радіохвиль, що виникають на стінах тунелів шахт при віддзеркалюванні радіопромня. Під хвилеводом мається на увазі пристрій, що використовується для РР і в якому виконуються умови для існування ЕМП [29]. Тобто закони розповсюдження і існування ЕМП переносяться на умови ТШ. Процеси віддзеркалювання розглядаються як процеси РР у шаруватих структурах.

В роботі [27] процес формування ЕМП розглядається з точки зору рівнянь Максвелла. Наведені формули розрахунку втрат електромагнітної енергії при РР у ТШ. Представлено порівняння теоретичних розрахунків та практичних вимірювань

втрат електромагнітної енергії. Дослідження виконані для РР на частотах 200-4000 МГц. Контроль радіопокриття ТШ проведено з допомогою портативних радіостанцій на частоті 415 МГц. Радіостанції більш високого частотного діапазону, для можливостей використання у шахті, на той час не були доступні до загального користування.

В роботах [21, 30] процес розповсюдження електромагнітної енергії розглядається як процес у прямокутному хвилеводі, беруться до уваги вертикальні та горизонтальні поляризаційні складові електромагнітного поля, БПР, процеси формування віддзеркалення радіопроменя як наслідок шаруватої структури стінок ТШ. РР за ріг, розглядається з точки зору теорії розповсюдження електромагнітної енергії у прямокутному хвилеводі- як Т-перехрестя цих хвилеводів.

В роботі [20] розглядається процес формування ЕМП на прикладі будівель. Робиться висновок, що результуюче ЕМП є наслідком дифракції, проходженням радіохвиль скрізь перешкоди, іншими словами РР в шаруватих структурах, та хвилеводний характер розповсюдження.

Таким чином у вище згаданих роботах не розглядались наступні чинники формування і розповсюдження ЕМП у ТШ та фізичні явища, що виникають в процесі цього:

- Взаємодія факторів, що впливають на структуру електромагнітного поля, урахуванням їх внеску в загальне ЕМП;
- Формування ЕМП від вторинних джерел і їх взаємодія з первинним джерелом ЕМП;
- Вторинні джерела збудження електромагнітного поля не розглядаються як такі, що мають основний впливають на підсумкове електромагнітне поле вздовж ТШ;
- Підсумкове ЕМП в ТШ формується під впливом зон Френеля і має яскраво виражені максимуми і мінімуми;
- Не розглядається вплив граничних умов при розповсюдженні ЕМП в ТШ при зміні умов середовища розповсюдження;

- Умови розповсюдження по геометричним характеристикам не однорідні.

1.4 Експериментальні дослідження з розповсюдження радіохвиль у ТШ

Дослідження проводились на різноманітних об'єктах - великій громадській будівлі, промисловому цеху, залізорудній та соляній шахтах. Особливість досліджень є те, що вони проводились на діючих підприємствах, тому були жорстокі правила щодо обмежень переміщень територією, обмеження в часі і по використанню обладнання. Найбільш повноцінні дослідження вдалося провести на соляній шахті. На рисунку 1.3 наведена схема проведення дослідження на соляній шахті.



Рисунок 1.3 – Схема проведення дослідження на соляній шахті.

Місце досліджень - відкатний уклон (тунель) соляної шахти довжиною 670 м. Форма тунеля прямокутна, шириною 9 м, висота 4 м. Тунель має уклін, перепад висот близько 3 м. Соляні стіни за своєю структурою дуже гладкі і щільні. З однієї сторони тунель закінчується глухим кутом. За 15 метрів до кінця тунеля до нього підходить інший тунель під кутом 80 градусів. З другої сторони тунель з'єднується

з іще з одним, створюючи Т-подібне перехрестя. Паралельно основному тунелю йде допоміжний, що має висоту 3 м та ширину 3 м.

Дослідження проводилися з використанням базової станції *LTE*, робоча частота 2350 МГц, вихідна потужність 20 дБм (0,1 Вт). Двох смартфонів

Samsung S8. Двох модулів *LoRa*, робоча частота 868 МГц, вихідна потужність 20 дБм. Широкопasmового генератора *SignalHound VSG25A*, частотна смуга 100-2500 МГц, вихідна потужність 10дБм (0,01 Вт). Для контролю рівня радіосигналу використовувався спектроаналізатор *SignalHound USB-SA44B*. Виміри проводилися на частотах 900 МГц, 1800 МГц, 2400 МГц. В якості передаючої антени використовувалась широкопasmова всенаправлена антена, прийом здійснювався на широкопasmову направлену антенну *HyperLOG7060* виробництва компанії *Aaronia*. Для загального контролю якості голосового радіозв'язку використовувалися цифрові радіостанції *Motorola* на частоті 415 МГц, вихідна потужність 1 Вт, та радіостанції протоколу *Zigbee* виробництва компанії *Data Express*, призначені для використання в умовах шахти. Робоча частота 900 МГц, вихідна потужність 0,1 Вт. Оцінка ЕМП здійснювалася по якості прийому та передачі голосової інформації, швидкості передачі інформаційних пакетів (станція *LTE*), передачі та прийому текстової інформації (модулі *LoRa*), оцінки рівня прийнятого простого радіосигналу від генератора *SignalHound VSG25A* з допомогою спектроаналізатору. В випадках оцінки рівня сигналів *LTE* та *LoRa*, використовувалися показники смартфонів.

Аналіз отриманих результатів показав, що вони в цілому відповідають висновками робіт [20], [21, 28], проте має місце невідповідність щодо оцінки чинників, що формують загальне ЕМП в ТШ. Це можна проілюструвати на прикладі проведеного дослідження з використанням модулів *LoRa* (рисунок 1.3).

Точка БС – місце знаходження приймача *LoRa*. Дослідник з передавачем *LoRa* рухається проти годинної стрілки. Спочатку сигнал очікувано слабшав. За рогом якість прийому впала до критичного рівня. Коли дослідник дійшов до допоміжного тунеля і почав рухатися по ньому у напрямку точки БС, рівень

сигналу почав збільшуватись, тобто виникло явище аналогічне явищу «підсилення радіосигналу за перешкодою», що існує в умовах РР у вільному просторі [10].

Через деяку відстань рівень сигналу почав згасати і десь на рівні точці БС зник. Між дослідником у точки БС та дослідником з передавачем LoRa підтримувався голосовий зв'язок з допомогою портативної радіостанції. Сигнал від радіостанції пропав трохи раніше ніж сигнал від *LoRa*.

На іншій ділянці шахти, за своєю структурою подібної до місця зображеного на рисунку 3, було проведено подібне дослідження. Використовувалися тільки портативні радіостанції Motorola і Zigbee. Ефекту поліпшення якості сигналу не відбулось, сигнал згас згідно досліджень [20], [21, 28, 30,31,32].

Згідно [20], [21, 28, 30,31,32] у цьому дослідженні радіосигнал повинен був затухати по закону розповсюдження ЕМП у хвилеводі з урахуванням функції згасання для даних умов і геометричної форми тунеля. Але на практиці мав місце ефект підсилення рівня радіосигналу (явище аналогічне явищу «підсилення радіосигналу за перешкодою», що існує в умовах РР у вільному просторі [10]). Слід визначити, що подібне явище було тільки в одному місці в системі тунелів шахти. В інших частинах тунелей радіосигнал розповсюджувався згідно умов описаних у [20], [21, 28, 30,31,32]. Наведені літературні джерела не дають пояснення цього ефекту в умовах ТШ. Для пояснення цього ефекту треба провести аналіз чинників, що впливають на формування ЕМП у ТШ і на його основі розробити ММ виникаючих процесів та фізичних явищ.

1.5 Аналіз чинників, що впливають на розповсюдження електромагнітного поля у тунелях шахт

Розглянемо геометричні профілі існуючих ТШ з точки зору умов розповсюдження енергії ЕМП в цих тунелях і оцінімо їх плив на формування загального розподілу енергії поля в ТШ.

В [21, 28, 30,31,32] процес формування ЕМП в ТШ порівнюють з процесами у прямокутному хвилеводі. Процес формування та умови існування ЕМП в хвилеводах наводяться у [18], [29]. Із наведених умов випливає, що для створення стійкого ЕМП, крім умов виникнення, необхідно дотримання геометричних характеристик хвилеводів.

На рисунку 1.4 зображено профіль прямокутного хвилеводу *A*, та зображення ймовірних профілів ТШ порівняно з профілем прямокутного хвилеводу *B*, *C*. Літерами *a*, *b* позначено маленьку і велику сторони хвилеводу відповідно.

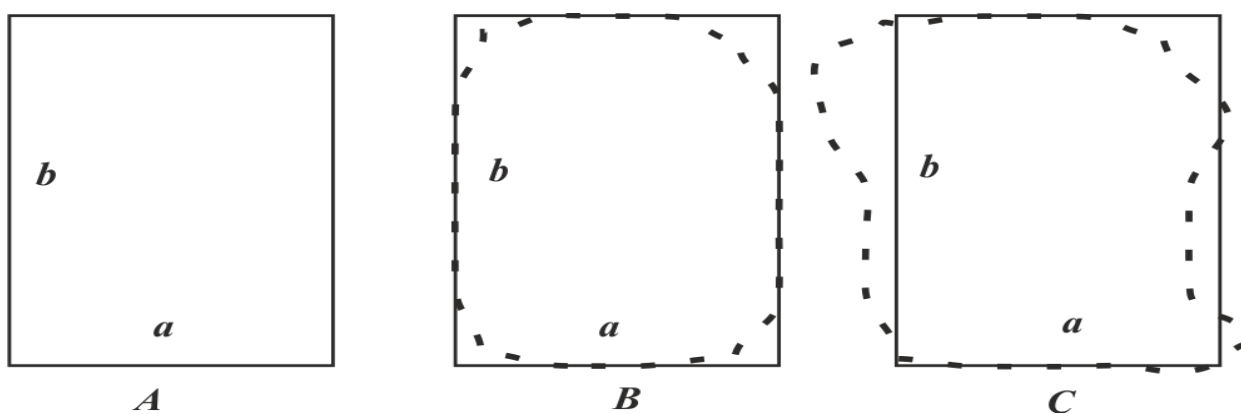


Рисунок 1.4 – А- профіль прямокутного хвилеводу, В, С – штриховою лінією зображено ймовірні профілі шахтного штреку по відношенню до прямокутного хвилеводу

Згідно теорії, існування ЕМП у прямокутному хвилеводі можливе лише коли виконуються умови рівнянь Максвелла [31]

$$\operatorname{rot} H = \sigma E + \varepsilon \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}$$

$$\operatorname{rot} E = -\mu \mu_0 \frac{\partial H}{\partial t}$$

$$\operatorname{div}(\varepsilon \varepsilon_0) = 0$$

$$\operatorname{div}(\mu \mu_0) = 0$$

де ε - діелектрична проникність, ε_0 - діелектрична проникність вакууму, μ - магнітна проникність, μ_0 - магнітна проникність вакууму, σ - питома провідність, і умови розповсюдження радіохвиль

$$\lambda < \lambda_{\text{кр}} = 2a; \lambda < \lambda_{\text{кр}} = 2b$$

де λ – довжина хвилі, $\lambda_{\text{кр}}$ – максимальна довжина радіохвилі, яка може існувати у цьому прямокутному хвилеводі. Таким чином умовою існування електромагнітної хвилі у хвилеводі є кратність сторони a чи b половині довжини радіохвилі [29].

Аналізуючи можливі профілі ТШ (рисунок 1.4), помітно, що в них дуже важко виконати умови для РР для прямокутних хвилеводів. В [21, 28, 30,31,32] при аналізі ЕМП беруться до уваги в основному прямокутні залізобетонні тунелі. Ці описані умови можливі при розгляді гірничих виробіток прямокутної форми, наприклад, у соляних шахтах.

Створення ЕМП в інших умовах та інших типів профілів тунелів, потребують додаткового аналізу.

Для доведення того, що у [21, 28, 30,31,32] розглянуті не всі чинники формування ЕМП у ТШ, наведемо дані експерименту, описаного у [33], в якому досліджується втрати РР у залізобетонному тунелі.

Доведення впливу геометричних чинників ТШ на формування ЕМП у ТШ розглянемо на прикладі формування радіоканалу, що формується між радіопередавачем та радіоприймачем. Почну з поняття радіоканалу та аналізу його структури.

Радіоканал - це пряма лінія що з'єднує радіопередавач і радіоприймач [25, 34, 35, 36]. Навколо цієї лінії формується еліпс, який має назву - зони Френеля (ЗФ) [5, 8, 18, 29, 37], рисунок 1.5 точки A і C .

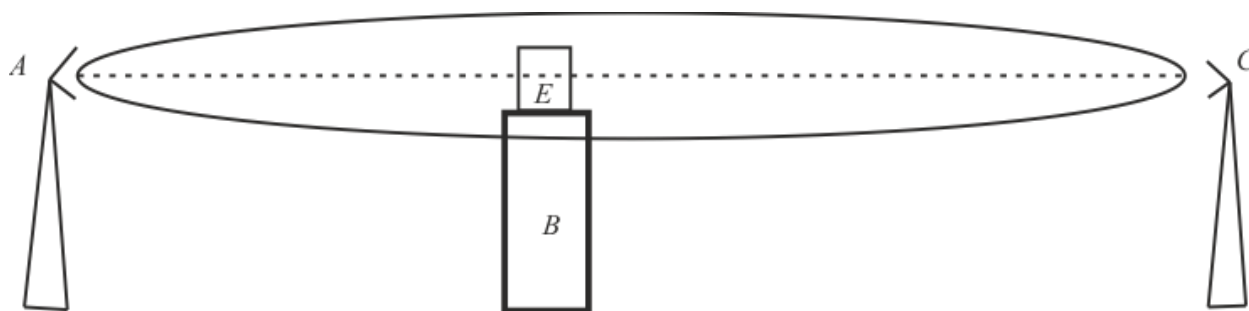


Рисунок 1.5 – Радіоканал і перша зона Френеля.

З точки зору радіоприйому, значення ЗФ полягає в тому, що в них концентрується енергія передачі радіосигналу. Найбільш суттєвими є перші три зони, де концентрується 80% енергії передачі. Зазвичай розглядають першу ЗФ. Вважається, якщо якась перешкода закриває до 60% першої ЗФ - якість радіоканалу задовільна (рисунок 1.5, перешкода *B*). Якщо перешкода закриває 80% і більше - якість радіоканалу дорівнює нулю (рисунок 1.5, перешкода *E*).

Розгляд формування ЗФ, дає розуміння, чому в умовах ТШ краще розповсюджуються радіохвилі меншої довжини [21, 28, 30,31,32]. Ширина еліпса ЗФ пов'язана зі значенням довжини радіохвилі – чим менше довжина радіохвилі, тим менше ширина ЗФ

$$r = 17.32 \sqrt{\frac{d}{4f}}$$

де r - радіус зони Френеля, d - відстань між радіопередавачем і радіоприймачем, f - частота сигналу. Довжина радіохвилі дорівнює $\lambda = c/f$, c – швидкість світла.

В таблиці 1.1 наведено радіус ЗФ по відношенню до частоти (довжини хвилі) радіосигналу при відстані між точками передачі та прийому 305 м для дослідження [33] пп. 2.5.3.

Таблиця 1.1 Залежність розміру зон Френеля від частоти радіосигналу.

f (МГц)	200	400	900	1000	1800	2400	5600
λ (м)	1,5	0,75	0,33	0,3	0,17	0,13	0,05
r (м)	10,69	7,56	5,04	4,78	3,56	3,09	2,02

Дослідження проводилось з метою оцінки РР в тунелі. Тунель мав розміри по ширині 6 м, висоту 4,8 м. Радіоприймач було встановлено на відстані 305 м від входу до тунелю. На частоті 1000 МГц було зафіксовано послаблення сигналу 4 дБ. Ширина ЗФ 9,56 м., тобто перекриття зони було не більше 60% в точці знаходження радіоприймача. Відповідно, в точці дослідження в тунелі маємо послаблення ЕМП від чинника не вказаного у [22 - 26]. Як доведено, у [21, 28, 30,31,32] показано у

[33] п.2.5.3., кращі умови розповсюдження у ТШ мають радіохвилі великих частот (сотні МГц, одиниці ГГц), на відміну від частот менших діапазонів. Умови розповсюдження під землею у ТШ треба відрізняти від поняття умов «розповсюдження під землею» яке, зазвичай, прийняте у класичній літературі по РР, тобто коли радіохвиля розповсюджується в середині геологічних порід, воді (море, океан), на границі земля-атмосфера, що викладені у [5, 7, 8, 10, 18, 24, 25]. Довжина таких радіохвиль сягає від сотень метрів до десятків кілометрів. Спираючись на ці літературні джерела, можна дати визначення середовища розповсюдження і умов розповсюдження ЕМП.

Середовище розповсюдження – простір, що має кінцеві електричні і магнітні параметри і значення цих параметрів впливають на створення і поширення ЕМП.

Умови розповсюдження - визначаються конфігурацією поверхні, яка стикається з середовищем поширення або обмежує її і мають вплив на поширення ЕМП.

Також необхідно відрізняти поняття хвилеводу викладеного у [29], що має на увазі пристрій для створення і розповсюдження ЕМП, від хвилеводів, як природного явища, що створює сприятливі умови для розповсюдження радіохвиль у будь-якому середовищі – віддзеркалювання від іоносфери, розповсюдження в прошарку геологічних порід [5, 7, 10, 25].

Очевидно, що при збільшенні частоти радіосигналу, довжина хвилі стає порівняною з розмірами перешкод всередині замкнених поверхонь (таблиці 1.1). Відповідно, для аналізу чинників, що впливають на створення ЕМП в ТШ та РР в них, закономірно враховувати теоретичні положення формування ЕМП і РР у вільному просторі та над різноманітними поверхнями, викладені у [2, 3, 5, 7, 8], [10,18, 24, 25, 37] з використанням законів ОМРР .

Враховуючи інформацію про геометричні характеристики ТШ, в тому числі представлені на рисунках 1.1, 1.2, 1.3, для ТШ можна виділити наступні основні умови та типи поверхонь, що впливають на формування та розповсюдження електромагнітних хвиль:

- Розповсюдження у вільному просторі [2, 10,18];
- Розповсюдження в умовах наближених до прямокутного хвилеводу [24, 29];
- Розповсюдження з огинанням перешкод -дифракція [7, 18, 38];
- Гладкі поверхні, що створюють умови віддзеркалювання радіопромінів [10,18];
- Перешкоди, що сприяють багатопроменевому розповсюдженню радіохвиль [10] ,[18];
- Розповсюдження в шаруватих структурах та крайових умовах [3], [10], [18], [24];
- Відтворення електромагнітного поля на краях отвору та на півплощині [7], [10];
- Розповсюдження радіохвиль над нерівною поверхнею, та за перешкодою [5], [10] та інші.

Кожна з таких ММ розповсюдження ЕМП не дозволяє описати процеси в ТШ. Більше того, в кожній з відомих моделей не враховується можливість динамічної зміни граничних умов, що важливо для практичних реалізацій. Ще однією суттєвою вимогою до ММ ЕМП є те, що прийом радіосигналів здійснюється в реальному часі. Тому ММ ЕМП, що використовуються в програмному забезпеченні прийому радіосигналу, повинні задовольняти умовам реального часу для відповідних апаратних засобів, а також дозволяти враховувати динамічну зміну граничних умов, що описують поточну інформацію про геометричні характеристики ТШ. Такі моделі в доступних літературних джерелах на даний час не представлені. Допускаючи, що такі моделі можуть розглядатися як адитивна сума охарактеризованих вище моделей, необхідно запропонувати структуру такої моделі та підтвердити її адекватність та можливість їх реалізації на практиці.

Серед важливих характеристик для пристроїв прийому радіосигналу є надійність прийому, що може бути виражена через кількість бітових помилок при прийомі. Забезпечення таких характеристик пов'язано з оцінкою Доплерівського

зміщення частоти характерна для ТШ, яке буде змінюватися при динамічній зміні геометрії цих тунелей. Це потребує розробки методу оперативного визначення величини Допплерівського зміщення частоти.

Вирішенню наведених завдань присвячена дана робота.

1.6 Вплив затримки радіосигналу на формування ЕМП в ТШ, Допплерівський зсув частоти радіосигналу

Розглянемо явища, що виникають при використанні радіозасобів в ТШ - це віддзеркалення радіосигналу наслідком чого є БПР і виникнення Допплерівського зсуву частоти радіосигнала..

Все це робить практично неможливим використання деяких радіотехнологій в умовах ТШ – наприклад метод позиціонування по затримці радіосигналу, оскільки в точку прийому приходять кілька радіосигналів, що мають різний час затримки. На рис. 1.6 дано приклад прийому сигналів в точці C . Відрізок AC - пряме поширення радіопроменя. Відрізки AB и BC – перевіддзеркалення радіопроменя.

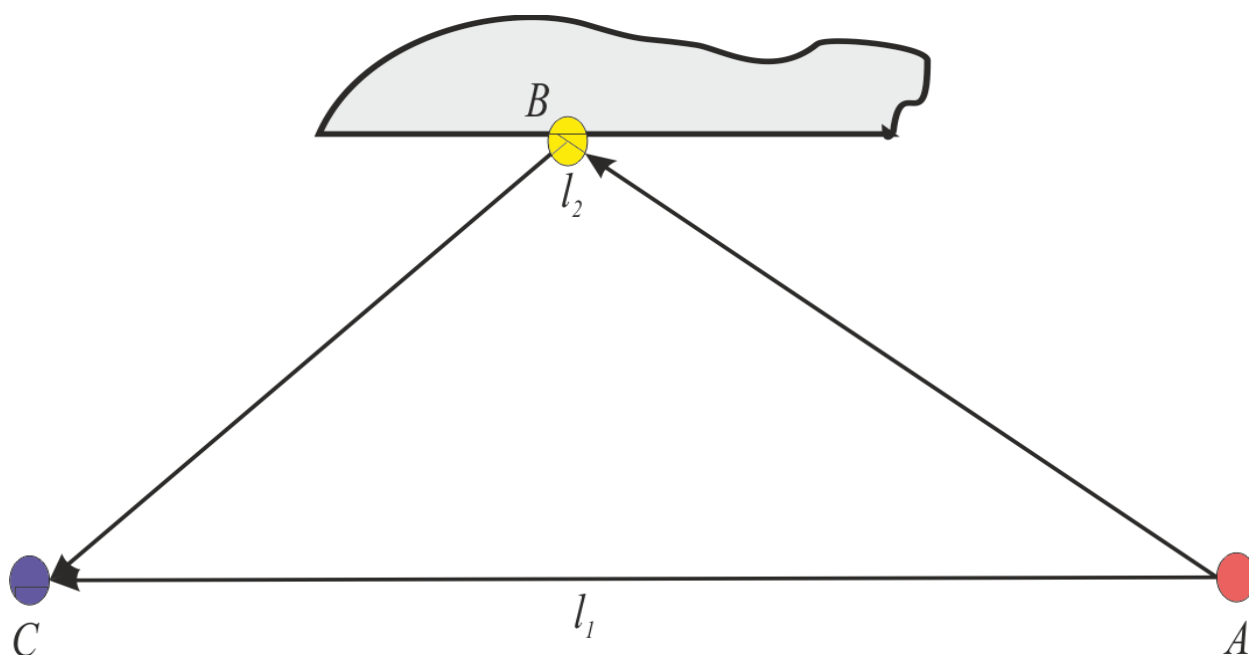


Рисунок 1.6 – Приклад розповсюдження радіопроменів при наявності явища віддзеркалювання.

В [39] розглянуто зв'язок фази і частоти радіосигналу в залежності від різниці пройденої відстані одним і тим же радіопроменем, тобто в залежності від часу проходження (1.1). Різниця фаз $\Delta\varphi$ прийнятих променів одного і того ж радіосигналу, є різниця функцій фаз $\psi_1(t)$ і $\psi_2(t)$ цього сигналу від часу t . Яке в свою чергу залежить від різниці відстаней l_1 і l_2 пройденого променями даного сигналу.

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f}{v}(l_2 - l_1) = \psi_2(t) - \psi_1(t) \quad (1.1)$$

Це наочно показує рівняння (1.2), де Δl і $\Delta\psi(t)$ різниця відстаней і різниця функцій фаз відповідно.

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f}{c}\Delta l = \Delta\psi(t) \quad (1.2)$$

І як загальний підсумок - покажемо залежність частоти сигналу від Δl і $\Delta\psi(t)$

$$f = \frac{c}{2\pi\Delta l}\Delta\psi(t) \quad (1.3)$$

В (1.1), (1.2), (1.3) – v і c це швидкість радіохвиль в якому-небудь середовищі і в вакуумі (повітрі) відповідно.

За аналогією з (1.2), рівняння (1.3) вірно, якщо розглядати Δf , а значення фази φ зафіксовано. У цьому випадку (1.3) набуде вигляду

$$\Delta f = \frac{c}{2\pi\Delta l}\varphi \quad (1.4)$$

Використовуючи (1.4), розглянемо критичну величину Δl на прикладі поширеної радіотехнології WiFi. Частоту радіосигналу для простоти візьмемо 2400 МГц.

Швидкість поширення радіохвиль – 300 000 000 м / с, тоді:

- 0,3 м відстань пройдена радіохвилею за 1 нс;

- 0,0003 м відстань пройдене радіохвилею за 1 рс;

Період частоти сигналу

$$T = \frac{1}{f} \quad (1.5)$$

При $f = 2400$ МГц, $T = 4.17 \cdot 10^{-10}$ або 417 пс.

Пройдену відстань радіосигналом за час періоду T дорівнює $l = 0,1251$ м, тобто довжині хвилі λ на цій частоті.

На практиці, на частоті 2400 МГц, Δl набагато перевищує відстань 0,1251 м. Таким чином в точку прийому C приходять радіопромені, що пройшли різну відстань і тому мають різну амплітуду і різну фазу, і як наслідок мають відмінності за частотою при фіксованій фазі φ . Це збільшення частоти Δf може бути значним в залежності від пройденої відстані і відповідно часу затримки.

Щоб показати це наочно, інтерпретуємо різницю відстаней пройденого різними радіопроменями до точки C , як збільшення відстані між точками A і C в момент передачі радіосигналу, а отже видалення точки A від точки C , з якоюсь кінцевою швидкістю, що залежить від середовища в якому проходить цей процес. Це буде швидкість поширення радіохвиль в якому-небудь середовищі. У нашому випадку це швидкість світла c . На рисунку 1.7 продемонстрований цей приклад

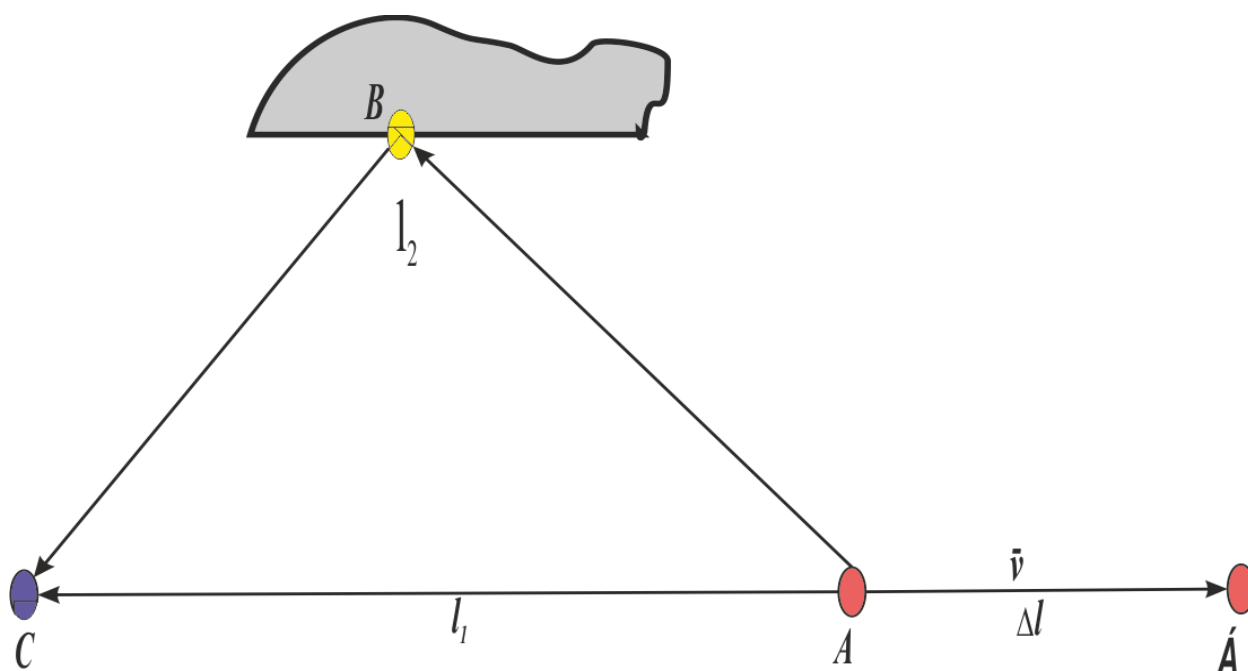


Рисунок 1.7 – Інтерпретація різниці ходу променів l_1 і l_2 як переміщення точки A в точку A' на відстань $\Delta l = l_2 - l_1$ в момент передачі зі швидкістю $\bar{v} = c$.

Точка A' - місцезнаходження передавача радіосигналу в момент досягнення приймача цим сигналом, Δl - відстань на яке перемістилася точка передачі, $\vec{v}$ – вектор швидкості. При русі джерела або приймача радіосигналу, з'являється Допплерівська добавка частоти f_D . Ґрунтуючись на [40, 41] можна записати формулу розрахунку Допплерівської добавки частоти для радіосигналу

$$f_D = \frac{vf}{c} \quad (1.6)$$

де V - швидкість руху об'єкта, f - частота радіосигналу, c - швидкість світла. Беручи до уваги, що в даному випадку швидкість світла і швидкість руху об'єкта рівні, в точці прийому частота радіосигналу Δf буде

$$\Delta f = f - f_D \quad (1.7)$$

Тобто в точці прийому в цьому випадку частота радіосигналу буде дорівнює нулю. Таким чином отримаємо ділянки рівних фаз, але нульовим значенням частоти корисного радіосигналу. Це буде вірно лише при Δl кратному довжині хвилі λ .

На практиці це проявляється у такий спосіб: при прийомі сигналу УКХ діапазону на портативний радіоприймач в приміщенні, в одній частині приміщення сигнал приймається впевнено, якщо ж відійти на кілька метрів від цієї точки, то сигнал може пропасти зовсім. Виникає ефект «згасання» радіосигналу.

В діапазоні частот мобільного зв'язку, WiFi - подібні точки можуть розташовуватися в межах поверхні столу.

Далі більш докладно зупинимось на явищі завмирання радіосигналу. Дані явища розглянуті в [1, 5, 10, 36, 42].

Розрізняють повільне завмирання, що виникає при зміні умов рефракції радіохвиль (зміна стану атмосфери, опади, тощо), переміщення радіоприймального пристрою на відстань набагато перевищує довжину хвилі. І швидке завмирання, що відбувається через переміщення приймального пристрою на відстань, порівняною з довжиною хвилі. Дане явище притаманне для багатопроменевого

розповсюдження радіохвиль. Даний випадок характерний для поширенню радіохвиль в ТШ. Тому більш детально зупинимося на цьому випадку.

При БППР в точку прийому (на вхід радіоприймального пристрою) приходить сигнал, який є векторною сумою комплексних елементарних сигналів. [43].

$$E_{rx} = \sum_{i=1}^n E_i e^{j\varphi_i} \quad (1.8)$$

де E_{rx} -енергія сигналу, що приходить на антену приймального пристрою, n - кількість променів, φ_i - часове зрушення i -го радіопромня по фазі.

Якщо скористатися перетворенням Ейлера, то фазу сигналу можна записати в такий спосі

$$\varphi_i = \omega t_i = 2\pi f t_i$$

З огляду на те, що вибірка суперпозиції сигналів відбувається в один і той же час для всіх сигналів, що надійшли на вхід радіоприймального пристрою, тобто $t = \text{const}$, тоді частота є функцією часу $f(t)$. І (1.8) набуде вигляду

$$E_{rx} = \sum_{i=1}^n E_i e^{j2\pi f(t)t_i} \quad (1.9)$$

Таким чином в точці прийому радіосигналу спостерігається зміна не тільки фази сигналу, але і частоти.

На вхід радіоприймального пристрою можуть приходити радіопромні як основний, так і віддзеркалені (розсіяні), або тільки віддзеркалені радіопромні. Якщо в першому випадку прямий промінь є переважаючим по амплітуді, то випадкова зміна обвідної сигналу по амплітуді описується законом Релея-Райса

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} e^{\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right)} e^{-K} I_0\left(\frac{x}{\sigma_x} \sqrt{2K}\right), x \geq 0$$

де $I_0(z)$ - модифікована функція Бесселя першого роду нульового порядку [43], K -параметр, що характеризує відношення енергії прямого променя до сумарної розсіяною енергії сигналу.

У другому випадку, при прийомі тільки віддзеркалених сигналів випадкова зміна обвідної по амплітуді сигналу описується функцією розподілу Релея (рисунок 1.8)

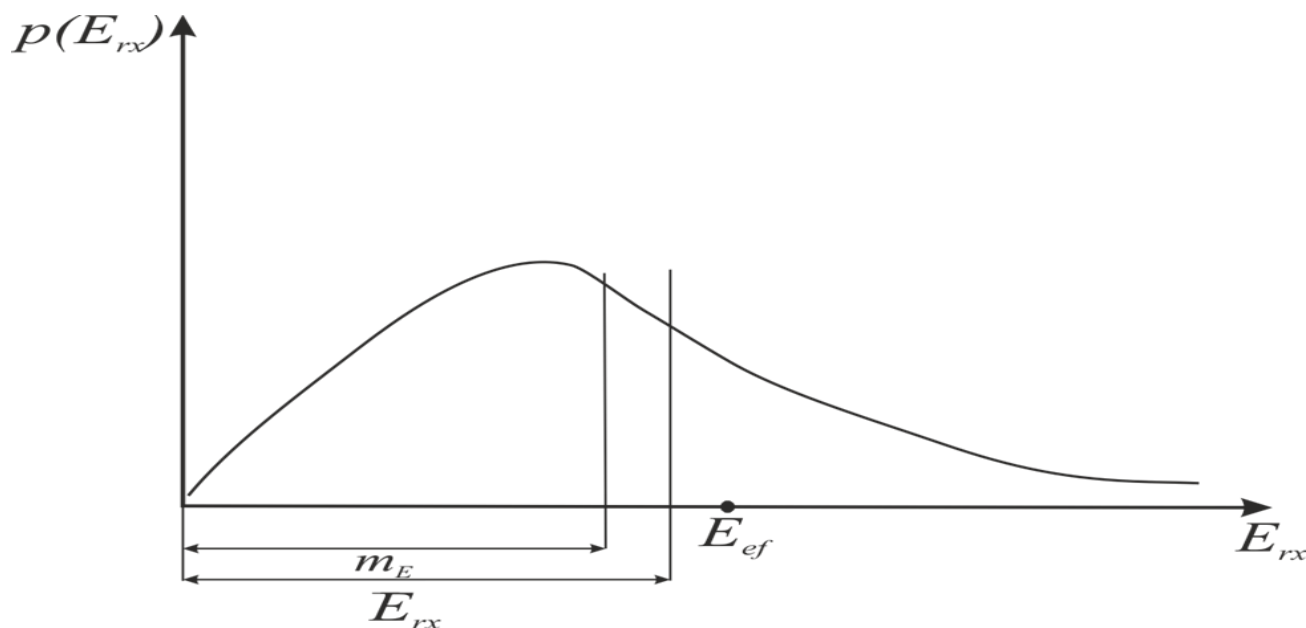


Рисунок 1.8 – Щільність ймовірностей розподілу E_{Rx} .

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} e^{-\left(\frac{x}{2\sigma}\right)^2}$$

Отже щільність ймовірностей миттєвого значення E_{Rx} має вигляд

$$p(E_{Rx}) = \frac{E_{Rx}}{E_{ef}^2} e^{-\left(\frac{E_{Rx}}{2E_{ef}}\right)^2}, \quad E_{Rx} > 0 \quad (1.10)$$

де E_{ef} - ефективне значення напруженості електричного поля.

Значення представлених на рисунку 1.8 параметрів:

- середнє значення $E_{rx} \approx 0,89E_{ef}$;

- пікове значення $E_p \approx 0,7E_{ef}$;
- медіанне значення $m_E \approx 0,89E_{ef}$.

Висновки

В розділі була доведена актуальність науково-прикладного завдання дисертації, вирішено перше його завдання - виконати аналіз методів радіопланування та прийому радіосигналів в умовах тунелів шахт.

Розглянуті особливості ТШ і їх характеристики з точки зору геометричних профілів тунелів, доведено важливість вивчення формування і розповсюдження ЕМП в цих умовах. Проведено аналіз літературних джерел, що присвячені дослідженням моделей розповсюдження ЕМП в різноманітних умовах які можна визначити як класичні. Виділені найбільш характерні моделі РР, що притаманні умовам ТШ. Розглянуті програмні засоби радіопланування та показано, що використання цих програм в умовах ТШ не є ефективним, так як їх алгоритми обчислювання базуються на моделях розповсюдження ЕМП на поверхні землі.

Проведено аналіз сучасних досліджень РР та формування ЕМП у ТШ, виявлені чинники, що не беруться до уваги у цих дослідженнях. Доведена важливість урахування цих чинників при побудові ММ розповсюдження ЕМП у ТШ. Наведено інформацію про особисті експериментальні дослідження, описані розбіжності, що виникають між теоретичними розрахунками і отриманими практичними даними, дано їх аналіз.

Було встановлено наступне:

- В сучасний час, у зв'язку з бурхливим розвитком інформаційних технологій, поширення використання радіотехнологій у різноманітних галузях промисловості, є дуже актуальним вивчення чинників формування і розповсюдження ЕМП у ТШ;
- Відомі дослідження з формування і розповсюдження ЕМП у ТШ не враховують ряду чинників, що формують ці процеси і не розглядають їх

взаємодію, що не дозволяє провести радіопланування в умовах ТШ і веде до зниження ефективності використання радіообладнання і неякісного прийому радіоінформації;

- Формування і розповсюдження енергії ЕМП у ТШ необхідно розглядати як процеси, що є похідними від класичних моделей формування і розповсюдження ЕМП.
- Розглядаючи модель формування енергії ЕМП у ТШ треба враховувати чинники, що впливають на формування радіоканалу, так як цей процес є важливим в умовах БППР;
- Значним чинником для формування моделі розподілу енергії ЕМП у ТШ є фактор затримки радіосигналу і виникаючий при цьому Допплерівський зсув частоти, що суттєво впливає на якість прийому радіосигналу;
- Можливо використовувати Допплерівський зсув частоти при БППР для вирішення завдання підвищення якості прийому радіосигналу.

РОЗДІЛ 2 МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОЇ ВІДСТАНІ МІЖ ДЖЕРЕЛОМ РАДІОСИГНАЛУ ТА ПРИЙМАЧЕМ

2.1 Моделі розповсюдження електромагнітних хвиль в тунелях шахт

В даній дисертаційній роботі первинні джерела виникнення ЕМП не розглядаються. В реальних умовах первинні джерела ЕМП вже існують – різноманітні радіопередавачі. Єдине зауваження, щодо них – їх розміщення в реальних умовах у ТШ, яке не завжди є оптимальним. На рисунку 2.1 зображено один із варіантів розміщення радіопристрою.



Рисунок 2.1 – Розміщення радіообладнання у ТШ.

На рисунку 2.2 зображено результати моделювання випромінювання ЕМЕ при такому варіанті розміщення радіообладнання, де варіант а – у вільному просторі, варіант б – в умовах тунеля шахти, на якому видно вплив ЗФ на формування загальної діаграми розподілу енергії поля. Дані отримано з використанням програмної платформи Matlab [41,42]. Вісь X – спрямована по ширині тунелю, Y –вздовж тунелю, Z – по висоті тунелю.

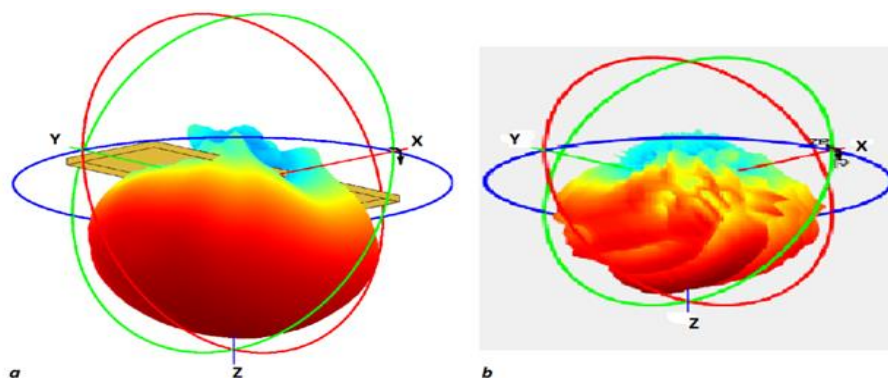


Рисунок 2.2 – формування діаграми розподілу енергії від первинного джерела.

Результати розрахунку наглядно показують, що основна енергія випромінювання радіопередавача спрямована по висоті тунелю. Також значний відсоток енергії ЕМП попадає на стінки тунеля, вздовж тунеля пряма енергія радіовипромінювання майже не розповсюджується, вздовж тунелю розповсюджується тільки електромагнітна енергія, яка віддзеркалюється від його стін та підлоги. Таким чином основним джерелом розповсюдження ЕМП стають вторинні джерела які знаходяться на поверхнях тунелю поблизу радіопередавача

Тому для побудови ММ ЕМП в ТШ цікавість представляють вторинні процеси.

Для подальшого розгляду процесу формування ЕМП в ТШ , спираючись на матеріал [1, 10], зробимо наступні припущення:

- всі фізичні явища, властиві радіохвилям при поширенні над земною поверхнею, тотожні для радіохвиль сантиметрового і нижче діапазонів при поширенні в замкнених просторах при взаємодії даних радіохвиль з поверхнею даних ТШ і, що відстані між протилежними поверхнями (стінками) даних просторів набагато більше довжини існуючих радіохвиль, а нерівності на даних поверхнях порівнянні з довжиною хвилі розглянутих радіосигналів;
- поширення радіохвиль сантиметрового і нижче діапазонів з фізичної суті подібно поширенню світла, то закони оптична модель розповсюдження радіохвиль (ОМРР) в досить великій мірі застосовні до розгляду властивостей поширення цих радіохвиль.

2.2 Розповсюдження електромагнітних хвиль у вільному просторі

Фізичне тлумачення цього явища наведено у [1, 10]. Значення ЕМП у будь якій точці вільного простору від одного простого джерела електромагнітної енергії визначається рівнянням (2.1)

$$u(R) = -\frac{1}{4\pi} \int U(R') v(R, R') dV' + \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ v(R, R') \frac{\partial u(R')}{\partial n} - u(R') \frac{\partial v(R, R')}{\partial n} \right\} dS' \quad (2.1)$$

де u - одна із складових вектора Герца, U - функція, що описує джерело електромагнітного поля, R – точка спостереження, R' - точка джерела випромінювання в заданому об'ємі спостереження, n - нормаль до лінії, що обмежує площину спостереження, V - об'єм простору спостереження, S - поверхня, що охоптує весь об'єм спостереження, що належить до об'єму спостереження, v - функція двох координат і визначається як

$$v(R, R') = e^{ikr}/r, \quad r = |R - R'|$$

і k – є хвильовим числом.

На рисунку 2.3 наведено графічне пояснення визначення значення електромагнітного поля у точці простору

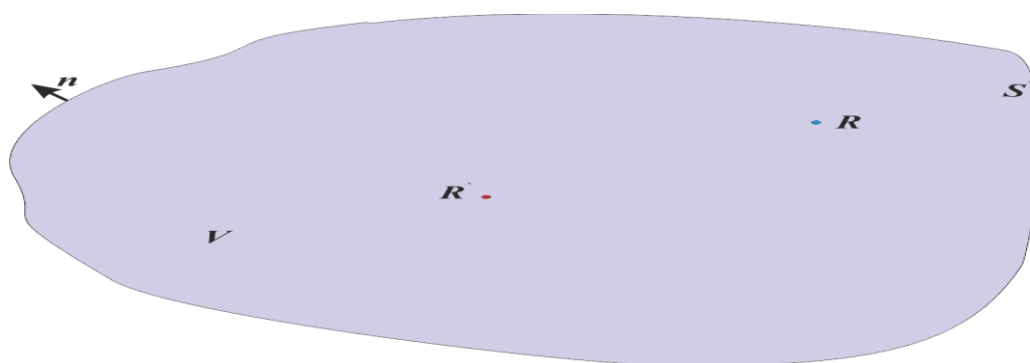


Рисунок 2.3 – Визначення значення електромагнітного поля у точці простору.

Для повного ЕМП (2.1) набуває виду

$$\Pi(R) = \frac{1}{\varepsilon} \int_V \frac{P(R')}{r} e^{ikr} dV' + \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ \frac{e^{ikr}}{r} \frac{\partial \Pi(R')}{\partial n} - \frac{\partial e^{ikr/r}}{\partial n} \Pi(R') \right\} dS' \quad (2.2)$$

Для визначення електричної та магнітної складових, (2.2) має вид

$$E(R) = \frac{1}{4\pi} \int_S \{ i(\omega/c) v [H(R')n] + [E(R')n] \text{grad } v \} - (nE(R')) \text{grad } v \} dS'$$

$$H(R) = \frac{1}{4\pi} \int_S \{ -i(\omega/c) \varepsilon v [E(R')n] + [H(R')n] \text{grad } v \} - (nH(R')) \text{grad } v \} dS'$$

де ω – кругова частота, c – швидкість світла, ε – діелектрична проникність середовища.

Для неоднорідного середовища (2.1) приймає вид

$$\begin{aligned} u(R) = & -\frac{1}{4\pi} \int U(R') v(R, R') dV' + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ v(R, R') \frac{\partial u(R')}{\partial n} - u(R') \frac{\partial v(R, R')}{\partial n} \right\} dS' + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_V u(R') \left(\nabla_R^2 v(R, R') + k^2(R') v(R, R') \right) dV' \end{aligned} \quad (2.3)$$

Останній інтеграл у (2.3) є мірою впливу неоднорідного простору на електромагнітне поле в точці

$$\frac{1}{4\pi} \int_V (k^2(R') - K^2) u(R') v(R, R') dV'$$

де K – деяке постійне число, що має будь яку малу позитивну мниму частину і виконується умова $\nabla^2 v + K^2 v = 0$

Застосування законів розповсюдження у вільному просторі для випадків ТШ дуже обмежено, але можливо в тому випадку коли замкнені простори є великими галереями (що не рідкість у соляних виробітках, або великих суспільних

будівлях), а джерела радіовипромінювання мають не велику потужність і працюють на великих частотах – від декількох гігагерц.

Частіше ці умови складно виконати. На рисунку 2.4 наведено приклад розміщення радіопристрою у шахтному штреку – як єдиний можливий варіант у цьому випадку.



Рисунок 2.4 – Приклад розміщення антенні радіопристрою в шахті, С -точка падіння прямого радіопромменя на відстані 30 м.

Антенну систему не можливо розмістити так щоб радіопромінь розповсюджувалася вздовж ТШ. Радіопромінь розповсюджується по прямій лінії на 30 м і впирається в перешкоду – точка С на малюнку. В цьому випадку загальна дальність покриття ЕМП було 470 м вздовж ТШ в прямому напрямі, та до 70 метрів в протилежному. Потужність випромінювання 127 мВт.

З аналізу рисунків 2.1, 2.2, 2.4 стає зрозуміло, що за основу формування ЕМП в ТШ потрібно брати вторинні фактори джерела, а не ЕМП, утворене випромінюванням антенною радіопристрою.

2.2 Принцип Гюйгенса

Фізичний зміст принципу Гюйгенса викладено у [1,10]. Згідно цього принципу - кожен елемент об'єму dV' з повним дипольним моментом

$dp = PdV'$ посилає в точку спостереження сферичну хвилю таку ж, як би точковий диполь був в безкінцевому однорідному просторі. На це поле накладаються поля, що випромінюються з поверхні, яка обмежує об'єм.

$$\Pi(R) = \int P \frac{e^{-ikr}}{r} dV' + \frac{1}{4\pi} \int \left\{ \frac{\partial \Pi}{\partial n} \frac{e^{-ikr}}{r} - \Pi \frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-ikr}}{r} \right\} dS' \quad (2.4)$$

Іншими словами – поверхні що обмежують джерело первинного ЕМП, є джерелом вторинного ЕМП. В нашому випадку поверхні що оточують первинне джерело виконують роль антени для інших елементів радіосистеми.

Зазвичай випромінювальна антенна повинна відповідати умовам

$$l^2 \ll \frac{r_0 \lambda}{\pi} \quad \text{або} \quad l < \sqrt{\frac{r_0 \lambda}{\pi}}$$

де l – подвійна довжина випромінюючого диполя, λ -довжина хвилі радіосигналу, r_0 - відстань між джерелом випромінювання і точкою спостереження (точкою прийому). В такому випадку в точку прийому приходять радіовипромінювання з усіх точок антени з однаковою фазою -умова синфазності.

В випадку з вторинним джерелом випромінювання, умову синфазності виконати неможливо. Для цього точка спостереження повинна знаходитися на відстані від джерела випромінювання на відстані, на якій випромінювальна антенна перетворюється в точку. У ТШ і за умов вторинного джерела випромінювання, що розподілено по поверхні цього простору – виконати цю умову неможливо. Таким чином вздовж замкнутого простору буде створено ЕМП з вираженими максимумами і мінімумами

Якщо (2.4) записати в більш загальному вигляді [1, 10]

$$\Pi(R) = \int P v dV + \frac{1}{4\pi} \int \left\{ \frac{\partial \Pi}{\partial n} v - \Pi \frac{\partial v}{\partial n} \right\} dS \quad (2.5)$$

Рівняння (2.5) вміщує принцип Гюйгенса, згідно якого розповсюдження електромагнітних хвиль від вторинного джерела є прямолінійним, а також залишаються всі обмеження і порушення прямолінійного розповсюдження, що пов'язані з явищем дифракції.

2.4 Прямолінійне розповсюдження електромагнітних хвиль

Якщо в точці A однорідного простору знаходиться джерело електромагнітних коливань, що формує на деякій замкненій навколо A поверхні S поле вектора

$$\Pi = \frac{\rho e^{ik\rho}}{\rho}$$

де ρ - щільність поляризації, ρ – відстань від A до будь якої точки поверхні S , то в будь якій точці C , яка знаходиться поза межами поверхні S і віддалена від A на відстань D , поле вектора Π можливо вважати створеним не джерелом A , а віртуальними джерелами, розміщеними особливим чином на поверхні S [1], [10]. Вектор $\Pi = \frac{\rho e^{ikD}}{D}$, де $D = \rho + r$. Пояснення цієї моделі РР наведено на рисунку 2.5.

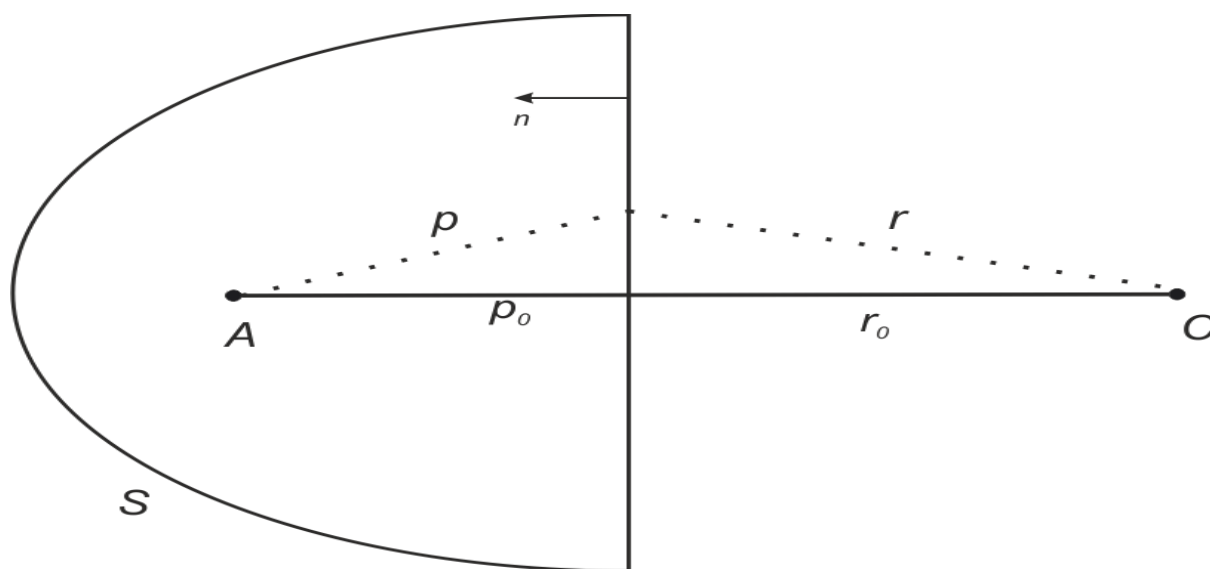


Рисунок 2.5 – Прямолінійне розповсюдження електромагнітних хвиль.

Таким чином в точці C створюється ЕМП, як суперпозиція сферичних електромагнітних хвиль, які випромінюються різними елементами поверхні S

$$\Pi_{\Sigma} = \sum \frac{\rho_m e^{ikD_m}}{D_m}$$

Користуючись рисунком 2.5, запишемо умови, при яких можливо використання законів ОМРР по відношенню до будь якої електромагнітної хвилі

$$kp_0 = \frac{2\pi p_0}{\lambda} \gg 1 \quad (2.6)$$

Користуючись цією умовою (2.6), згідно [1, 10], рівняння (2.5) приведемо до виду

$$\Pi(R) = -\frac{ikp}{2\pi} \int \frac{p_0}{p} \frac{e^{ik(r+p)}}{rp} dS' \quad (2.7)$$

Аналізуючи (2.7), можливо довести, що при виконанні умови (2.5), незначна зміна p або r приведе до значної зміни фази ЕМП в аналізованій точці простору.

На підставі [1,10], зробивши необхідні заміни і підстави, з (2.5) отримаємо інтеграл виду

$$F(\xi) = \int_0^v e^{i\pi/2\xi^2} d\xi \quad (2.8)$$

де $F(\xi)$ - деяка безрозмірна функція, яка залежить від безрозмірної змінної ξ .

Вираз (2.8) - має назву інтеграла Френеля (ІФ) [1,10] і його можливо записати в наступному вигляді

$$C(v) = \int_0^v \cos \frac{\pi\xi^2}{2} d\xi, \quad S(v) = \int_0^v \sin \frac{\pi\xi^2}{2} d\xi \quad (2.9)$$

$$F(v) = C(v) + iS(v)$$

Таким чином інтеграл (2.7) по площині S , розбиває її на концентричні кільця. При переході від одного кільця до іншого дійсна та уявна частина інтегралу змінює свій знак. Границі кілець визначаються умовою (рисунок 2.5)

$$k\{(r + \rho) - (r_0 + \rho_0)\} = m \frac{\pi}{2}, \quad m = 1, 2, \dots$$

Користуючись принципами, викладеними в [1, 10], доведено, що площа, яка є вторинним джерелом ЕМП, а у випадку ТШ є основним джерелом випромінювання, є набором кілець, віртуальні диполі одного кільця випромінювання мають однакові фази, диполі сусідніх кілець мають випромінювання, що гасять одне одного таким чином, що результат випромінювання має вагоме значення тільки від першого кільця.

Ці кільця мають назву – зони Френеля. Ширина цих кілець вираховується згідно співвідношення

$$a = \sqrt{\frac{\pi}{k} \frac{m}{1/r_0 + 1/\rho_0}}.$$

Тобто чим більше порядковий номер кільця, тим більший його радіус, де площі всіх кілець рівні між собою.

Сумарне поле в точці спостереження (прийому) від усіх віртуальних диполей розповсюдження по площині S , відповідає ЕМП електромагнітної хвилі, доходить до точки спостереження.

2.5 Проходження електромагнітних хвиль через перешкоду з отвором, явище дифракції

Суть фізичного явища розповсюдження ЕМП скрізь отвір у площині, викладеного у [1,10], пояснює охарактеризована на рисунок 2.6.

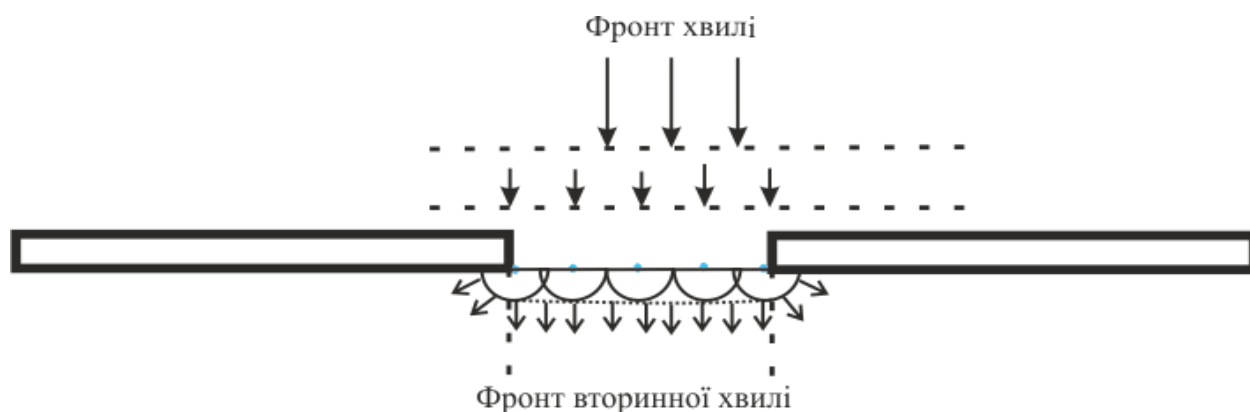


Рисунок 2.6 – Проходження хвильового випромінювання через перешкоду з отвором.

Фізичні властивості розповсюдження ЕМП скрізь отвір у площині засновуються на явищі Гюйгенса [1, 10] - кожна точка, що виділяється отвором площині, ділянки хвильового фронту служить центром вторинних хвиль, які в однорідному ізотропному середовищі будуть сферичними.

Принцип Гюйгенса (ПГ) дає опис фізичних процесів, що відбуваються в вищеписаному випадку, але не вказує на інтенсивність вторинного випромінювання в різних напрямках. Стосовно до БПР, ПГ показує можливість поширення радіосигналу в області тіні, створеної якою-небудь перешкодою.

Для розуміння фізичної сутності процесів, що при цьому відбуваються, і оцінки інтенсивності випромінювання за екраном (перешкодою), розглянемо явище, що виникає в середовищі з різко вираженими неоднорідностями [1,10, 46] - дифракцією ЕМП (радіохвиль).

У радіотехніці дифракцією прийнято називати явище огинання радіохвилями перешкод [1,7,10]. Згідно вищевикладеним допущенням, оперуємо термінологією, прийнятою для оптичної прояви природи електромагнітних хвиль.

Згідно [16] визначення дифракції можна викласти як сукупність явищ, які спостерігаються при поширенні ЕМП в середовищі з різкими неоднорідностями і пов'язаних з відхиленнями від законів ОМРР, що призводить до огинання електромагнітними хвилями перешкод і проникненню випромінювання в область геометричної тіні.

У нашому випадку розглядається дифракція Френеля, оскільки джерело випромінювання і точка прийому (спостереження) знаходяться від перешкоди недостатньо далеко щоб розглядати радіопромені практично паралельними.

Щоб остаточно охарактеризувати проникнення випромінювання в область геометричної тіні, в плані формування багатопроменевого випромінювання, розглянемо принцип Гюйгенса-Френеля. Згідно з цим принципом, кожен елемент хвильової поверхні (рисунок 2.6), є джерелом вторинної сферичної хвилі, амплітуда якої пропорційна величині елемента dS .

Запишемо формулу сферичної хвилі згідно [16]

$$\xi = \frac{a}{r} e^{-\gamma r} \cos(\omega t - kr + \alpha)$$

де a - амплітуда випромінювання, r - відстань від джерела вторинної хвилі до точки спостереження, γ - проникність середовища, ω - кутова частота, t - час, $k = 2\pi / \lambda$ - хвильове число, α - початкова фаза.

Як видно з цього рівняння, амплітуда випромінювання зменшується пропорційно відстані до точки спостереження. Таким чином від кожного dS в точку спостереження приходить коливання

$$dE = K \frac{a_0 dS}{r} \cos(\omega t - kr + \alpha_0)$$

де K - коефіцієнт залежить від кута між нормаллю до площі dS_i напрямком від dS до точки спостереження.

Результуючі коливання в точці спостереження визначається

$$E = \int_S K(\varphi) \frac{a_0}{r} \cos(\omega t - kr + \alpha_0) dS \quad (2.10)$$

Це є аналітичним виразом принципу Гюйгенса-Френеля. Цей принцип дозволяє створити модель випромінювання від первинного джерела, як сукупність випромінювань від вторинних джерел.

Стосовно поширення радіосигналів в замкненому просторі інтерес викликає розгляд окремого випадку - дифракція на півплощині [1, 10], рисунок 2.7.

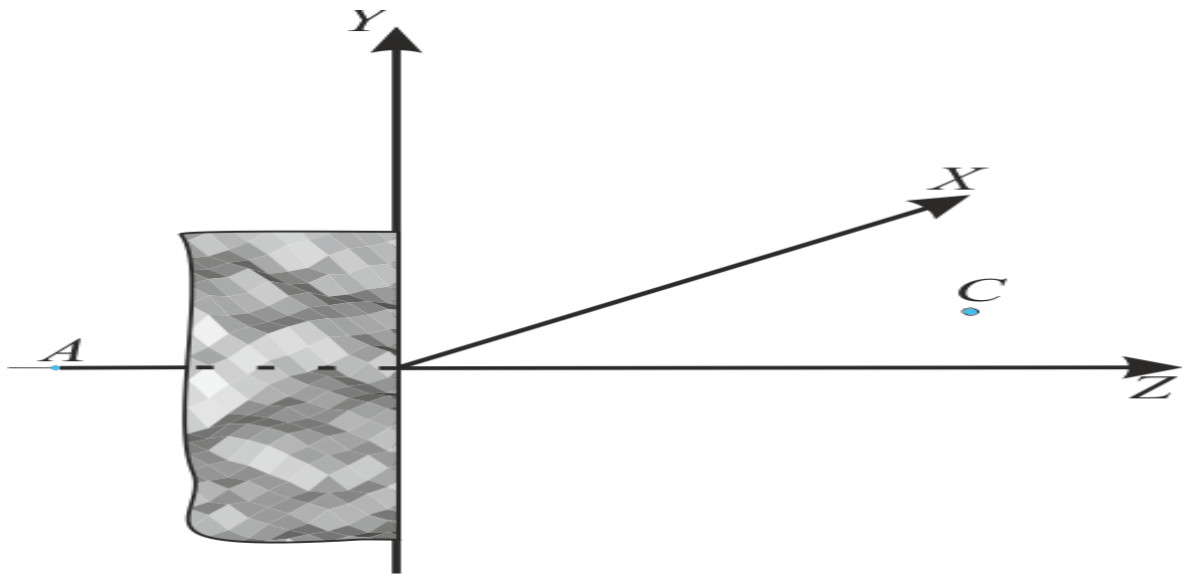


Рисунок 2.7 – Дифракція на півплощині

Область півпростору $X < 0$ закрито екраном, а півпростору $X > 0$ вільно. Умовні розміри отвору $a = \infty$, $b = \infty$, отримуємо

$$F(u_2) = \frac{\sqrt{i}}{\sqrt{2}} = \frac{e^{i\pi/4}}{\sqrt{2}}$$

$$i w_y(y_C) = 1$$

$$w_x(x_C)w_y(y_C) = \frac{e^{-i\pi/4}}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{e^{i\pi/4}}{\sqrt{2}} + F(-u_1) \right\} = \frac{1}{2} + \frac{e^{-i\pi/4}}{\sqrt{2}} F(u_1)$$

При $u_1 \rightarrow 0$, $F(u_1)$ звертається в нуль, що відповідає межі геометричної тіні. В цьому випадку $w_x = 1/2$, а інтенсивність дорівнює $1/4$ інтенсивності падаючої хвилі, рисунок 2.8.

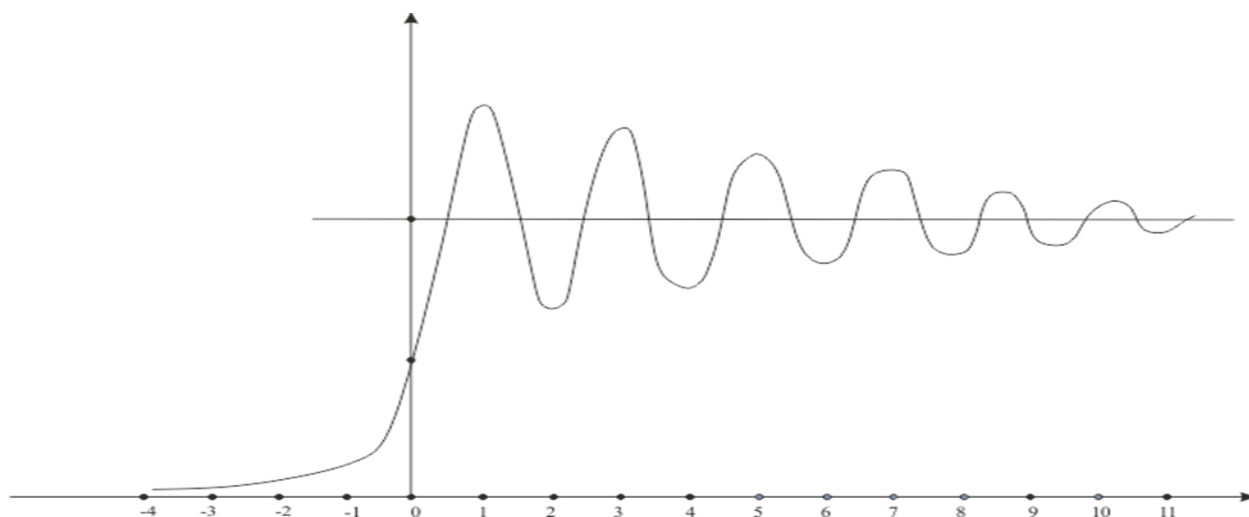


Рисунок 2.8 – Інтенсивність згасання рівня електромагнітного поля у тіні при дифракції на півплощині.

На графіку вісь абсцис відкладені масштабні коефіцієнти

$$u_1 = \frac{x_c}{r_0} \sqrt{\frac{k}{\pi(1/r_0 + 1/\rho_0)}}$$

по осі ординат модуль функції $|\omega_x(x_c)|^2$

Цей графік можливо пояснити простішим, практичним прикладом. Від'ємні значення по осі абсцис відповідають непрозорій півплощині, додатні - відкритій півплощині. Тому функція інтенсивності випромінювання в області тіні згасає (від'ємні значення). Якщо ж почати переміщати непрозору площину перпендикулярно осі випромінювання, тим самим відкриваючи шлях від A до C , отримаємо осцилюючу функцію, інтенсивність якої спадає чим більш зменшується перешкода на шляху випромінювання. Тобто зсунувши перешкоду на величину першої ЗФ, отримали потік випромінювання більш потужний ніж він випромінюється джерелом, відкривши другу зону - потужність потоку зменшилася в порівнянні з потужністю потоку джерела і так далі. Зрештою поле в точці C

прийме значення потужності випромінювання джерелом A . Очевидно, що чим менше хвиля випромінювання, тим швидше спадає поле за перешкодою.

Для більш загального випадку, коли перешкода - напівплощина розташована не перпендикулярно до напрямку поширення хвилі, а під кутом, u_1 краще виражати не через x_c і r_0 , а через відстань джерела A і точки спостереження C від краю екрану (перепони) r_1, r_2 і кут дифракції ψ

$$u_1 \approx -\sin \psi \sqrt{\frac{k}{\pi} \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}}$$

Аргумент функції ослаблення можна виразити через число ЗФ, укладаються в отвір, через яке проходить хвиля випромінювання

$$u_i = \mp \sqrt{m_i} \text{ или } v_i = \sqrt{m_i}$$

де m_i - число ЗФ.

Підсумкове ЕМП в точці C знаходиться як

$$П(C) = \frac{(-i)}{2\pi} p \frac{e^{ikD}}{D} \{F(u_2) - F(-u_1)\} \{F(v_2) - F(-v_1)\}$$

де $F(u)$ – інтеграл Френеля.

Розглянемо рисунок 2.9, де зображена траса радіопроменя, що проходить скрізь квадратний отвір в поверхні S .

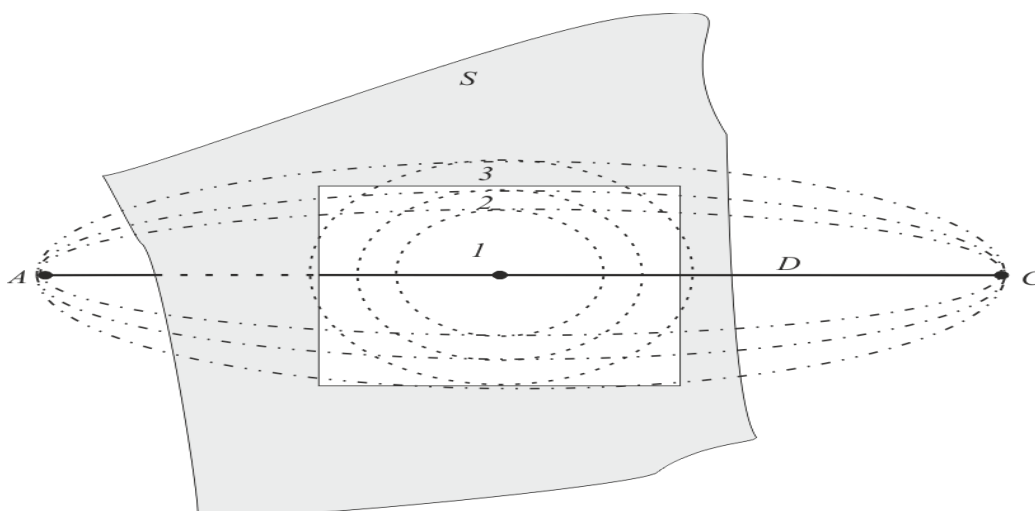


Рисунок 2.9 – Проходження траси радіопроменя скрізь квадратній отвір в поверхні S .

Точки A -джерело радіовипромінювання, C – точка спостереження, пряма D – траса радіопромменя, цифрами 1,2,3 позначені відповідні ЗФ.

Як зазначалося вище, коефіцієнти послаблення u_i , v_i дорівнюють квадратному кореню від номеру ЗФ що проходить скрізь отвір у поверхні., тобто чим більше відкрито ЗФ тим більше значення коефіцієнта послаблення радіопромменя.

Таким чином, якщо поперечний переріз отвору, що розглядається, буде змінюватися (зменшуватися чи збільшуватися), то відповідно і ЕМП буде підсилюватись чи послаблюватись.

2.6 Зони Френеля

В аналізі формування багатопроменевого поширення радіосигналів з урахуванням процесів, що виникають при дифракції, скористаємося обґрунтуванням явища дифракції викладеному в [1,10].

Результуюча формула поля в точці спостереження при проходженні випромінювання через отвір в перешкоді має наступний запис

$$P(C) = \frac{(-ik)}{2\pi} p \frac{e^{ik(r_0 - \rho_0)}}{r_0 \rho_0} \int_0^a e^{\frac{ik}{2} \left(\frac{(x-x_A)^2}{r_0} + \frac{x^2}{\rho_0} \right)} dx \times \int_{-b}^b e^{\left(\frac{(y-y_A)^2}{r_0} + \frac{y^2}{\rho_0} \right)} dy$$

що є інтегралом Френеля. Тут ρ_0 – відстань між первинним джерелом випромінювання до вторинної точки випромінювання, що знаходиться в площині отвору, r_0 – відстань від точки спостереження за перешкодою C , до проекції цієї точки на площину перешкоди C' .

Запишемо

$$\frac{k}{2} = \left(x - \frac{x_A}{1 + r_0/\rho_0} \right)^2 \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right) = \frac{\pi}{2} u^2$$

$$\frac{k}{2} = \left(y - \frac{y_A}{1 + r_0/\rho_0} \right)^2 \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right) = \frac{\pi}{2} v^2$$

тоді

$$\begin{aligned}
 \sqrt{\frac{k}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right)} \left(-\frac{x_A}{1 + r_0/\rho_0} \right) &= -\sqrt{\frac{\pi}{2}} u_1 \\
 \sqrt{\frac{k}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right)} \left(-b - \frac{y_A}{1 + r_0/\rho_0} \right) &= -\sqrt{\frac{\pi}{2}} v_1 \\
 \sqrt{\frac{k}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right)} \left(a - \frac{x_A}{1 + r_0/\rho_0} \right) &= -\sqrt{\frac{\pi}{2}} u_2 \\
 \sqrt{\frac{k}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right)} \left(b - \frac{y}{1 + r_0/\rho_0} \right) &= -\sqrt{\frac{\pi}{2}} v_2
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

де u_1, u_1, v_1, v_2 - масштабні коефіцієнти, котрі відповідають масштабу відстані від країв отвору на площині вторинного випромінювання, до проекції точки спостереження на площину випромінювання. Ці розрахунки пояснює рисунок 2.10

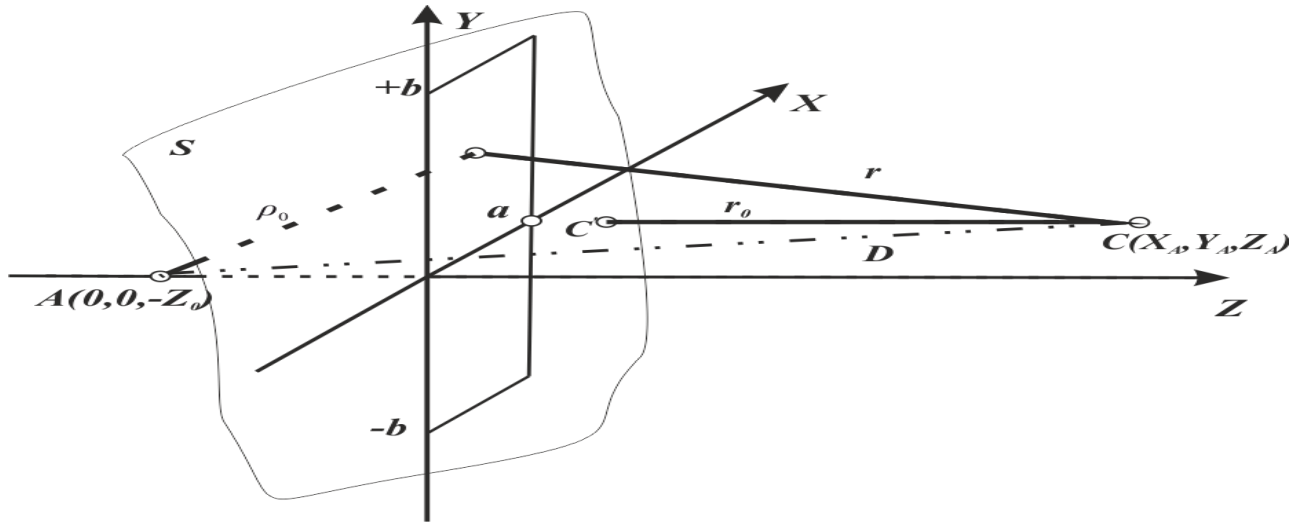


Рисунок 2.10 – Дифракція від квадратного отвору – формування зон Френеля.

Інтерпретувати дані коефіцієнти можна наступним чином. Якщо джерело спостереження дуже віддалене від площини вторинного випромінювання (тобто велике в порівнянні з довжиною хвилі), то

$$u_1 = \frac{x_C}{a_0}, v_1 = \frac{b+y_C}{a_0}, u_2 = \frac{a-y_C}{a_0}, v_2 = \frac{b-y_C}{a_0}$$

Таким чином, для даного випадку, ці масштабні коефіцієнти визначаються першою ЗФ. Якщо врахувати, що

$$r_0 + \rho_0 + \frac{x_c^2 + y_c^2}{2(r_0 + \rho_0)} \approx \sqrt{(r_0 + \rho_0)^2 + x_c^2 + y_c^2} = D$$

де D -відстань від A до C по прямій, то можливо записати

$$\Pi(C) = \frac{(-i)}{2} p \frac{e^{ikD}}{D} \{F(u_2) - F(-u_1)\} \{F(v_2) - F(-v_1)\}$$

де $F(u) = \int_0^u e^{i\pi u^2/2} du = -F(-u)$, ІФ. Тоді

$$\Pi_0(C) = p \frac{e^{ikD}}{D}$$

поле в точці C без екрану. Наявність екрану викликає відхилення від поля.

Згідно (2.11) при від'ємному значенні u_1 [1,10]. точка спостереження знаходиться в геометричній тіні, тобто чим більше $|u_1|$, тим глибше тінь. У цьому випадку поле занотуємо у вигляді

$$\Pi(C) = \Pi_0(C) w_x(x_c) w_y(y_c)$$

де

$$w_x(x_c) = \frac{e^{-i\pi/4}}{\sqrt{2}} \{F(u_2) - F(-u_1)\}$$

$$w_y(y_c) = \frac{e^{-i\pi/4}}{\sqrt{2}} \{F(v_2) - F(-v_1)\}$$

множники ослаблення поля, обумовлені наявністю екрану.

2.7 Область, що істотна для віддзеркалювання

Наступний важливий чинник, який впливає на формування БПР, є область, істотна для віддзеркалювання.

Розглянемо загальний випадок. Поле в точці $C (X_C, Y_C, Z_C)$ над однорідної плоскою поверхнею розділу двох середовищ S . Джерело випромінювання знаходиться в точці $A (X_A, Y_A, Z_A)$ так само над поверхнею розділу S , рисунок 2.11.

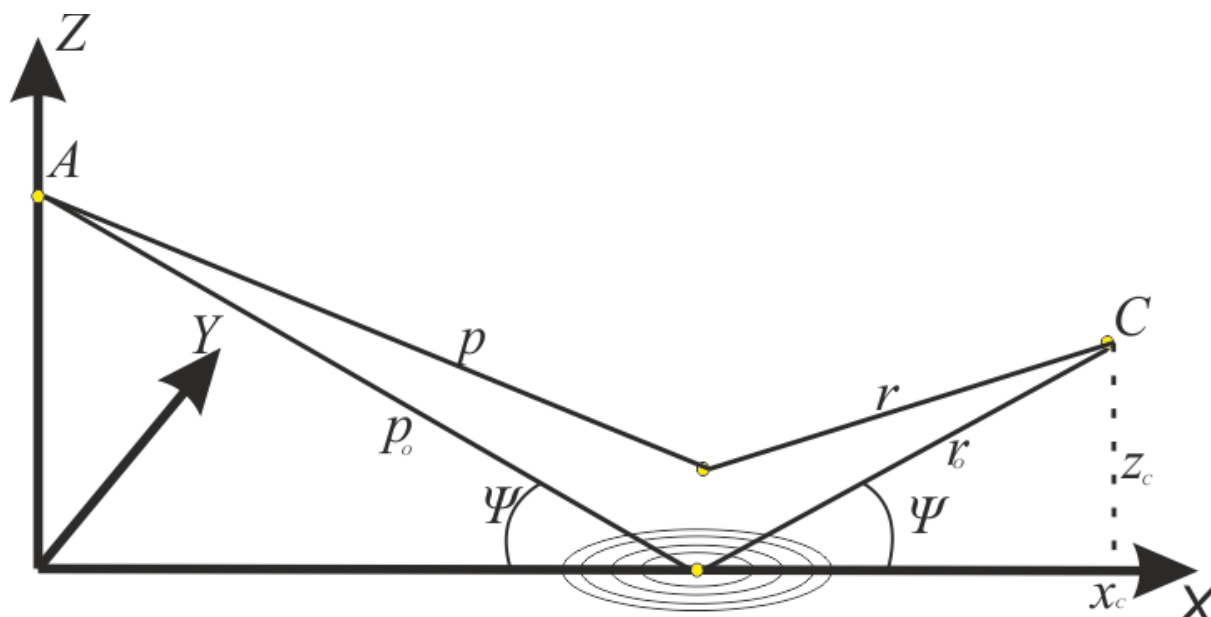


Рисунок 2.11 – Формування зон Френеля на поверхні, що істотна для віддзеркалювання.

У цьому випадку поле Π в точці спостереження складеться з поля $\Pi_A(C)$. Так як це б мало місце при однорідній атмосфері. І поле, що створює віртуальні диполі на поверхні S , накладається на поле, яке йде від джерела.

Поле Π на розглянутій поверхні можна вважати створеним незбуреним полем в даній точки $\Pi_A = e^{(ik\rho/\rho)}$ і функцією ослаблення ω , що повільно змінюється (множник ослаблення).

Згідно [1,10] результуючі поле на поверхні описується інтегралом від швидкоосцилюючої функції. При аналізі цієї функції в [1,10], виявили, що екстремальна точка знаходиться на осі X і в цій точці

$$\frac{x_0}{\rho_0} = \frac{x_A - x_0}{r_0} = \cos\psi$$

кут падіння дорівнює куту відбиття. Отже істотна область відображення лежить поблизу точки правильного дзеркального відображення.

Дослідивши поведінку фази випромінювання ϕ поблизу даної точки, знаходимо, що фаза має вигляд

$$\varphi = k(r - \rho) \approx \left\{ (r_0 - \rho_0) + \frac{\xi^2 \sin^2 \psi + \eta^2}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right) \right\}$$

де $\xi = x - x_0$, $\eta = y - y_0$ - екстремальна точка, що є точкою мінімуму фази. Так само видно, що лінії рівної фази мають вигляд еліпсів, описаних навколо цієї точки, а осцилюючий фактор змінює знак уявної частини при переході через еліпси

$$\frac{k}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right) (\xi^2 \sin^2 \psi + \eta^2) = m \frac{\pi}{2}$$

або

$$\frac{\xi^2}{m a_0^2 / \sin^2 \psi} + \frac{\eta^2}{m a_0^2} = 1$$

півосі еліпсів рівні:

вздовж осі x

$$a_m = \frac{1}{\sin \psi} \sqrt{\frac{\pi}{k} \frac{m}{1/r_0 + 1/\rho_0}} = \sqrt{m} \frac{a_0}{\sin \psi}$$

вздовж осі y

$$b_m = \sqrt{\frac{\pi}{k} \frac{m}{1/r_0 + 1/\rho_0}} = \sqrt{m} a_0$$

$$m = 1, 2, \dots$$

Еліпси служать межами зон віддзеркалювання.

При ковзному віддзеркалюванні, коли $a_m \gg b_m$ і еліпси витягнуті вздовж лінії розповсюдження в напрямку до джерела випромінювання, то швидко осцилююча функція $e^{i\varphi}$ визначає найбільш істотну область інтегрування

$$e^{i\varphi} = e^{[ik(r_0 + \rho_0)]} e^{\left[\frac{ik}{2} \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{\rho_0} \right) (\xi^2 \sin^2 \psi + \eta^2) \right]}$$

що визначає істотну ділянку поблизу точки віддзеркалювання, яка охоплюють перші зони. Якщо $\xi = \eta = 0$ - отримуємо ІФ.

Межі ЗФ визначається умовою

$$kr(1 + \cos(\alpha) \cos(\psi)) = m \frac{\pi}{2} \quad m = 1, 2, 3, \dots$$

$$r = \frac{m \pi / 2k}{1 + \cos \alpha \cos \psi}$$

де α і ψ - кути падіння і відображення відповідно. Велика і мала півосі цих еліпсів рівні

$$a_m = \frac{m\pi}{2k\sin^2\psi}; \quad b_m = \frac{m\pi}{2k\sin\psi}$$

На рисунку 2.12 показаний радіоканал в розрізі, де наочно показана його зональна структура.

Поперечний розмір зони (еліпса) близько точки C визначається

$$r = \frac{\lambda}{8}$$

що є досить маленьким, рисунок 2.12.

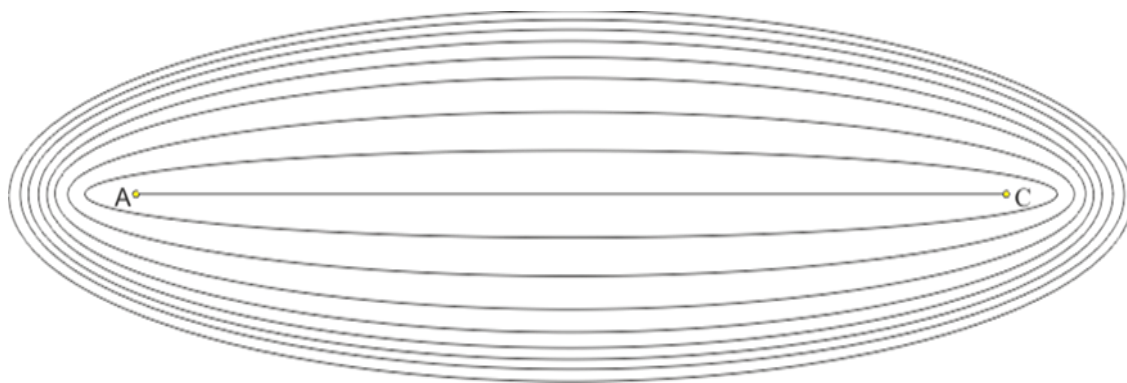


Рисунок 2.12 – Формування зон Френеля навколо радіоканалу та точок випромінювання A і прийому C

Поза межами траси відстань між кордонами зон визначається як $\lambda/8$. Мінімально необхідна поверхня для відображення радіопромменя в значній мірі може бути оцінена першими двома зонами, тобто при $m = 2$.

Поверхню для відображення можна сприймати як плоску, якщо вона не відхиляється від площини в межах суттєвої зони. Іншими словами, правильне дзеркальне відображення можливо лише в разі, якщо її плоску ділянку поблизу точки відображення охоплює хоча б кілька ЗФ

2.8 Явище посилення випромінювання позаду перешкоди

Розглянемо ще одне явище поширення випромінювань, пов'язане з зональною структурою випромінювання - явищем посилення випромінювання позаду перешкоди [1, 10], рисунок 2.13.

Явища посилення за перешкодою - полягає в тому, що інтенсивність випромінювання на деякій відстані від перешкоди стає більшою, ніж якщо б на шляху між А і С не було перешкоди.

Це відбувається через те, що вершина перешкоди стає природним ретранслятором. Поле в точці І на вершині перешкоди складається з двох випромінювань - прямого АІ і відбитого АА'І. В точку С приходять так само дві хвилі ІС і ІС'С. Якщо фази двох приходять випромінювань збігаються, то результуючі поле посилюється.

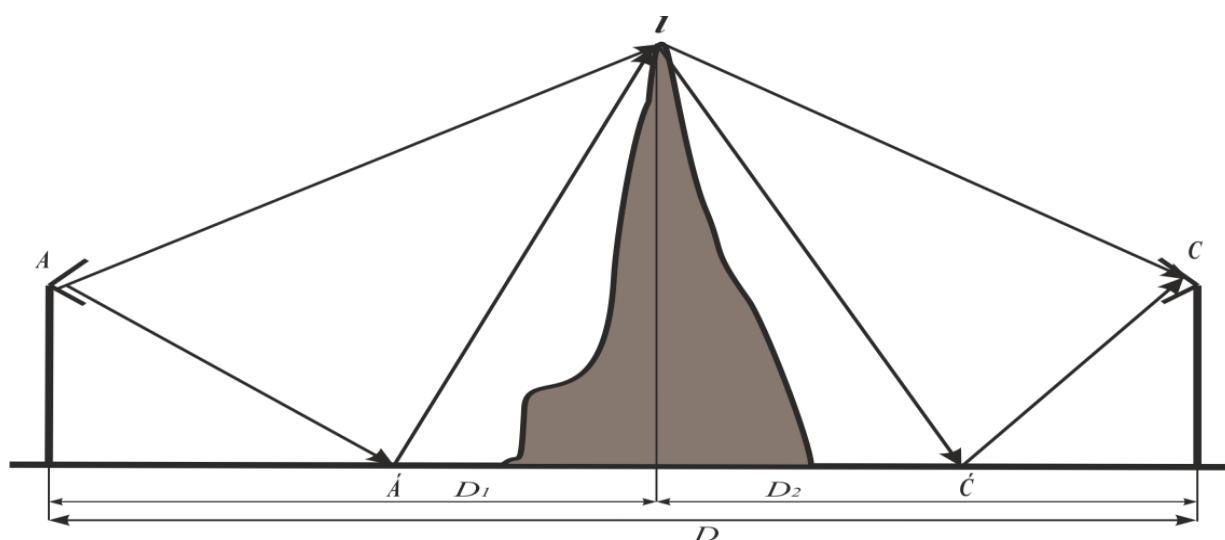


Рисунок 2.13 – Явище посилення випромінювання позаду перешкоди.

Відносно поширення радіохвиль в ТШ, даний випадок може мати місце в разі крутих вигинів всередині розглянутого простору. Так як вище було визначено діапазон радіовипромінювання, а поверхня, аналогічну земній, оточує замкнений простір, як мінімум, з чотирьох сторін, то ймовірність виникнення цього явища дуже висока.

Даний випадок розглянемо як відображення від плоского екрану. З огляду на те, що розглядається багатопроменеве поширення, отримуємо коефіцієнт ослаблення для першої ЗФ [10]

$$u_1^{(i)} = -H^{(i)} \sqrt{\frac{k r_1^{(i)} + r_2^{(i)}}{\pi r_1^{(i)} r_2^{(i)}}} \quad i = 1, 2, 3, 4$$

де $r_1^{(i)}$ і $r_2^{(i)}$ - відстань від джерела (A або A') і від точки прийому (C або C') до перпендикуляра, опущеного з точки I на лінію, з'єднує джерело з точкою прийому. Можна вважати $r_1^{(i)} = D_1$, $r_2^{(i)} = D_2$, тоді

$$u_1^{(i)} = -H^{(i)} \sqrt{\frac{k}{\pi} \frac{D}{D_1 D_2}}$$

як що $D_1 \gg D_2$ маємо $u_1^{(i)} \approx -H^{(i)} \sqrt{k/\pi D_2}$

Поле в точці C можна виразити через функцію ослаблення, застосувавши ряд припущень і перетворень наведених в [1,10]

$$\omega'_C \sim 4 \sin \frac{kHh_A}{r_1} \sin \frac{kHh_C}{r_2} \omega_F(u_1)$$

$$u_1 = -\sqrt{\frac{k}{\pi} \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}} \sin \psi = -H \sqrt{\frac{k}{\pi} \frac{r_1 + r_2}{r_1 r_2}}$$

де H - висота перешкоди, ψ - кут дифракції, між променями Al і lC , h_A і h_C - висота джерела випромінювання і приймача над поверхнею, ω_F - функція ослаблення стосовна ЗФ.

При відсутності перешкоди, модуль функції послаблення в точці C можна виразити як

$$|\omega_C| = 2 \sin \frac{kh_A h_C}{D} \approx \frac{2kh_A h_C}{D}$$

через G висловимо співвідношення

$$G = \frac{|\omega'_C|}{|\omega_C|}$$

Якщо $G > 1$, то це називається коефіцієнтом посилення перешкоди. На практиці, при певних умовах, даний коефіцієнт може досягати значення кілька десятків децибел.

2.9 Траса радіосигналу

Значення ЗФ при РР вже розглядалось у п.1.5. Як вже зазначалося, область між джерелом сигналу та приймачем цього сигналу, утворює трасу радіосигналу. У свою чергу, межі цієї траси формуються еліпсоїдами, що створюються ЗФ. Істотну роль в цьому еліпсоїді відіграє перша зона, де зосереджена основна (51%) частина енергії поля випромінювання. Дана модель зображена на рисунку 2.14.

Як видно з малюнка, при формуванні радіотрас між точками A і C , в область першої ЗФ потрапляють перешкоди. Це можуть бути як природні перешкоди (гори, ліси) так і штучні (будівлі, вежі). Оцінимо вплив перешкод на формування радіотрас, і як результат проходження радіосигналу від передавача до приймача.

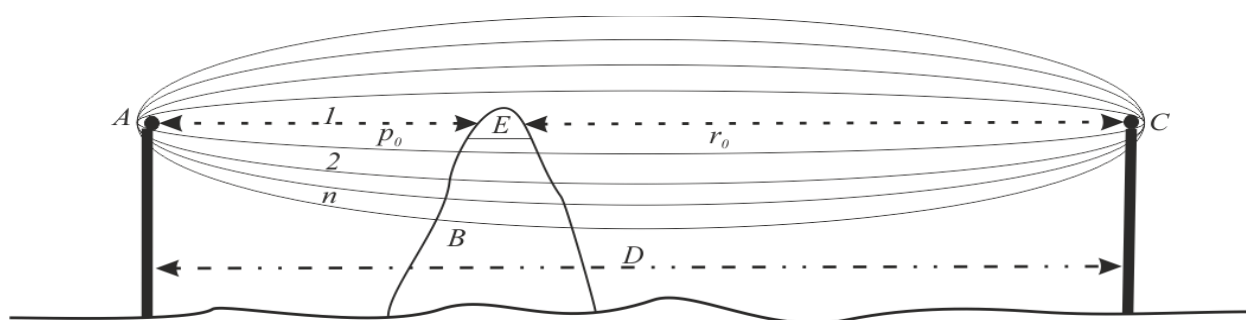


Рисунок 2.14 – Абстрактна радіотраса, де A - передавач, C - приймач.

В абстрактній радіотрасі, зображеній на рис.2.14, сформована ЗФ між де - передавачем A та приймачем C . Якість каналу залежить від того наскільки перша ЗФ закрита перешкодою. У свою чергу розмір (радіус ЗФ) залежить від частоти радіосигналу і відстані між передавачем і приймачем.

В [1, 10, 34, 46, 47, 48,] наводяться формули розрахунку розмірів першої ЗФ

$$R_1 = \sqrt{\frac{\lambda \rho_0 r_0}{\rho_0 + r_0}}$$

Аналогічно розраховуються інші зони

$$R_n = \sqrt{\frac{n \lambda \rho_0 r_0}{\rho_0 + r_0}}$$

Площі ЗФ однакові і розраховуються

$$S_1 = \frac{\pi \lambda \rho_0 r_0}{\rho_0 + r_0} = S_n$$

Так само існують більш практичні формули для обчислення радіуса першої зони розрахунку, наприклад

$$R_1 = 17,3 \sqrt{\frac{\rho_0 r_0}{f D}}$$

де ρ_0 , r_0 - відстань від передавача до перешкоди і від перешкоди до приймача відповідно, f - частота радіосигналу, D - відстань між передавачем і приймачем.

Існують правила розгляду ступеня закриття ЗФ при формуванні радіотраси. Вважається, що радіосигнал нормально поширюється, якщо перешкода закриває не більше 40% зони. Гранична умова затінення зони - 60%. Таким чином існує суттєва і мінімальна області поширення радіохвиль. Мінімальна область поширення визначається співвідношенням $\lambda/6$.

Практика показує, що в реальних умовах важливу роль у формуванні радіоканалу грають перших 8 ЗФ. При перекритті перших 8 ЗФ на 75% радіоканал не працює взагалі.

2.10 Математична модель розповсюдження електромагнітних хвиль в тунелях шахт

Розглянувши принципи віддзеркалення і дифракції радіохвиль на ОМРР, було доведено, що всім цим явищам притаманний один загальний фізичний фактор - формування ОМРР і як наслідок формування процесу розповсюдження ЕМП, що має максимуми і мінімуми.

Можна зробити висновок, що при поширенні радіохвиль в ТШ, точки формування вторинного випромінювання - точки відображення, дифракції, можна розглядати як окремі радіотраси (рис. 2.15). Тобто ділянку від точки A - джерела

випромінювання, до точки C - точки спостереження (приймача) можна представити у вигляді моделі послідовних випромінювачів (передавачів) і точок прийому-випромінювання (приймачів).

Це дозволяє, побудувати модель ділянки $A-C$ і точок віддзеркалювання і дифракції між ними як послідовність радіотрас. І таким чином розглянути процеси, які впливають на фізичне формування відображених радіопроменів.

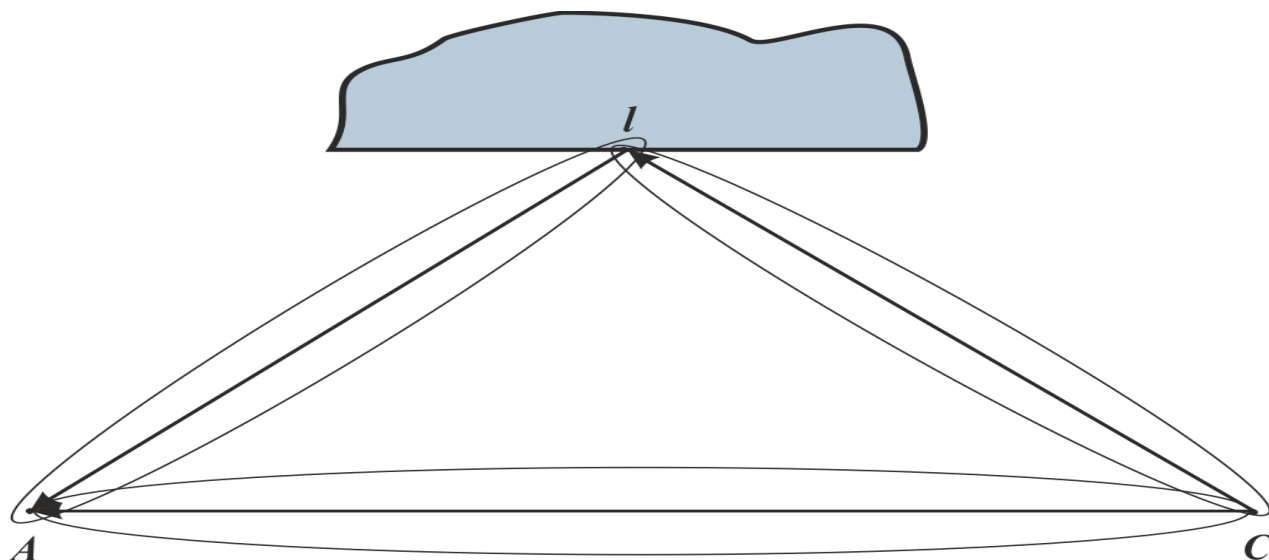


Рисунок 2.15 – Формування радіотрас при розповсюдженні у замкненому просторі.

На основі проведеного аналізу БПР у замкнених просторах, враховуючи вищенаведені моделі РР, були виявлені причини виникнення РЗ, які призводять до погіршення прийому радіоінформації. Це так званий ефект «згасання», та супутні явища, пов'язані з ним. Доведено, що до згаданого ефекту приводить зонально - Френелівська структура радіоканалу, що пов'язано зі зміною фази в площині ЗФ. В зв'язку з циклічною зміною фази (з періодом 2π) зони «загасання» на фазовій поверхні розташовані на відстані довжини хвилі радіосигналу λ .

Враховуючи аналіз типів ТШ та умов розповсюдження електромагнітних хвиль в них, стало можливо запропонувати адитивну ММ (АММ) формування ЕМП на основі існуючих КМРР у вільному просторі і над різноманітними типами земної підстильної поверхні. Дана АММ спрощує оцінку факторів, що впливають на розповсюдження електромагнітних хвиль на конкретних типах ТШ. Дає розуміння

процесів формування ЕМП в ТШ та його структуру. Практичне значення запропонованої моделі полягає в тому, що її використання дозволяє детальне точне радіопланування. Що значно скорочує строки пуско-налагоджувальної роботи при впровадженні нових радіосистем зв'язку і знизити загальну вартість радіосистем в цілому.

Розглянуті випадки: посилення за перешкодою, ослаблення сигналу в точці прийому за рахунок інтерференції, вплив перешкод на формування радіоканалу. В результаті показано, що всі ці явища пов'язані з ЗФ. Наявність і вплив цих зон особливо значимо при РР в закритих приміщеннях для надвисоких частот (понад 1 ГГц).

Зональна природа БППР, доводить правильність формули (2.7). Так само розглянутий матеріал показує, що, ґрунтуючись на принципі Гюйгенса-Френеля, в даній, конкретній точці падіння випромінювання не може бути яскраво вираженого мінімуму або максимуму для будь якого розглядаемого джерела радіосигнала, оскільки в цю точку можуть приходити вторинні випромінювання зі всієї поверхні, яка бере участь в процесі перевипромінювання.

Структура ЕМП в ТШ має зональну Френелівську структуру [2, 49, 50, 52, 53]. Тобто, у випадку шахти вздовж тунелю ЕМП буде мати максимуми і мінімуми, рисунок 2.16.

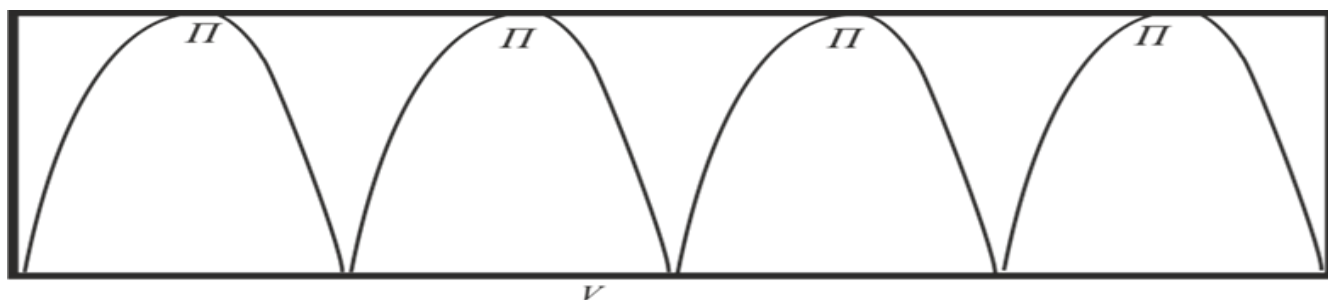


Рисунок 2.16 – Структура електромагнітного поля в тунелі шахти.

Визначено, що на формування електромагнітної енергії в точках тунелів шахт суттєвий вплив мають наступні типи розповсюдження, створені первинним джерелом, для кожного з яких відображено загальні залежності, на основі яких обчислюється енергія поля в довільній з точок:

- Π_1 – електромагнітне поле, що створено первинним джерелом;

$$\Pi = \frac{1}{\varepsilon} \frac{p}{R} e^{ikR}$$

- Π_2 – від гладкої поверхні;

$$\Pi = \frac{1}{2} \left\{ \frac{e^{iR_1 k}}{R_1} + \frac{e^{iR_2 k}}{R_2} + (f - 1) \frac{e^{iR_2 k}}{R_2} \right\}$$

- Π_3 – електромагнітне поле, що створюється поверхнею яка обмежує об'єм

$$\Pi(R) = \int P \frac{e^{-ikr}}{r} dV' + \frac{1}{4\pi} \int \left\{ \frac{\partial \Pi}{\partial n} \frac{e^{-ikr}}{r} - \Pi \frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-ikr}}{r} \right\} dS'$$

- Π_4 – дифракція на півплощині

$$\Pi(C) = \frac{(-i)}{2\pi} p \frac{e^{ikD}}{D} \{F(u_2) - F(-u_1)\} \{F(v_2) - F(-v_1)\}$$

- Π_5 – прямолінійне розповсюдженням

$$\Pi(R) = -\frac{ikp}{2\pi} \int \frac{p_0}{p} \frac{e^{ik(r+p)}}{rp} dS'$$

- Π_6 – проходження через перешкоду з отвором

$$\Pi(\varphi) = \int_S K(\varphi) \frac{a_0}{r} \cos(wt - kr + \alpha_0) dS$$

- Π_7 – розповсюдження у вільному просторі

$$\Pi(R) = \frac{1}{\varepsilon} \int_V \frac{P(R')}{r} e^{ikr} + \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ \frac{e^{ikr}}{r} \frac{\partial \Pi(R')}{\partial n} - \frac{\partial e^{ikr/r}}{\partial n} \Pi(R') \right\} dS'$$

– Π_8 – розповсюдження у неоднорідному середовищі

$$\begin{aligned} \Pi(R) = & -\frac{1}{4\pi} \int U(R') v(R, R') dV' + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_S \left\{ v(R, R') \frac{\partial u(R')}{\partial n} - u(R') \frac{\partial v(R, R')}{\partial n} \right\} dS' + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_V u(R') (\nabla_{R'}^2 v(R, R') + k^2(R') v(R, R')) dV' \end{aligned}$$

Практичні випробування показали, що кожна з описаних окремих моделей не дозволяє коректно описати процес розповсюдження радіохвиль у тунелях шахт.

Комп'ютерне моделювання демонструє вплив зон Френеля на електромагнітне поле, що суттєво залежить від області розповсюдження. А при віддзеркалюванні сигналу від поверхонь тунелю створюється затримка сигналу і зміщення його частоти (Допплерівський ефект).

Для отримання функції розподілу енергії сигналу в точках тунелю запропоновано використовувати функції розповсюдження радіосигналу, отримані для класичних варіантів розповсюдження у вигляді алгебраїчної суми енергій поля

$$E_{\text{рез}}(t) = \sum_{i=1}^N K_i G_i(t) \quad (2.12)$$

де K_i – коефіцієнт налаштування, який визначається по методу найменших квадратів [54, 55]. Він враховує взаємний вплив моделей розповсюдження в умовах тунелів шахти.

$G_i(t_i)$ – апроксимуючі функції, що є функціями розповсюдження електромагнітного поля та описуються представленими вище класичними моделями.

Функція $E_{\text{рез}}(t)$ вибудовується на основі експериментальних даних в точці тунелю, шляхом виміру значень енергії ряду точок періоду сигналу (рисунки 2.17) на основі методу найменших квадратів

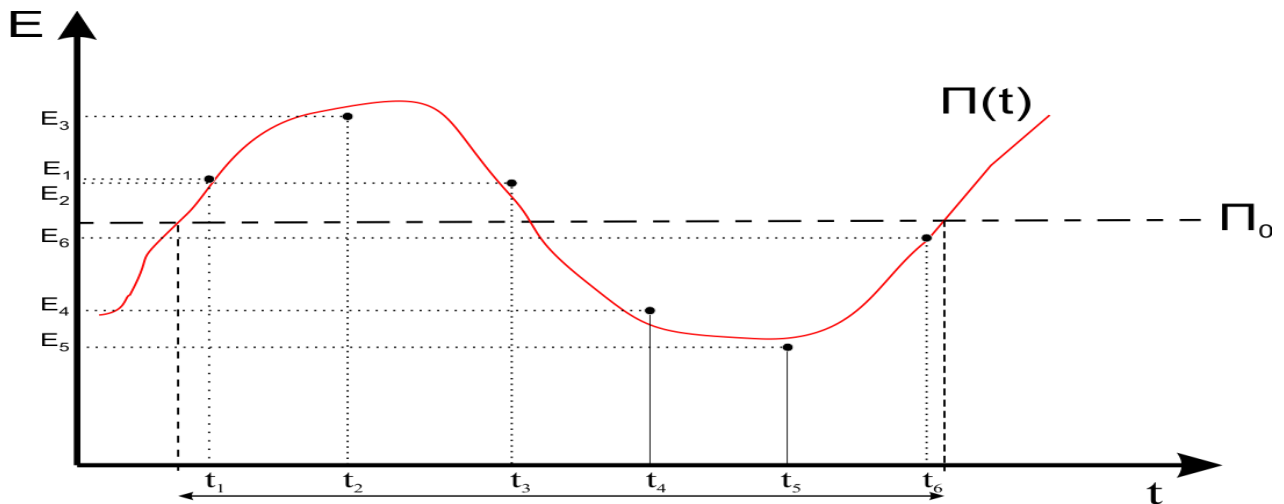


Рисунок 2.17 – Отримання значень величини енергії поля E_i за період сигналу

$$K = [\Pi^T * \Pi]^{-1} * \Pi^T * E$$

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \dots \\ K_N \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \dots \\ E_M \end{bmatrix}$$

$$M \geq N$$

$$\Pi = \begin{bmatrix} G_1(t_1) & \dots & G_N(t_1) \\ G_1(t_2) & \dots & G_N(t_2) \\ \dots & \dots & \dots \\ G_1(t_M) & \dots & G_N(t_M) \end{bmatrix}$$

E_i – отримані значення енергії поля в заданій точці шляхом вимірювання.

Для отримання найбільш точного значення функції розподілу енергії $E_{\text{рез}}(t)$ використовується метод Чебишевського наближення [56] для задач лінійної апроксимації. Тобто знаходиться функція $f(G)$, яка відповідає наступній умові

$$f(G) \rightarrow \min_{G \in \Pi}$$

де $f(G)$ – цільова функція яка порівнює відхилення від нуля компонент G_i на визначеному часовому відрізку – періоду сигналу $T = [-x; x]$, значення $-x; x$ – відповідають значенням часу початку і кінця періоду на осі абсцис (рисунок 2.17). Чебишевською нормою цієї функції є

$$f_K(G) = \max_{i=1,\dots,n} K_i \|G_i\|$$

В даному випадку пошук значень G_i - це задача чебишівської лінійною апроксимації.

Оскільки функції $G_i(t_i)$ описують процеси розповсюдження сигналу в довільній точці області розповсюдження, то на їх основі можна обчислити значення енергії сигналу в інших точках тунелю. Така екстраполяція дасть наближене значення енергії поля в наступній точці, яке можна уточнити експериментальними вимірюваннями. Даний процес уточнення відстані до місця розміщення приймача завершується при умовах, що енергія сигналу в обраній точці перевищує мінімальну енергію сигналу відповідно чутливості радіоприймача, а наступна точка знаходиться на близькій відстані від попередньої. Послідовність таких кроків визначає запропонований метод пошуку ефективної відстані від джерела радіосигналу до приймача.

Якісна картина перерозподілу енергії сигналу за наявності в тунелях шахт Допплерівського ефекту наведена на рисунок 2.18.

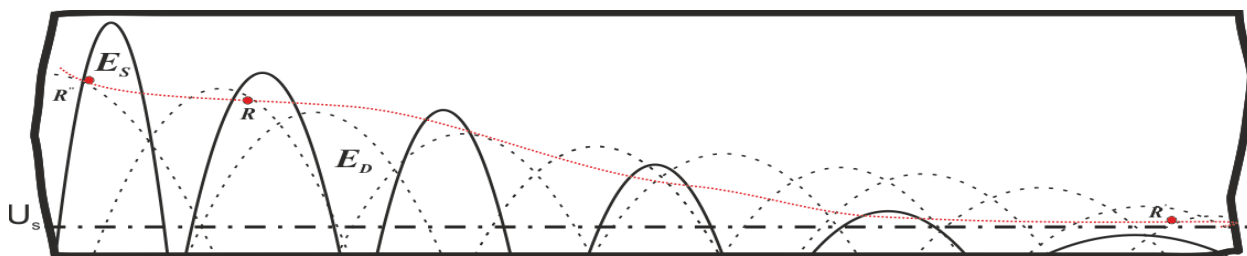


Рисунок 2.18 – Загальна модель розподілу енергії електромагнітного поля в тунелі шахти з урахуванням Допплерівського зсуву частоти і приклад екстраполяція значення функції енергії поля, що отримано в точці R в точки R' і R''

Висновки

У другому розділі дисертації були вирішені два науково-прикладних завдання:

1. Визначити складові електромагнітного поля, що є визначальними при описі енергії поля в точці та на їх основі розробити адитивну математичну модель
2. Запропонувати спосіб визначення місця розміщення радіоприймачів при вирішенні завдань радіо планування в тунелях шахт.

Проведено аналіз КМРР з метою визначення наскільки вони відповідають завданню створення ММ у ТШ. Обґрунтовано, що ЕМП у ТШ має чітко виражену зональну структуру, що відповідає зонам Френеля. Розглянуто явище «підсилення радіосигналу за перешкодою» і визначено, що в умовах ТШ виникнення цього явища дуже ймовірне.

Доведено, що явище, що виникає в просторі між радіопередавачем і радіоприймачем, відоме як «траєкторія радіосигналу», має великий вплив на формування ЕМП у ТШ і значною мірою визначає якість прийому радіосигналу.

Отримано наступний науковий результат - вперше запропоновано метод визначення місця розміщення радіоприймачів при вирішенні завдань радіопланування в тунелях шахт на основі використання математичної моделі енергії електромагнітного поля в точці, що є адитивною сумою енергій складових поля, які описують як процеси прямолінійного розповсюдження радіосигналів так і ті, що виникають в наслідок дифракції та рефракції. Функції енергії в точці для складових, що входять в математичну модель, визначаються згідно існуючих класичних моделей розповсюдження радіохвиль. А загальна функція енергії поля в точці формується як адитивна сума функцій складових поля, де коефіцієнти налаштування визначаються методом найменших квадратів за експериментальними даними. В запропонованому методі ітераційний процес уточнення відстані між передавачем і приймачем реалізується за рахунок екстраполяції функції енергії поля на іншу відстань з урахуванням обмеження на мінімальну енергію сигналу відповідно чутливості радіоприймача, з подальшим експериментальним підтвердженням рівня енергії сигналу.

На відміну від КМРР, які зазвичай базуються на уяві РР у вільному просторі та з урахуванням рельєфу місцевості на земної поверхні, запропонована модель враховує геометричні профілі ТШ, та перешкоди всередині їх.

Запропонований метод, при використанні в умовах ТШ, значно спрощує розрахунок радіопокриття, скорочуючи час радіопланування, тобто визначення місць розташування радіобладнання.

РОЗДІЛ 3 МЕТОД ІДЕНТИФІКАЦІЇ РАДІОСИГНАЛІВ НА ОСНОВІ КРИТЕРІЮ «ЗБІГУ ФАЗОВОГО ПОРТРЕТУ».

3.1 Вплив затримки радіосигналу на помилку прийому інформації

Для прикладу розглянемо часовий стек радіостандарту передачі інформації IEEE 802.11, більш відомого як WiFi, рисунок 3.1.

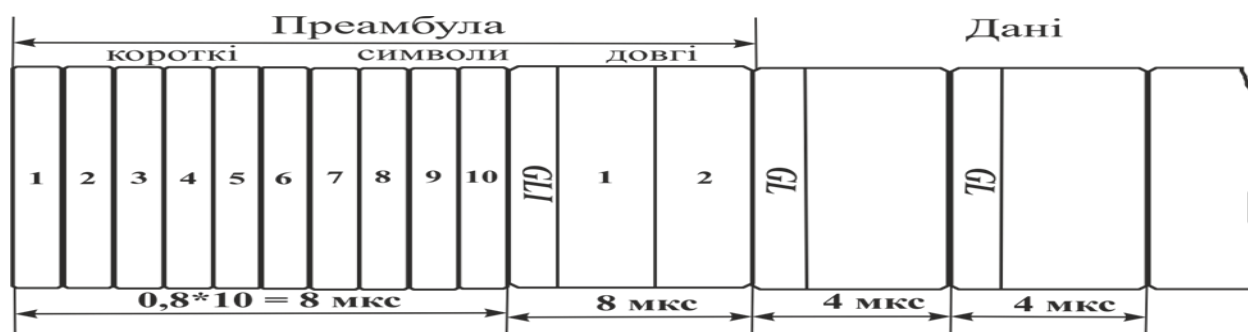


Рисунок 3.1 – Часовий стек радіостандарту передачі інформації IEEE 802.11

Позначимо τ - тривалість одного із елементів даного стандарту передачі, наприклад 7 (короткі символи). У нашому випадку $\tau = 0,8 * 10^{-6}$ с. Або 0,8 мкс.

Тоді на основі (1.4), розрахувавши період несучої частоти даного стандарту – 2400 МГц та використовуючи формулу (1.5), де N - число періодів несучої частоти

$$N = \frac{\tau}{T}$$

Отримаємо значення $N=1919$. Відстань l відома, вона дорівнює відстані, що проходить радіохвиля за період T , отримуємо L – відстань , що проходить радіохвиля за N -періодів, кількість яких вираховували раніше

$$L = Nl$$

Результат $L = 240$ м. Таким чином проходження радіопроменем додаткових 240 м дає затримку сигналу достатню, щоб відбулося розширення сигналу і стався збій в передачі інформаційного пакету.

Розглянемо вплив затримки радіосигналу на бітові помилки. В [43] наведено порядок виведення ймовірнісної бітової помилки для бінарного випадку і дано детальний опис процесу виникнення таких помилок. Підсумкова формула ймовірнісної бітової помилки

$$P_B = \sum_{i=1}^2 P(e|s_i)P(s_i) \quad (3.1)$$

де s_i - одна з реалізація прийнятого сигналу, e -помилки прийому, P - імовірності прийому тієї чи іншої реалізації радіосигналу.

З наведених прикладів видно, що бітові помилки при різних видах цифровий модуляції не залежить від частоти. Це відповідає теоремі еквівалентності для лінійних систем - на математичний опис процесу детектування не впливає зрушення частот.

Висновок – зсув частоті радіосигналу, за рахунок Доплерівського зсуву, не має значного впливу на якість отриманої інформації.

В таблиці 2.1 наведено розрахунок імовірнісних помилок для різних типів цифрових модуляцій.

Таблиця 2.1 Розрахунок бітової похибки

№ п/п	Модуляція/ тип детектування	$P_B, P_E(M)$
1	PSK когерентне детектування	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
2	DPSK диференціальне когерентне детектування	$\frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{N_0}}$
3	OFSK когерентне детектування	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
4	OFSK не когерентне детектування	$\frac{1}{2}e^{-\frac{1E_b}{2N_0}}$
5	MPSK диференціальне когерентне детектування	$2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\sin\frac{\pi}{\sqrt{2}M}\right)$
6	MFSK	$\frac{1}{M}e^{-\frac{E_s}{N_0}}\sum_{j=2}^M(-1)^j\binom{M}{l}e^{\frac{E_s}{jN_0}}$

Далі розглянемо на пропускній здатності, або ємності каналу передачі інформації.

В [43] наведена пропускна спроможність радіоканалу. Цей вираз отримала назву формула Шеннона і має вигляд

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right) \quad (3.2)$$

де C – пропускна здатність каналу зв'язку, W – ширина смуги пропускання радіоприймального пристрою (СПРП), P_s і P_n – потужність сигналу і потужність шуму відповідно.

В [43] наводиться основна теорема кодування Шеннона, інтерпретацією якої є формула (3.2). Для дискретного джерела вона сформулюється в наступному вигляді - якщо продуктивність джерела повідомлень $H'(A)$ менше пропускної здатності каналу C :

$$H'(A) < C$$

то існує спосіб кодування (перетворення повідомлення в сигнал на вході) та декодування (перетворення сигналу в повідомлення на виході каналу), при якому ймовірність помилкового декодування і ненадійності $H(A | A)$ можуть бути як завгодно малі. Якщо ж $H'(A) > C$, то таких способів не існує.

Дана теорема і формула (3.2) наведені для розуміння процесів передачі інформації в каналі радіозв'язку. А так як в даній роботі не розглядаються проблеми кодування інформації, то вони цікавлять тільки з точки зору зв'язку з частотою сигналу, ґрунтуючись на вище викладеному матеріалі.

Аналізуючи (3.2), видно, що з частотою в цій формулі пов'язана тільки ширина смуги пропускання W . У сучасних системах передачі радіоінформації вона зазвичай має розмірність в десятки мегагерц. Іншими словами, маючи радіоприймальний пристрій з певними технічними параметрами, можливо забезпечить прийом інформації із заданими ймовірностями бітових помилок при достатньо великій девіації несучої частоти інформаційного сигналу.

Параметр $\frac{P_s}{P_n}$ - відношення сигнал / шум, який в класичній інтерпретації теорії радіоприймальних пристроїв грає важливу роль в якості прийнятої інформації, в сучасних радіосистемах обміну інформації може мати менший вплив. Наприклад, існуюча система передачі інформації LoRa по радіоканалу здатна приймати і обробляти інформацію при рівні радіосигналу на 10-15 дБм менше рівня шуму. Але це можливо при створенні певних технічних умов побудови як радіопристроїв так і протоколу зв'язку [57].

На рисунку 3.2 графічно показаний приклад як за допомогою спеціального технічного рішення можливо боротися з явищем завмирання, викликане «відходом частоти» радіосигналу через затримку даного сигналу.

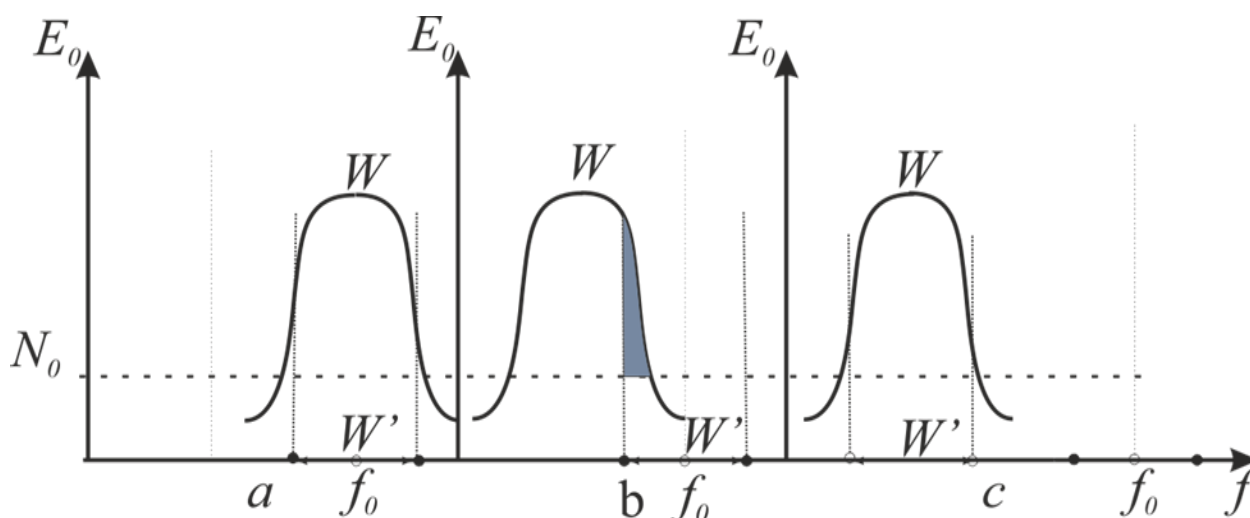


Рисунок 3.2 – Положення смуги сигналу в залежності від зсуву частоти сигналу.

Позначення на малюнку. N_0 - рівень шуму, W - смуга сигналу, W' - смуга пропускання радіоприймального пристрою, f_0 - центральна частота радіосигналу і СПРП .

На рисунку 3.2 а представлена ситуація, коли радіосигнал приходить без затримки. СПРП і смуга радіосигналу збігаються, енергія сигналу максимальна, відповідно відношення сигнал / шум максимальне. На рисунку 3.2 b представлений догляд частоти радіосигналу в наслідок його затримки. У СПРП потрапляє тільки заштрихований сектор смуги радіосигналу. Енергія сигналу зменшується, відношення сигнал / шум зменшується. Якість прийому погіршується, зменшується

пропускна здатність радіоканалу. Рисунок 3.2 с демонструє переміщення СПРП. Це можливо при застосуванні спеціальних прийомів побудови радіоприймального пристрою і спеціальних алгоритмів управління цим пристроєм. Як результат - ширина СПРП збігається з шириною смугою радіосигналу, відношення сигнал / шум повертається до оптимального, якість радіоканалу відновлюється.

Таким чином, якщо виконується умова - $\tau_l \leq \tau_c$, де τ_l - час затримки радіосигналу, τ_c – критичний час затримки радіосигналу, перевищення якого веде до випадіння (зникнення) символів стеку радіопротоколу, то похибку, що виникає як наслідок зсуву частоти радіосигналу і веде до погіршення відношення сигнал/шум, можливо виправити переміщенням полоси прийому радіоприймача і підвищити якість прийому інформації.

У вище наведеному розділі були розглянуті явища, що виникають при віддзеркалюванні радіосигналу і як наслідок його БПР і зроблені наступні висновки:

- бітова помилка прийому радіоінформації і пропускна здатність радіоканалу не залежать від затримки радіосигналу та Допплерівській добавки частоти.
- внаслідок БПР і зсуву частотного спектру, що займає радіосигнал, структура ЕМП в середині ТШ зберігає зональне Френелівське розподілення. Але на неї накладається структура, що виникає через БПР, рисунок 3.3.

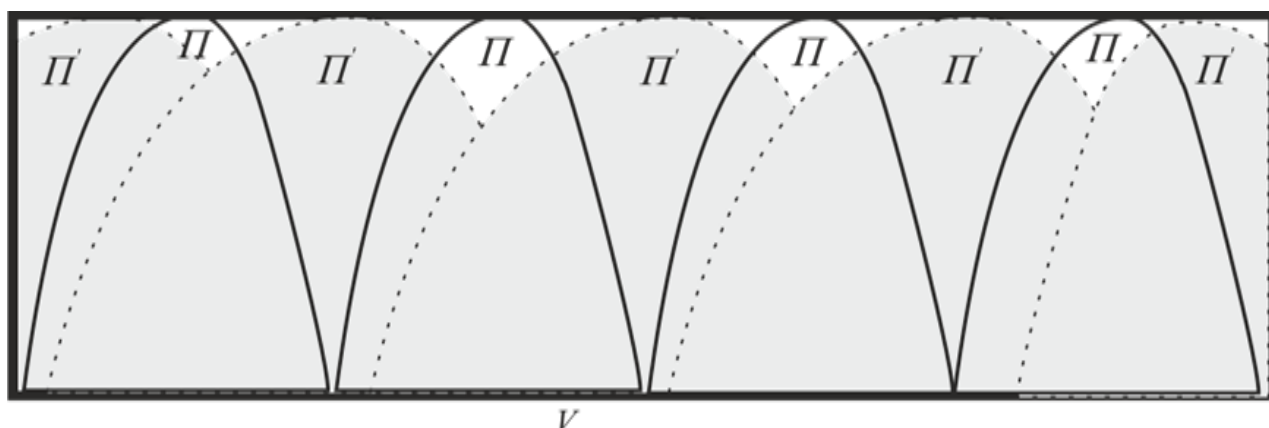


Рисунок 3.3 – Френелівська структура ЕМП у ТШ, та накладене на нього електромагнітне поле Π , що з'явилося внаслідок БПРР

На рисунку 3.3 видно, що на основне поле ЕМП Π за рахунок БПР накладається вторинне ЕМП Π' , що є результатом появи Доплерівської добавки частоти внаслідок затримки РР. Як видно, завдяки вторинному полю є можливість уникнути такого фізичного явища як згасання радіопромменя і таким чином покращити якість прийому інформації, рисунок 3.4.

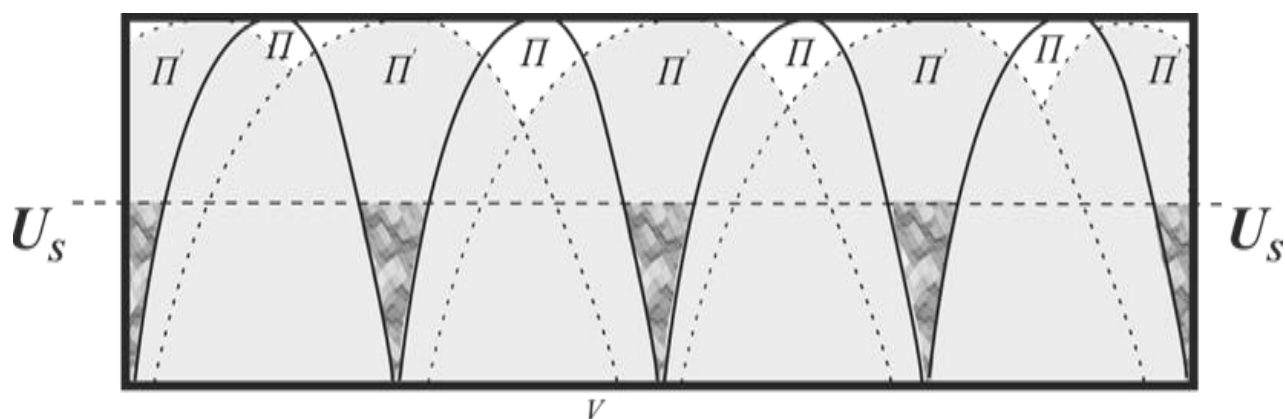


Рисунок 3.4 – Пояснення, щодо можливості уникнення явища «згасання» радіосигнала

Для покращення якості отримання радіосигналу треба компенсувати затримку радіопромменя, або підвищити значення співвідношення сигнал/шум. Існуючі методи вирішення цієї технічної задачі:

- протокольні
- технологічні

Протокольні методи (або програмні) зазвичай дозволяють вирішити будь-яку часткову проблему. При виникненні наступної проблеми необхідно знову адміністративне втручання. І не завжди дозволяють вирішити проблему, як видно з рисунку 3.1, при затримках більш ніж τ_c , що перевищує тривалість захисних рівнів (GL). Тоді втрати інформації неминучі.

Технологічні методи більш гнучкі і дозволяють закривати більш широкий спектр проблем. Зазвичай вони поєднують певну апаратну архітектуру радіопристрою і бібліотеку підпрограм, що викликаються в потрібний момент. Дані бібліотеки легко поповнюються і змінюються.

Проте технологічні методи мають недоліки, такі як габарити, енергоспоживання, швидкодія обчислювачів. Для вирішення цієї комплексної

задачі необхідно задати оптимальний алгоритм роботи радіопристроїв не взагалі, а стосовно специфіки тих умов, в яких даний радіопристрій передбачається використовувати. Наприклад, в умовах промислових підприємств.

3.2 Вирішення проблеми підвищення якості прийому радіосигналу в умовах ТШ

Провівши аналіз чинників що впливають на створення і розповсюдження ЕМП в ТШ, виявивши ті, що впливають на створення ЕМП в ТШ, а також та виявивши РЗ, що виникають при прийомі радіосигналів у тунелях, стає зрозумілим, які проблеми потребують вирішення щодо підвищення якості прийому радіосигналу в вищезгаданих умовах, а саме:

- мінімізація впливу зональної структури ЕМП у ТШ, що веде до появи явища згасання радіосигналу;
- мінімізація впливу Доплерівській добавці частоти;
- ІСР в умовах БППР у великих замкнених просторах.

При прийомі радіосигналу в умовах БППР важливо виділити сигнал, який має мінімальні відхилення своїх параметрів від першоджерела. Тобто радіосигнал проходить відрізок АС без перешкод, рисунку 3.5.

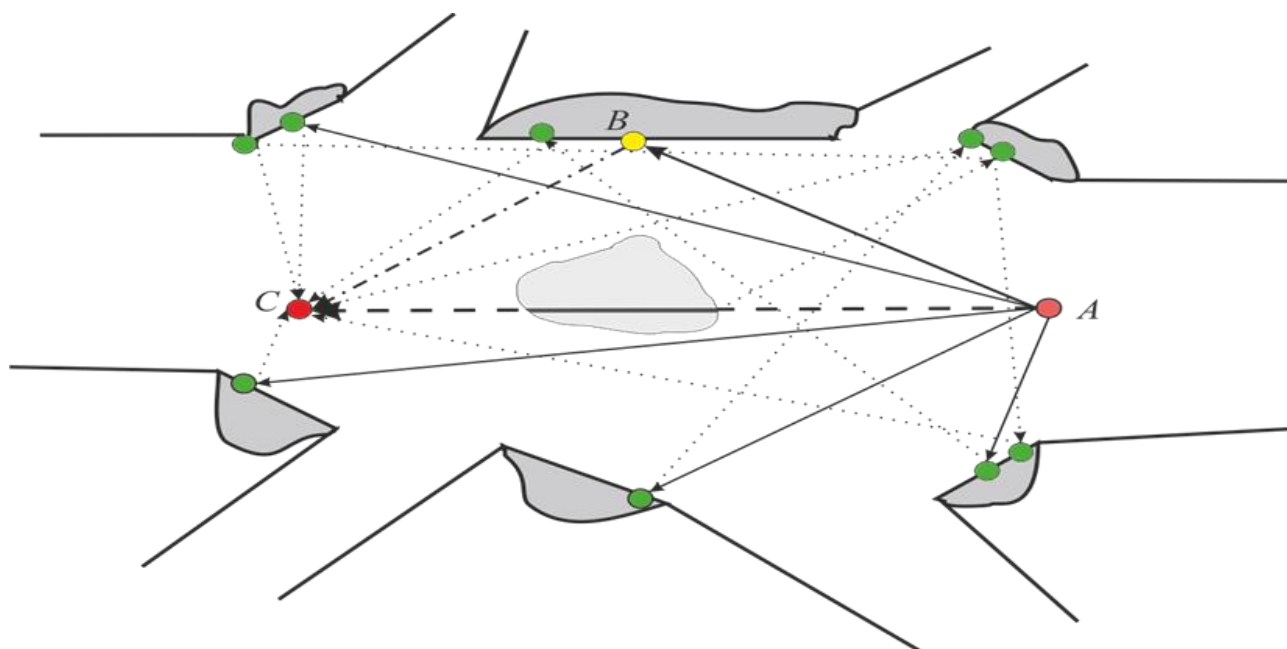


Рисунок 3.5 – Критерій визначення свого радіосигналу.

Як видно з рисунку 3.5, найбільш близький до прямого шляху радіопроміня АС, є шлях радіопроміня по відрізках АВС. І рішення задачі по ІСР - є виділення радіопроміня, що пройшов по шляху АВС.

Для вирішення цих технічних задач є необхідність проаналізувати параметри радіосигналів, та визначити ті із них, що найбільш підходять для поставленої задачі.

3.3 Аналіз інформаційних параметрів радіосигналу

Розглядаючи електромагнітне випромінювання з точки зору використання його для можливості передачі інформації, необхідно усвідомити, що саме по собі це коливання не може мати інформаційної складової. Іншими словами електромагнітне коливання не несе інформації, так як параметри просто електромагнітного коливання незмінні. Щоб електромагнітне коливання перетворилося в коливання, що несе інформацію (радіосигнал), потрібно промодулювати дане електромагнітне коливання.

Радіосигналами називають електромагнітні, або електричні коливання радіохвиль, один або кілька параметрів якого (амплітуда, частота або фаза) змінюються відповідно до переданих повідомлень - сигналом $S(t)$

У загальному вигляді прийнятий інформаційний радіосигнал має наступний вигляд

$$x(t) = s(t) + n(t)$$

де $s(t)$ – корисний радіосигнал, $n(t)$ – будь-які радіозавади.

$$s(t) = A_0 A_m(t) \cos \left(\omega_0 t + \int_{t_0}^t \omega_m(v) dv + \varphi_m(t) + \varphi_0 \right)$$

де A_0 - амплітуда сигналу, ω_0 –несуча кутова частота, φ_0 -початкова фаза, $A_m(t)$, $\omega_m(\nu)$, $\varphi_m(t)$ – закон амплітудної, частотної і фазової модуляції. У комплексному вигляді, без урахування радіоперешкод, радіосигнал має вигляд

$$s(t) = A(t)e^{j\psi(t)}$$

де $\psi(t)$ - повна фаза.

Параметри сигналу на вході приймального пристрою:

1. Потужність сигналу $P(t) = s^2(t)$;
2. Питома енергія сигналу $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt$;
3. Тривалість сигналу T - визначає інтервал часу, протягом якого сигнал існує (відмінний від нуля);
4. Ширина спектра сигналу F - смуга частот, в межах якої зосереджена основна енергія сигналу;
5. База сигналу - є добутком тривалості сигналу на ширину його спектру $B = \tau F_s$ s;
6. Робоча (несуча) частота f_0 , сигнали можуть бути одночастотні і багаточастотні;
7. Займана смуга частот $D_f = f_h - f_l$, сигнал може бути вузькосмуговий і широкосмуговий;
8. Тип модуляції.

Внаслідок обробки радіосигналу у приймальному тракті радіоприймача, отримаємо наступні параметри на виході радіоприймача: амплітуду, фазу, тип модуляції, тривалість сигналу, спектральні характеристики.

Якщо розглядати спектральну обробку радіосигналу як окремий вид обробки, то маємо ще спектральні характеристики: параметри частотного спектру і параметри фазового спектру [58–61].

Треба визначити ті параметри радіосигналу, що мають найбільшу стійкість до змін при розповсюдженні радіосигналу та як можна краще дозволяють ІСР.

Користуючись [50, 62 - 66], як основою для вибору, наступні параметри сигналу: амплітуда, потужність, питома енергія, тривалість, ширина спектру, база

– не відповідають критеріям однозначної належності до свого радіосигналу. На згадані параметри великий вплив мають відстань від передавача до приймача, різноманітні радіозавади тощо [7, 67, 68].

Традиційно в радіотехніці критеріями для розпізнавання радіосигналів слугують частотні параметри, тип модуляції, спектральні параметри.

Частотні критерії ІСР мають суттєві недоліки [49,50,62,64,65,69], а саме – частотну нестабільність як радіопередавача так і приймача, частотні радіозавади від інших джерел радіовипромінювання, наявність Допплерівської добавки.

Розгляд фази радіосигналу в вигляді як параметр в традиційному вигляді має недолік [50, 62 - 66] – циклічність, тобто залежність від часу, оскільки сучасні радіосигнали мають складну структуру як по частоті так і по фазовим складовим.

Залишаються такі параметри радіосигналу як тип модуляції та спектральні параметри.

3.4 Імовірнісні параметри виявлення радіосигналу

Перед аналізом інформаційних параметрів, треба оцінити імовірнісні параметри виявлення радіосигналу з метою визначення їх впливу на параметри «свого» радіосигналу на вході радіоприймального пристрою [37,63,39,73,74, 75, 76]

Є завдання виявлення сигналу в прийнятому коливанні

$$\eta(t) = \Theta s(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

де $s(t)$ - інформаційний сигнал, $n(t)$ - шум, $[0, T]$ - інтервал спостереження, Θ - невідомий параметр, який приймає значення 1, якщо сигнал присутній, і значення 0, при відсутності сигналу.

Критерій виявлення сигналу базується на порівнянні порога h_0 з відношенням функцій правдоподібності F

$$l = \frac{F(\eta|H_1)}{F(\eta|H_0)} = e^{\left\{ \frac{2}{N} \int_0^T \eta(t)s(t)dt - \frac{1}{N} \int_0^T s^2(t)dt \right\}} \frac{H_1}{H_0} \geq h_0 \quad (3.2)$$

де H_1 , H_0 - гіпотези наявності і відсутності сигналу. При $l > h_0$ приймається рішення про присутність сигналу, при $l < h_0$ про його відсутність.

Байєсівський критерій - критерій мінімуму середнього ризику [75, 76]

$$R = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} P_{pr}(H_i) L_{ij} \int_G W(x|H_i) dx$$

де P_{pr} -імовірність виникнення події (гіпотези H_i), L_{ij} - матриця втрат, $W(x|H_i)$ – умовна щільність імовірностей (функція правдоподібності)

Критерій Котельникова - ідеального спостерігача [75, 76]

$$\hat{i} = Arg \max \{P(H_i)W(x|H_i)\}$$

де $\hat{i}$ – відношення правдоподібності.

Критерій Неймана-Пірсона [78, 80]

$$\Lambda_{1,0} = \frac{W(x|H_1)}{W(x|H_0)} > \delta$$

де δ – поріг порівняння.

Таким чином радіоприймач повинен прийняти радіосигнал як ансамбль функцій часу $\{X(t)\}$, який є випадковим процесом, що складається з набору функцій $x_n(t)$, званих реалізацією процесу (вибіркової функцією).

У процесі прийому даного ансамблю повідомлень на вході радіоприймача присутні перешкоди, які так само мають імовірнісний (випадковий) характер. Тому якість прийнятого сигналу, а, отже, і отриманої інформації, має імовірнісних характер.

Розглядаючи РР в ТШ, можна зробити припущення, що виникнення РЗ, в конкретному випадку, пов'язане з інтерференцією прямого радіопромменя і відбитих променів, переданого радіосигналу. Так само необхідно враховувати, що процес приходу радіопромень в точку прийому не є стаціонарним (сталим) і може

змінюватися випадковим чином від будь-якого впливу, тобто є імовірнісним процесом.

Такий процес може бути заданий на дискретній множині значень часу t ($t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$) - випадковою послідовністю. Тоді випадковий процес $X(t_n)$ приймає в цих точках значення 1 з ймовірністю p_1 і значення 0 з ймовірністю $p_0 = 1 - p_1$. Процес прийому може бути неперервним у часі $-\infty < t < \infty$, або заданий на кінцевій ділянці, наприклад $-T/2 < t < T/2$, фінітного процесу.

Процес прийому послідовності елементів інформаційного повідомлення може бути незалежним. Коли поява чергового елемента не залежить від попереднього елемента. Дана послідовність називається послідовністю Бернуллі [77].

$$P(a_{i_1}^{(1)}, a_{i_2}^{(2)}, \dots, a_{i_n}^{(n)}) = P(a_{i_1})P(a_{i_2}) \dots P(a_{i_n})$$

Коли в послідовності інформаційних елементів є залежність появи чергового елемента від попереднього, то в цьому випадку дана послідовність є ланцюгом Маркова [77].

$$P(a_{i_k}^{(k)} | a_{i_1}^{(1)}, a_{i_2}^{(2)}, \dots, a_{i_{k-1}}^{(k-1)}) = P(a_{i_k}^{(k)} | a_{i_{k-1}}^{(k-1)})$$

Розглянутий приклад дуже добре відповідає інформаційному сигналу, має протокольну структуру, де кожен інформаційний елемент має своє, чітко визначене місце.

Беручи до уваги викладений матеріал в [77], визначаємо, що процес, у якого математичне сподівання і дисперсія не залежать від часу, а функція кореляції від різниці $t_2 - t_1 = \tau$, але не від самих значень t_1 і t_2 , називається стаціонарним в широкому сенсі. Якщо реальні сигнали розглядати на протязі не надто тривалого часу, то їх можна описати стаціонарними процесами.

Таке наближення можна дати і сигналам сучасного цифрового зв'язку, де наступний елемент залежить від попереднього.

На рисунку 3.6 представлені чотири реалізації випадкових процесів.

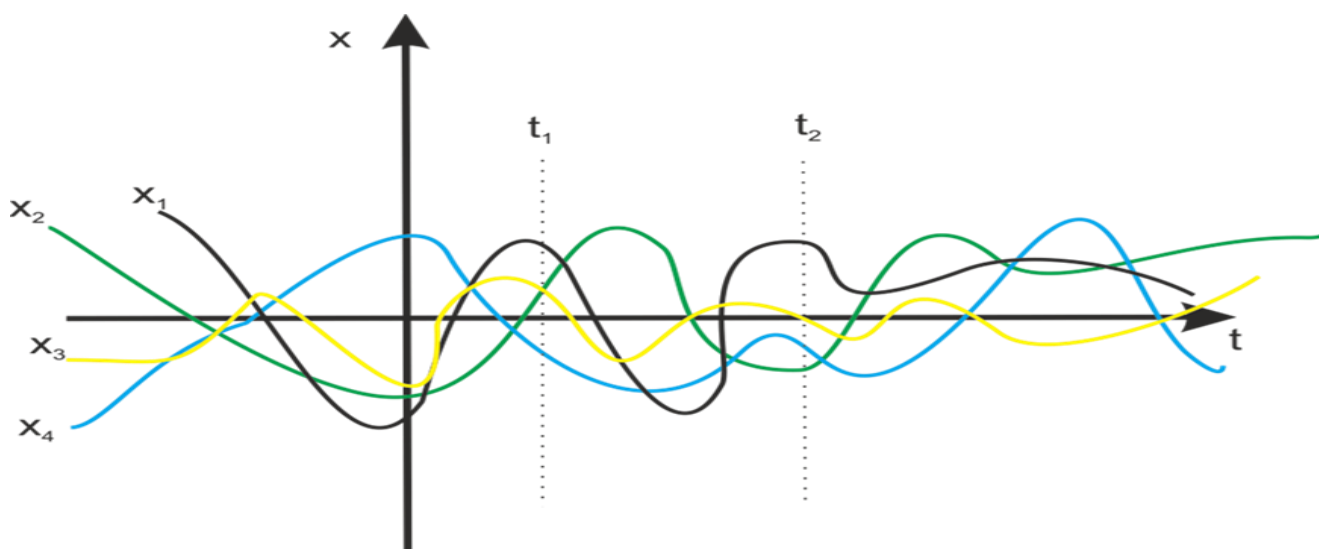


Рисунок 3.6 – Реалізація випадкових процесів.

Дані процесу характеризують складові інформаційного сигналу, що надходять на вхід радіоприймача. Інтервал $t_1 - t_2$ - визначає тимчасової прийому реалізацій інформаційного сигналу, як випадкового процесу в якому достовірність інформації має високу ймовірність. Іншими словами цей інтервал відповідає тривалості елемента ППД інформаційного радіосигналу

Виходячи з такого припущення визначаємо середнє значення випадкового процесу по часу. Для фінітного процесу визначаємо постійну складову

$$\overline{X(t)} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} X(t) dt \quad (3.3)$$

$$\overline{X(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} X(t) dt \quad (3.4)$$

де t_1, t_2 є тривалістю сигналу, а T - періодом сигналу.

З (3.3) і (3.4) видно, що постійна складова не залежить від часу, а її значення залежать від реалізації сигналу.

В [77] виведена потужність змінної складової випадкового процесу

$$\widetilde{X^2}(t) = \begin{cases} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} X^2(t) dt \\ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} X^2(t) dt \end{cases}$$

для фінітного і нефінітних сигналів відповідно.

Так як імовірності параметри виявлення радіосигналу не включають окремо жодний з параметрів радіосигналу, то ці параметри кожен окремо не залежать від імовірності виявлення радіосигналу. Тобто інформаційні параметри радіосигналу цілком залежать від імовірності виявлення радіосигналу в комплексі як складові цього сигналу.

3.5 Параметри модуляції радіосигналу

Важливим параметром корисного інформаційного радіосигналу є його модуляція, завдяки якій на структуру радіосигналу накладається інформація, яку потрібно передати.

Модуляція - зміна параметрів модульованого (несучого) радіосигналу за допомогою модулюючих сигналів відповідно до визначеного алгоритму, з метою передачі будь-якої інформації [23].

$$s(t, u) = a_i e^{j2\pi\Delta f t} e^{j\Theta} \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} s_n^{(i)} g(t - (n-1)T - \varepsilon T), \quad 0 \leq t \leq NT$$

Види модуляції:

- аналогова (амплітудна модуляція, амплітудна модуляція з одного бічний смугою, квадратурна, фазова, частотна і інші)
- цифрова (розширення спектра - DSSS, THSS і інші; мультиплексування - TDM, CDM, FDM і інші)
- імпульсна (імпульсно-кодова, широтно-імпульсна, фазово-імпульсна і інші)

Визначення типу модуляції радіосигналу є обчислення функції кореляції між відомою функцією модулюючих ознак і радіосигналом, що проводиться на основі відомого (апріорного) набору модулюючих ознак, характерних для того чи іншого типу модуляції, і не залежать від невідомих параметрів сигналу.

$$R_M = \frac{1}{E_s} \int_0^T s(t) S(t) dt \quad (3.5)$$

де E_s - енергія сигналу, $S(t)$ - функція відомих модулюючих ознак.

На підставі (3.5) обчислюємо математичне очікування

$$M = \frac{2E}{N} (1 - R_M)$$

і дисперсію

$$D = \frac{4E}{N} (1 - R_M)$$

де N – кількість прийнятих пакетів.

Із аналізу [20, 49] випливає, що прийняти тип модуляції за ознаки «свого» радіосигналу неможливо, оскільки тип модуляції є імовірнісною величиною. Тобто крім імовірності виявлення і прийняття радіосигналу взагалі, маємо ще і імовірності визначення модуляції. Це значно ускладнює ІСР і не виключає прийняття віддзеркаленого радіосигналу замість прямого – «свого».

3.6 Спектральний аналіз радіосигналів - амплітуда радіосигналів

Найкраще для мети аналізу радіосигналу підходить спектральний апарат обробки сигналів, тому що:

- при спектральній обробці не важлива інформація, що передається з допомогою цього сигналу, а цікавить отримання інформації щодо структури радіосигналу;
- є можливість аналізу тонкої структури побудови радіосигналу;
- при спектральній обробці радіосигналів використовується статистичний аналіз, що дозволяє використовувати більш ширший набір математичних інструментів для визначення «свого» радіосигналу.

На основі проведеного аналізу визначено, що найбільш інформативною є спектральна група параметрів [37,59,61]

Спектральні параметри радіосигналу сигналу розбити на дві групи:

- частотний спектр
- фазовий спектр

На теперішній час, для аналізу радіосигналу існує багато типів спектрального перетворення:

- Одновимірне перетворення Фур'є

$$\dot{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt$$

Та його різноманітні типи

- віконне перетворення Фур'є

$$\dot{F}(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)w(t - \tau)e^{-i\omega t} dt$$

- дискретне перетворення Фур'є

$$\dot{F}(k) = \sum_{n=0}^{N-k} s(n)e^{-i\frac{2\pi}{N}nk}$$

та інші перетворення Фур'є

- швидке перетворювання Фур'є

$$b_i = \sum_{j=0}^{q-1} \varepsilon_N^{i/j} \left(\sum_{k=0}^{p-1} \alpha_{kq} + j\varepsilon_p^{kiq} \right)$$

- Перетворення Габора

$$\dot{G}(T, \tau) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^{1/4}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma^2}} e^{-i2\pi\frac{t}{T}} dt$$

- Перетворення Лапласа

$$\dot{S}(p) = \int_0^{\infty} s(t)e^{-pt} dt$$

- Вейвлет перетворення

$$W(a, b) = |a|^{-\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \gamma\left(\frac{t-b}{a}\right) dt$$

та його різновиди

- Перетворення Хартлі

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \text{cas}(\omega t) dt$$

ядро Хартлі – $\text{cas}(t) = \sqrt{2} \cos\left(t - \frac{\pi}{4}\right)$

Метою всіх перетворень є отримання моделі сигналу, та відповідно, точне значення його параметрів у вигляді спектру або чисельних характеристик.

Під поняттям спектру сигналу будемо розуміти розкладення радіосигналу на коефіцієнти ряду Фур'є, або будь-якого іншого, що використовується при статистичній обробці радіосигналів [58].

Також, відповідно до контексту викладення матеріалу, під поняттям спектру радіосигналу треба розуміти графічне зображення коефіцієнтів ряду розкладення, що використовується для обробки радіосигналу [58], рисунок 3.7.

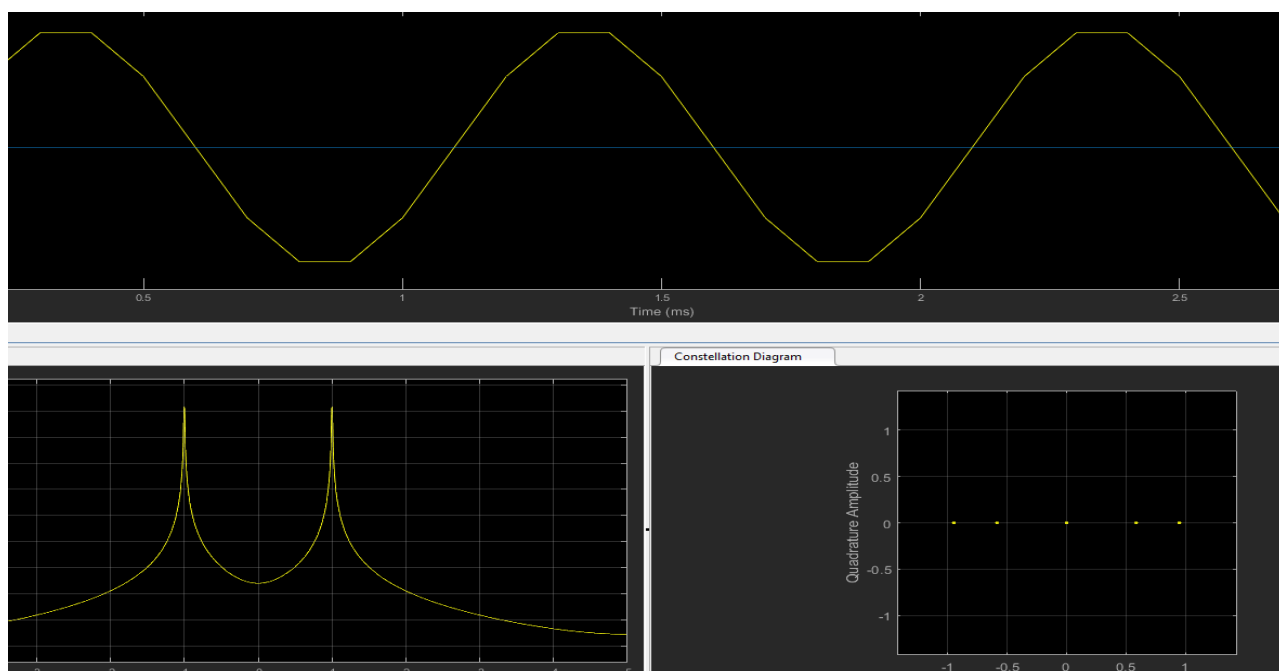


Рисунок 3.7 – Простий радіосигнал частотою 1000 Гц та його частотний і фазовий спектри.

Будь-яку періодичну функцію $f(t)$ можна записати у вигляді

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_1 t - \Theta_n)$$

де $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ - основна частота, сукупність значень C_n - спектр амплітуд, сукупність значень Θ_n - спектр фаз. Кожне значення C_n - зветься гармонікою.

Амплітуда сигналу $A(t)$ - максимальне значення величини ЕМП.

$$s(t) = A(t) \cos(\omega t - \varphi)$$

На основі проведеного аналізу наведених перетворень, було визначено, що по критерію оцінки: швидкість обробки-якість (кількість) отриманих інформаційних результатів, найбільше всього підходить перетворення Фур'є.

Запишемо сигнал $s(t)$ через узагальнений ряд Фур'є

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t))$$

коефіцієнти ряду Фур'є $a_k = A_k \cos \varphi_k$; $b_k = A_k \sin \varphi_k$, $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ - амплітуда сигналу.

У комплексному вигляді амплітуда радіосигналу записується

$$A_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\omega_1 t} dt$$

Нескінченно малі амплітуди складових визначаються

$$A_m = c |S(\omega)| d\omega, \quad c = \frac{1}{2\pi}$$

звідки

$$|S(\omega)| = \frac{A_m}{cd\omega}$$

відображає частотну щільність амплітуд складових сигналу, або, іншими словами, це амплітуда, віднесена до нескінченно малої смуги частот.

Функція правдоподібності для амплітуди має вигляд

$$\frac{d}{d\hat{a}} \ln F(\hat{a}) = \frac{2}{N} \int_0^T [\eta(t) - \hat{a}s(t)] dt = 0$$

рішення

$$\hat{a} = \frac{1}{E} \int_0^T \eta(t)s(t)dt, \quad E = \int_0^T s^2(t)dt$$

Зсув оцінки амплітуди $M\{\hat{a}\} = a_0$ - незміщена дисперсія оцінки $D_{\hat{a}} = \frac{N}{\tau_i}$ і відносна дисперсія оцінки амплітуди

$$\frac{D_{\hat{a}}}{a_0^2} = \frac{1}{2E/N}$$

Сигналу з випадковою початковою фазою, функція правдоподібності

$$F(a) = ce^{-\frac{\tau_i a^2}{2N}} I_0 \left(2a \frac{X}{N} \right)$$

де I_0 - функція Бесселя

Для великих відносини сигнал шум маємо $\hat{a} \simeq \frac{2X}{\tau_i}$ оцінка амплітуди залежить від значення обвідної амплітуди радіосигналу

Аналіз джерел [58–61], показує, що на подання частотного спектра великий вплив мають методи обробки сигналу. Тобто метод фільтрації сигналу - тип вікна фільтра. Немає універсального типу віконної обробки, що усі параметри частотного спектру, тобто амплітуду сигналу та його частоту, вирахувати з достатньою точністю. Завжди точність визначення одного із параметрів, наприклад

амплітуди радіосигналу, приводить до погіршення точності другого параметру – частоти.

3.7 Фазові характеристики радіосигналів- фазовий спектр

Фаза відноситься до неенергетичних параметрів радіосигнала. Для сигналу

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0)$$

Запишемо розкладання в ряд Фур'є

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

Фазовий спектр має вигляд

$$\varphi_n = \arctg \frac{-b_n}{a_n}$$

Функція

$$q_s(\varphi) \simeq \frac{2E}{N} \cos(\varphi - \varphi_0) \quad (3.6)$$

На підставі (3.6) обчислюємо дисперсію оцінки початкової фази

$$D_{\varphi} = \frac{N}{2E}$$

вона обернено пропорційна відношенню сигнал/шум, і не залежить від амплітудної і фазової модуляції.

Рівняння правдоподібності для такого радіосигналу

$$\int_0^T \eta(t) \sin(\omega t + \hat{\varphi}) = 0$$

Тоді оцінка фази радіосигналу дорівнює

$$\hat{\varphi} = -\arctg \frac{\int_0^T \eta(t) \sin(\omega t) dt}{\int_0^T \eta(t) \cos(\omega t) dt} \quad (3.7)$$

Із (3.7) фаза сигналу є функцією кругової частоти і часу. При розповсюдженні радіосигналу в ВЗП, частота може змінюватися на Доплерівську добавку частоти і на якість передачі інформації ця добавка не впливає. Тобто при БППР закон змінення фази не залежить від значення величини ЕМП і пройденої відстані радіопроменем. Таким чином у ВЗП де існують ЕМП, створені заданим джерелом цього поля, фаза електромагнітних коливань змінюється по відомому правилу, що встановлюється цим джерелом. Тобто закон зміни фази може бути параметром радіосигналу по якому можливо провести ІСР. І це можливо зробити з досить великою точністю.

Кожна з цих двох складових спектральних параметрів радіосигналу, частотний і фазовий спектри, може застосовуватися для визначення «свого сигналу». Так в частотному спектрі досить отримати точну частоту кожного радіопромня і за найменшим відхиленням від еталонної частоти провести ІСР. Те ж саме в принципі необхідно виконати і в фазовому спектрі - за найменшим відхиленням (відмінності) фазового малюнка від еталонного сигналу провести ІСР. Але досягнути необхідної точності легше обробляючи фазовий спектр. Якщо брати точність обчислення 1%, то при обчисленні в частотному спектрі точність від 2400 МГц складе 24 МГц, при обчисленні фазового спектра, точність в цьому випадку складе 3,6°. Іншими словами при ширині смуги пропускання каналу 10 МГц, що б наблизитися до точності обчислення частоти радіопромня до його ширини смуги пропускання необхідно мати точність 0,042%, що в фазовому спектрі точність обчислення буде відповідати 0,15°.

Для підтвердження цього розглянемо рисунки 3.7 і 3.8. На них представлено два простих сигнали, що відрізняються зсувом частоти на 10 Гц. Візуально на частотному спектрі різниця не помітна, але її добре видно на фазовому спектрі.

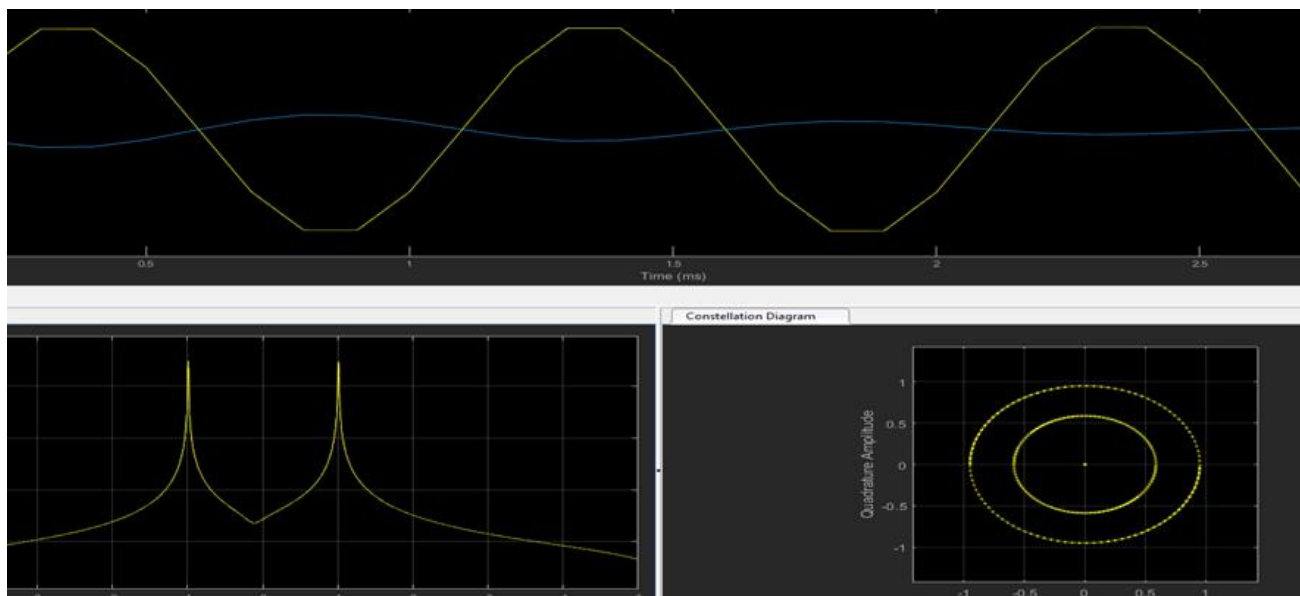


Рисунок 3.8 – Простий радіосигнал частотою 1010 Гц та його частотний і фазовий спектри.

Таким чином обчисливши значення складових Фур'є перетворення що до фазового спектра двох реалізацій радіосигналу і зрівнявши їх значення, легко знайти відмінності між ними.

3.8 Фазове сузір'я радіосигналу

На основі проведеного аналізу визначено, що фазовий спектр, відображений на фазовій площині, так зване просторова діаграма або інакше «фазове сузір'я» (ФС), найбільш всього підходить для ІСР [79, 80].

Розглянемо докладніше ФС. Як наведено [73], на радіосигнал в передавальному пристрої виявляється велика кількість негативних впливів, що призводять до фазових спотворень. Зазвичай це є недоліками конструктивної збірки радіопристроїв та технологічними особливостями виготовлення радіодеталей. Подібні негативні впливи мають місце і в приймальному радіоканалі, але до відбитку сигналу вони не мають відношення і тому не розглядаються.

Таким чином негативні впливи в передавальному радіотракті можна розглядати як моделюючий впливу на основний радіосигнал, що в кінцевому підсумку призводять до міні фазових модуляцій випромінювального радіосигналу. Зазвичай ці модуляції є паразитними.

Проведемо короткий аналіз цих спотворень і покажемо взаємозв'язок фазових і частотних спотворень [73].

Для простого гармонійного коливання

$$a(t) = A_0 \cos \varphi(t) \quad (3.8)$$

набіг фаз за кінцевий проміжок часу, при постійній кутовій частоті, дорівнює

$$\varphi(\Delta t) = \omega_0(\Delta t)$$

Отже набіг фази за будь-який проміжок часу пропорційний цьому проміжку, при незмінній кутовій частоті. Звідси можна отримати кутову частоту

$$\omega_0 = \frac{\Delta \varphi(t)}{\Delta t} \quad (3.9)$$

Вираз (2.34) наочно показує, що частота є швидкість зміни фази.

Можна перейти до складнішого коливання, де частота є функцією часу

$$\varphi(\Delta t) = \int_{t_1}^{t_2} \omega_0(t) dt \quad (3.10)$$

$$\omega_0(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3.11)$$

Нагадаю $\omega_0(t) = 2\pi f(t)$. І відповідно миттєва кутова частота і миттєва частота коливання.

На підставі (3.10) і (3.11) повну фазу високочастотного коливання в момент часу t можна визначити

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta_0 \quad (3.12)$$

Перший доданок в правій частині (3.12) визначає набіг фази від початку відліку до розглянутого моменту t , θ_0 - початкова фаза коливань ($t = 0$).

В такому випадку (3.8) можна записати у вигляді

$$a(t) = A_0 \cos [\varphi(t) + \varphi(t) + \theta_0] \quad (3.13)$$

Вирази (3.12) і (3.13) встановлюють зв'язок між зміною частоти і фази і вказує на спільність двох різновидів кутовий модуляції - частотної та фазової.

Модифікуємо (3.12) стосовно радіопередавачів де роль часового відрізка грає кількість функціональних модулів $n = 1, 2 \dots N$, що є складовими модулями радіопристрою

$$\varphi(n) = \int_0^N \omega(n) dn + \theta_0 \quad (3.14)$$

де dn - характеризує неоднозначність (нерівномірність) внесеної зміни фази кожним складовим елементом радіосигнали пристрою. Вираз (3.13) на виході з передавального пристрою перепишемо у вигляді

$$a(t) = A_0 \cos [\varphi(t) + \varphi(n) + \theta_0] \quad (3.15)$$

Таким чином вираз (3.15) несе в собі індивідуальний відбиток. І як було сказано вище і показано [73] в залежності від методів обробка сигналу в радіоприймальному пристрої, відбиток радіосигналу можна розглядати як сукупність (суміш) фазових або частотних паразитних (завадових) складових радіосигналу.

Для повного уявлення відбитка радіосигналу необхідно враховувати вплив радіоканалу. З урахуванням раніше викладеного теоретичного матеріалу з розповсюдження електромагнітних коливань і особливостей розглянутих умов РР, необхідно врахувати зміни фази сигналу внесених кількістю віддзеркалювань даного радіосигналу, при його проходженні по радіоканалу

$$\varphi(\kappa) = \int_0^K \omega(\kappa) d\kappa + \theta_0 \quad (3.16)$$

де $\kappa = 1, 2, \dots, K$ - кількість віддзеркалювань радіосигналу в радіоканалі.

Отже (3.15) набуває вигляду

$$a(t) = A_0 \cos [\varphi(t) + \varphi(n) + \varphi(\kappa) + \theta_0] \quad (3.17)$$

Виходячи з того, що чинників мініспотворень фази може бути декілька, (3.17) запишемо в кінцевому вигляді

$$a(t) = A(t) \cos(\omega t + [\theta_0 + \varphi_1(t) + \sum_i \varphi_{2,i}(n_i) + \sum_j \varphi_{3,j}(k_j)]) \quad (3.18)$$

Вираз (3.18) враховує всі складові, що дають внесок як на формування корисних (інформаційних) змін в радіосигналі, так і тих, що вносять паразитні (завадові) фазові модуляції.

Модулювання процесів, які зображені на рисунках, доводять, що для вирахування значень відбитку «свого» радіосигналу необхідно обчислити менше число складових, щодо ФС, ніж необхідно обчислити складових частотного спектру.

При спектральній обробки радіосигналу можна отримати хороший результат при отриманні «свого» радіосигналу і при частотної обробці. Можливо цей відбиток буде більш точний, ніж фазовий відбиток. Але для досягнення необхідної точності знадобиться великий ресурс обчислювальних потужностей або досить тривалий проміжок часу [47, 62, 81, 82, 83, 84]. Обчислювання фазового спектру потребує меншу кількість обчислювальних ресурсів і як наслідок мають більшу швидкодію обробки даних та споживають меншу кількість енергії від джерела енергоживлення.

Кожен радіосигнал на виході радіопередавача має набір міні фазових модуляцій, що не впливають на інформаційні характеристики радіосигналу, але формують його індивідуальний фазовий портрет – ФС. Це ФС має ті самі властивості, що і ФС сучасних методів цифрової модуляції радіосигналів [22, 23, 46, 70, 79]. Це дозволяє вираховувати чисельні значення точок ФС на фазовій площині методами, що застосовуються в сучасних радіопристроях при обробці прийнятого радіосигнала.

На рисунках 3.9–3.12 наведені різноманітні приклади модульованих радіосигналів. На них зображено осцилограма, частотний і фазовий спектр, що розкладені на фазовій площині – ФС.

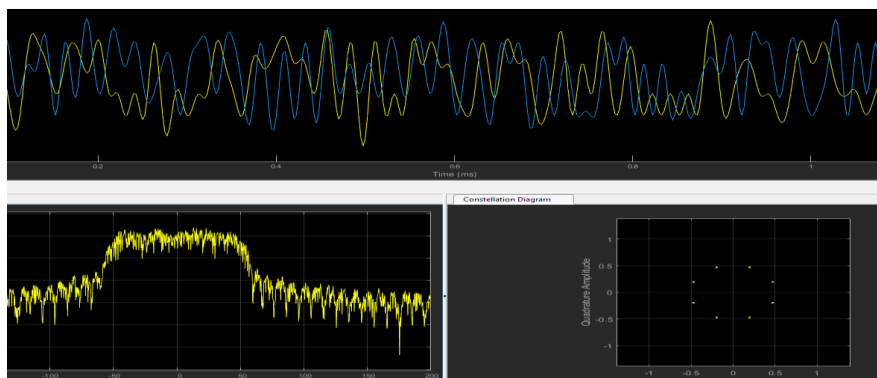


Рисунок 3.9 – Радіосигнал з PSK модуляцією і з заданою початковою частотою.

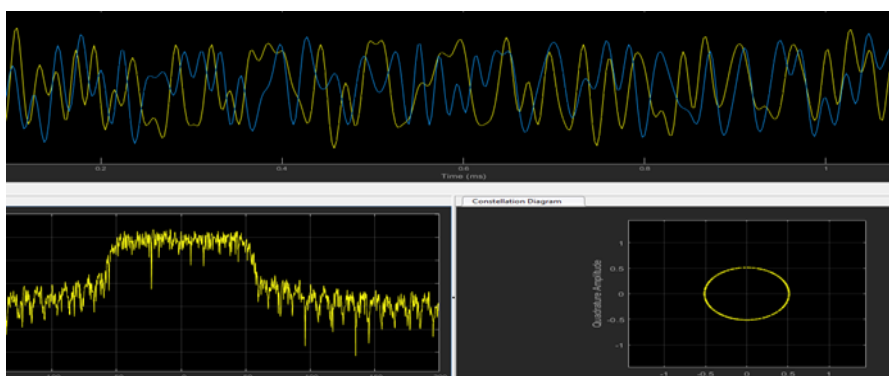


Рисунок 3.10 – Радіосигнал з PSK модуляції і з зсувом частоти на 100 Гц від початкової частоти.

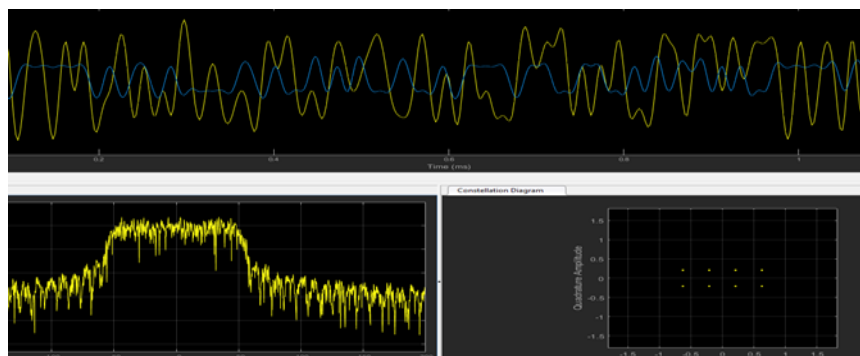


Рисунок 3.11 – Радіосигнал з QAM модуляцією і з заданою початковою частотою.

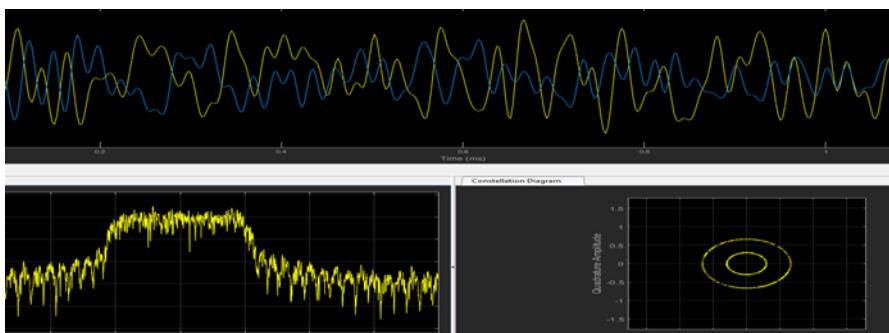


Рисунок 3.12 – Радіосигнал з QAM модуляцією і з зсувом частоти на 100 Гц від початкової частоти.

Враховуючи те, що в прийнятому ансамблі радіосигналів, із-за умов розповсюдження в замкненому просторі, можлива відсутність прямого радіосигналу, тобто такого, що дійшов від радіопередавача до радіоприймача без віддзеркалювання, то задача ІСР зводиться до знаходження такого радіосигналу, ФС якого найбільш всього подібно до справжнього.

3.9 Обчислювання фазового спектру дискретного радіосигналу

На рисунку 3.13 представлена блок-схема типового побудови сучасного радіопередавача. В загальному випадку до його складають блок *DSP*, в якому формується інформаційний сигнал, *DAC* – цифро-аналоговий перетворювач, *LO* – генератор несучої частоти, $\pi/2$ - формувач ортогональної частоти, *M1*, *M2* – змішувачі (модулятори), *PA* – вихідний підсилювач потужності, *AS* – антенна система.

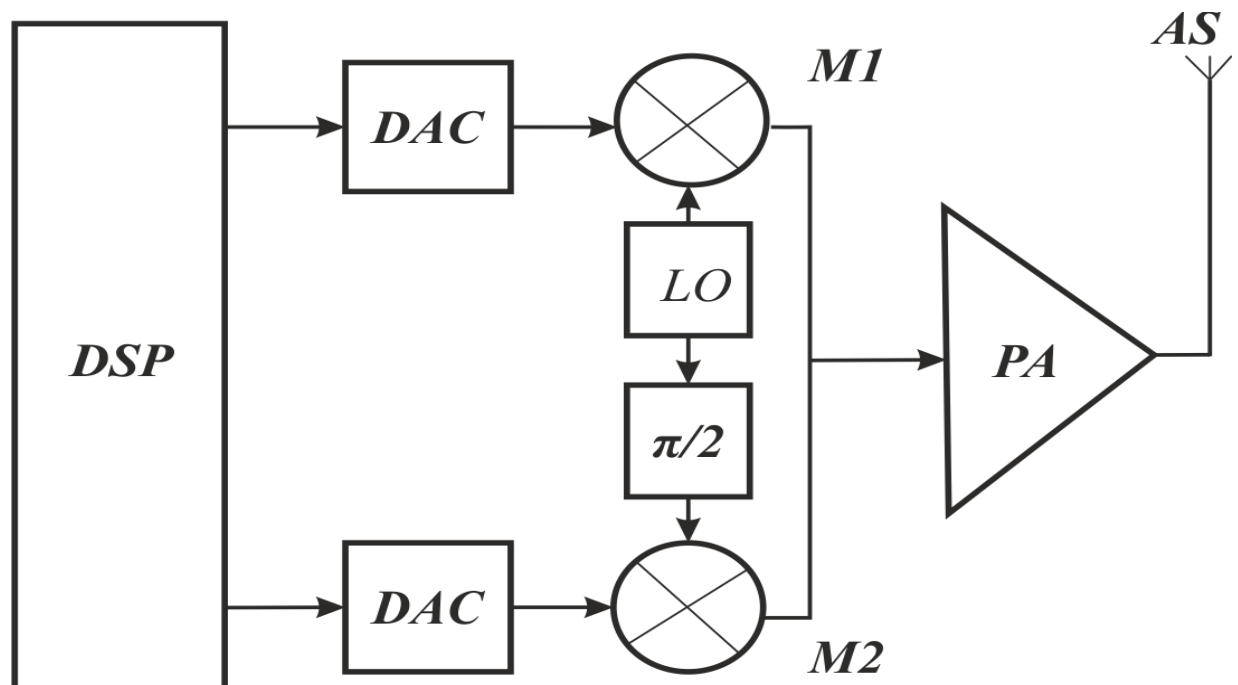


Рисунок 3.13 – Типова побудова сучасного радіопередовального пристрою.

Крім заданого значень фази сигналу, обумовленого особливостями модуляції, до фазового портрету випромінювального сигналу додаються міні фазові спотворення, що виникають у наступних блоках радіопередавача [85 – 89]:

- Гармонійні спотворення DAC (цифро-аналоговий перетворювач)
- фазових шумами генератора LO (опорний генератор)
- незбалансованість змішувачів
- Нелінійними спотвореннями РА (підсилювач потужності)
- Затримкою в антено-фідерному тракті

Все це накладає на радіосигнал свої неповторні особливості, властиві лише цьому радіопередавачу. Формує своєрідний «відбиток пальця». Процес обчислювання розглянуто в наступному пункті.

Процес обробки фазового спектру з метою ІСР зображено на рисунку 3.14.

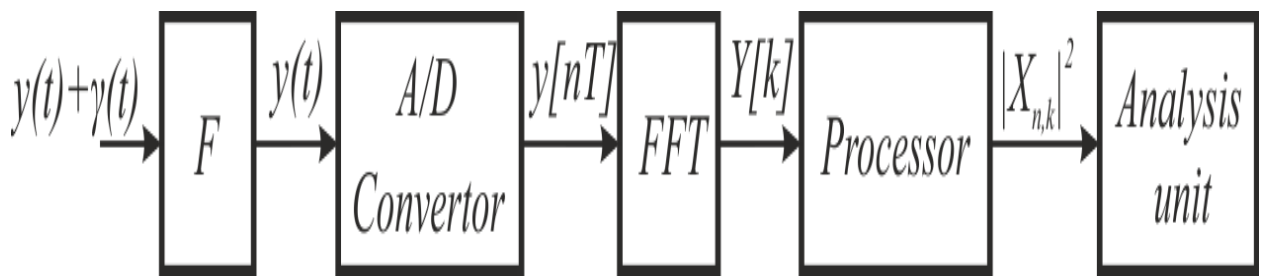


Рисунок 3.14 – Процес обробки фазового спектру

На вхід приймально-обчислювального пристрою подається вхідний радіосигнал, що є суміш корисного радіосигналу $y(t)$ та радіозавади $\gamma(t)$

$$s(t) = y(t) + \gamma(t)$$

Сигнал $y(t)$ після фільтрації F і аналого-цифрового перетворення в A/D -перетворювачі представимо в дискретній формі як періодограму часового ряду

$$s[nT] = y[nT]$$

де n -кількість отриманих відліків, $T = 1/f_s$ - період дискретизації, f_s - частота

дискретизації по Нейквісту, $y[nT]$ - гармонійний сигнал перетворений у дискретний вигляд

$$y[nT] = U_0 + U \cos([\omega + \varphi + \Delta\varphi](nT))$$

де U_0 - постійна складова, U - амплітуда, ω -кутова частота, φ -початкова фаза, $\Delta\varphi$ - набіг фаз за рахунок спотворень у радіотракті передавача.

При використанні швидкого перетворення Фур'є (блок *FFT*) для N вибірок

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y[nT] e^{-i2\pi kn/N}$$

Враховуючи, що

$$Y[k] = Re[k] + iIm[k] = Y[k] e^{-i2\pi kn/N}$$

отримуємо дискретний фазовий Фур'є-спектр [49], який на фазовій площині має вид

$$\Psi(k) = \bigcup_{n=0}^{N-1} X_{n,k} \quad (3.19)$$

$$\text{де} \quad X_{n,k} = \arctg \frac{Im[C_{n,k}]}{Re[C_{n,k}]} \quad (3.20)$$

N – кількість точок ДПФ, C_n - коефіцієнт ряду Фур'є.

Блок *Processor* вираховує і максимізує значення фази. Звичайний метод визначення максимальних значень - це максимізація квадрата норми функції

$$|X_{n,k}|^2 = \frac{2}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \arctg \frac{Im[C_n]}{Re[C_n]} \right|^2 \quad (3.21)$$

Блок *Analysis Unit* аналізує отриманий ансамбль значень $|X_{n,k}|^2$, вибирає те, що має найменше значення похибки. Це проходить як процес порівнює отриманого значення з еталонним значенням ФС – тобто вирішується задача ІСР

3.10 Метод адаптивної ідентифікації радіосигналу – метод «смуга»

Задача процесу ІСР є знаходження таких значень фази, які найбільш відповідають фазовому портрету «свого»- еталонного радіосигналу. В даному випадку, задача ідентифікації подібна до вирішення задач синтезу адаптивного регулювання, і зводиться до побудови кінцево-збіжних алгоритмів (КЗА) та описується наступними теоретичними засадами [94 – 97].

Нехай $\{\beta\}$ -гільбертовий простір, $\beta \in \{\beta\}$ – вектор підналаштованих параметрів, $t = 0, 1, \dots$ - дискретний час, $\varphi_t(\beta), \psi_t(\beta)$ - дійсні функції. Нехай існує правило Θ , згідно якого кожному з векторів $[\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{t-1}] = \beta_0^{t-1}$ ставиться у відповідність дві функції [90]

$$\varphi_t(\beta) = \Phi_t(\beta, \beta_0^{t-1}), \quad \psi_t(\beta) = \Psi_t(\beta, \beta_0^{t-1})$$

Рекурентні нерівності (РН)

$$\varphi_t(\beta) \geq 0 \quad (3.21)$$

$$\psi_t(\beta) \geq 0 \quad (3.22)$$

називають умовною та безумовною відповідно. В задачах адаптивного керування нерівність (3.21) є ціллю керування, а нерівність (3.22) описує обмеження для можливих значень вектора β_t підналаштовуваних параметрів та використовується не завжди.

Нехай задана множина $\{\beta\}^0$ початкових значень вектора β_0 підналаштовуваних параметрів і правило

$$\beta_{t+1} = T_t(\beta_0^t, \varphi_0^t, \psi_0^t), \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (3.23)$$

де $\varphi_0^t = \{\varphi_0(\beta), \dots, \varphi_t(\beta)\}, \quad \psi_0^t = \{\psi_0(\beta), \dots, \psi_t(\beta)\}$

Правило (3.23) ставить у відповідність набору β_0^t і наборам функцій φ_0^t, ψ_0^t значення β_{t+1} . Тоді для заданих $\beta_0 \in \{\beta\}^0, \varphi_0(\beta), \psi_0(\beta)$ послідовно визначаються $\beta_1, \varphi_1(\beta), \psi_1(\beta), \beta_2, \varphi_2(\beta), \psi_2(\beta)$ і т.д., де нерівності (3.21), (3.22) заздалегідь не задані та виникають послідовно в часі, після чергової дії алгоритму (3.23).

Таким чином правило (3.23) є КЗА рішення РН (1) та (3.22), якщо для всіх t виконано (3.22) при $\beta = \beta_t$, і якщо існує такий момент часу t_x , що для $t \geq t_x$ виконується нерівність (3.21) при $\beta = \beta_t$ і вектори β_t не змінюються $\beta_{t_x} = \beta_{t_x+1} = \dots$. Тобто КЗА, задає рішення деякого числа заздалегідь не заданих РН, причому на кожному кроці рішення повинно вибиратися із області, що визначається також виникаючими РН.

Запропоновано метод ідентифікації «свого» радіосигналу базується на вищезгаданих теоретичних засадах і заснований на рішенні РН, які в евклідовому просторі $\{\beta\}$ мають вигляд

$$\eta[n] = |(a[n], \beta[n]) + \alpha[n]| \leq \varepsilon \quad (3.24)$$

де $n = 0, 1, 2, \dots$ - число вибірки із множини a , котре оцінюється, β - ваговий вектор, $\beta[n] \in \{\beta\}$, $(a[n], \beta[n])$ є скалярним добутком векторів a і β , $\alpha > 0, \varepsilon > 0$ - дійсні числа.

Нерівності (3.24) при фіксованому n визначають зону (смугу) між двома паралельними площинами в просторі $\{\beta\}$. Смуги (3.24) є апіорно невідомими. Існує алгоритм («смуга»), який за розрахунковим значенням $\beta[n]$ «відправляє» вектори $a[n]$ в зону, визначену (3.24). Відповідно до дискретних значень $a[n]$ виконується корекція значень вектора, наприклад, таких як

$$\beta[n] = \begin{cases} \beta[n-1], & \text{if } |\eta[n-1]| \leq \varepsilon \\ \beta[n-1] - \lambda[n-1]\eta[n-1]|a[n-1]|^{-2}a[n-1] & \text{інші} \end{cases} \quad (3.25)$$

Якщо нерівність (3.25) істинна, то вектор $\beta[n]$ не змінюється, а інакше він проектується на площину $(a[n], \beta[n]) + \alpha[n] = 0$, розташовану всередині смужки (3.24). Дія алгоритму (3.25) показана на рисунку 3.15.

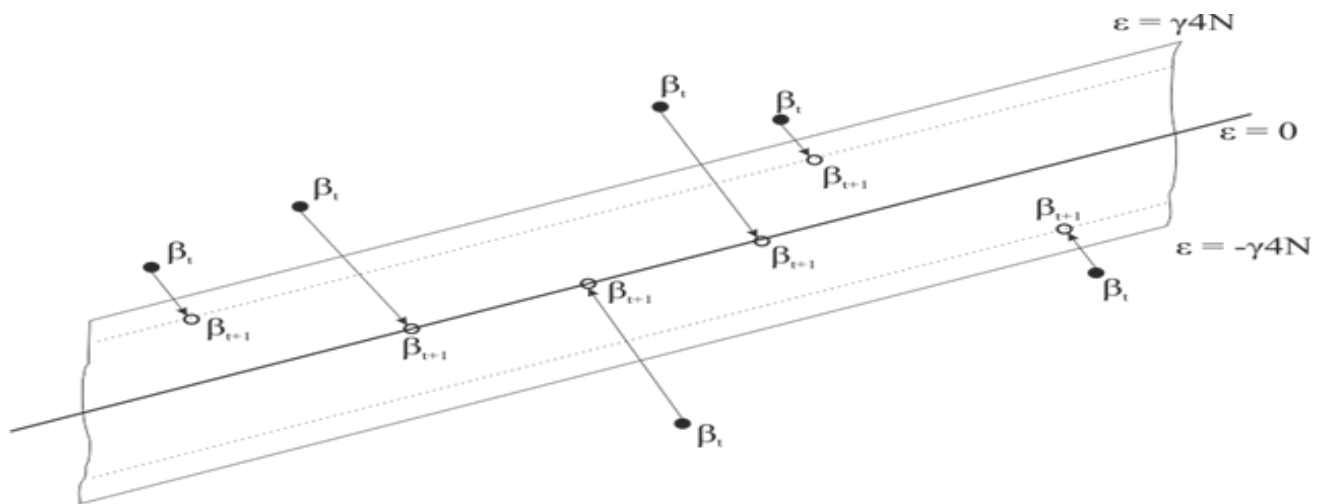


Рисунок 3.15 – Дія алгоритму "смуга".

Запропоновано метод ІСР у вигляді (3.25), де

$$\eta[k] = |\Psi[k]|^2 - |\Psi[k-1]|^2$$

Тут $\Psi[k]$ є елементом із серії відліків послідовності фаз, точкою ДПФ (рівняння (3.19)), коефіцієнт настройки

$$\beta[k] = e^{-\frac{2\pi kn}{N}}$$

де n - число відліків Фур'є перетворення, відповідає значенню оцінки, $a[k] = \Psi[k]$, і ε - досить мале значення. Число γ задається з інтервалу $0 < \gamma' \leq \gamma[k] \leq \gamma'' < 2$, щоб задовольнити вимогу $\beta[k] > 0$. Алгоритм (3.25) вирішує наступну нерівність

$$|\sum_i^n(\psi[k], \beta[k]) - \eta[k]| \leq \varepsilon \quad (3.26)$$

В інтервалі $1 \leq k \leq [(N-1)/2]$. Її викликаємо значення фази визначається співвідношенням $\varphi = N^{-1} \ln(\beta)$.

Запропонований алгоритм оцінки має той же порядок помилок, що і в методі найменших квадратів з об'ємом вибірки N [82], але дозволяє прискорити процес обчислювання.

Застосування цього методу стосовно ІСР на засадах фазового спектру наведено у наступному пункті.

3.11 Дія методу адаптивної ідентифікації «свого» радіосигналу

ІСР засновано на КЗА – засади якого є вирішення безкінцевого числа заздалегідь незаданих РН, де кожне рішення повинно вибиратись із області, що визначається також виникаючими РН. Для виконання цього алгоритму будемо рахувати, що для радіосигнала виду

$$s(t) = y(t) + \gamma(t)$$

виконуються наступні умови:

- 1) $s(t)$ стаціонарний, ергодичний, випадковий процес з $M\{\gamma(t)\} = 0$ і $M\{\gamma^2(t)\} < \infty$;
- 2) водиться σ -алгебра подій F_t породжуваних $\{\gamma_s; s \leq t\}$, при цьому $M\{\gamma(t) | F_{-\infty}\} = 0$;
- 3) функції спектральної щільності $f(\omega)$ відповідає функції $\chi(t)$ для частоти радіосигналу.

Алгоритм визначення «свого» радіосигналу в умовах багатопробного розповсюдження та інтерференційних перешкод засновано на порівнянні еталонного цифрового зображення «фазового сузір'я» з «фазовим сузір'ям» прийнятого радіосигналу по одному з каналів адаптивного панорамного радіоприймача.

$$\Psi \equiv \Psi(k) = \begin{cases} A_1(\Psi(k-1), 0) & \text{якщо } \eta(n, 0) < \varepsilon \\ A_2(\Psi(k-1), \lambda/8) & \text{якщо } \eta(n, \lambda/8) < \varepsilon \\ A_2 \Rightarrow A_1 & \text{якщо } \eta(n, 0) \text{ или } \eta(n, \lambda/8) > \varepsilon \end{cases} \quad (3.27)$$

- Центральний канал співпадає з основною полосою частот радіосигнала (подія A_1)

$$\begin{aligned} \eta(k, 0) &= |\Psi[k] - \Psi[k-1]|^2 = |A_1[k-1, 0] - \Psi[k-1]|^2 = \\ &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (X_{n,k} - X_{n,k-1})^2} \end{aligned} \quad (3.28)$$

$\eta(k, 0)$ - полоса ідентифікації

- Один з додаткових каналів с співпадає з основною полосою частот (подія

$$A_2) \eta(n, \lambda/8) < \varepsilon$$

- Ні один з каналів не співпадає з полосою радіосигнала
 - довжина радіохвилі збільшується на заздалегідь обрану величину зсуву $F_W \leq F_x \leq \lambda/8$, де F_x - значення частоти, на величину якої зміщений другий канал;
 - подія A_2 стає подією A_1 ;
 - процес пошуку частоти триває.

Процес ідентифікації повторюється до тих пір, поки значення обчисленого фазового сузір'я сигналу $\Psi(k)$ із заданою точністю співпадає зі значенням еталонного фазового сузір'я Ψ .

Дія цього методу зображено на рисунку 3.16. Він складається з процесу швидкого перетворення Фур'є FFT , для отримання значення $\Psi[k]$, зрівняння $Comparator$, для отримання значень вектора $\beta[k]$, перетворювання значень вектора $\beta[k]$ в коригуюче значення фази $\varphi[k]$, ідентифікації $Identifier$, для отримання значень $|\Psi[k]|^2$, коли значення $\Psi[k]$ знаходяться у смузі дозволених похибок ε .

Дія методу полягає в тому, що на основі алгоритму (3.23) з множини значень векторів $\beta[i]$, що відповідають значенням векторів зміни фази прийнятого сигналу,

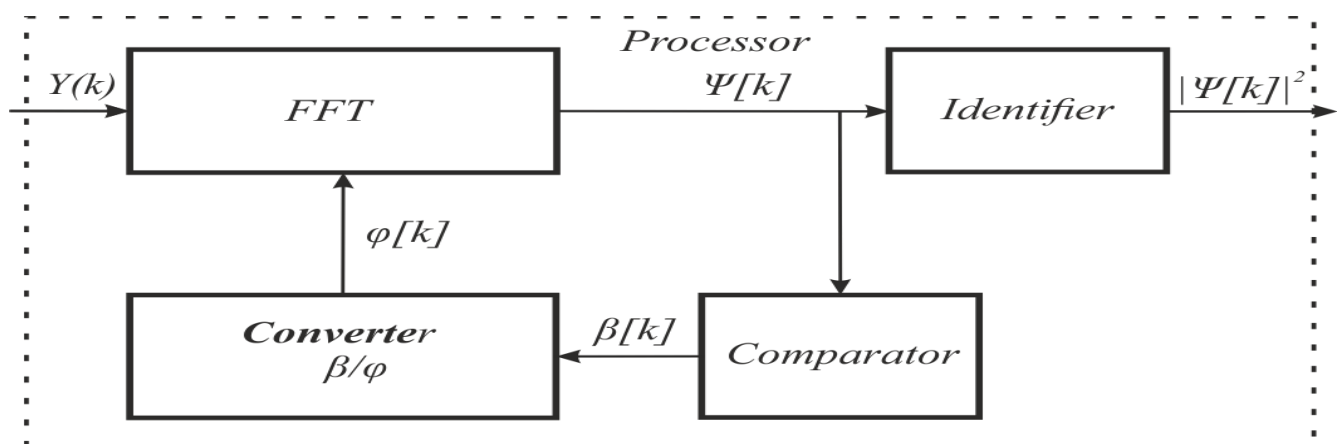


Рисунок 3.16 – Дія методу ідентифікації фаз.

По відношенню до значень фази «свого» радіосигналу ФС, які знаходяться у полосі, що формується згідно (3.24), ширина якої визначає задану похибку, відбираються ті, що задовольняють (3.26), згідно алгоритму (3.25). Тобто вектор $\beta[i]$ має найменше значення, а звідси і значення фазового вектору $\Psi[k]$, має мінімальне відхилення.

3.13 Ідентифікації «свого» радіосигналу

При ІСР використовується кілька етапів відбору, для кожного із них існує свій метод. Всі вони мали на меті підготувати вхідну інформацію, що була отримана з вхідного радіосигналу, до вирішення основної задачі – ІСР методом зрівняння еталонного фазово з ФС отриманого радіосигналу в умовах БПР та ІРЗ.

Критерій ІСР базується на порівнянні порогу h_0 з відношенням правдоподібності [38,53]

$$l = \frac{F(\eta|H_1)}{F(\eta|H_0)} \frac{H_1}{H_0} \geq h_0 \quad (3.29)$$

де H_1, H_0 - гіпотези наявності і відсутності сигналу. При $l > h_0$ приймається рішення про присутність сигналу, при $l < h_0$ – про його відсутність.

Параметр l є неенергетичним, тому буде дійсним правило визначення

$$z(\hat{X}) = \max z(x) \quad (3.30)$$

де $\hat{X}$ - оцінка невідомого параметру x .

Відповідно до правила (3.30), коли за сформованим списком отриманих сигналів, шуканий параметр відповідає його максимальному значенню можна запропонувати декілька алгоритмів пошуку максимуму, до яких можна віднести: прямий перебір, створення дерева пошуку та хеш-функції [91, 92].

Алгоритм прямого перебору при пошуку максимуму записується у формі

$$\hat{l} = \max_{\underline{l} \leq l \leq \bar{l}} l(n) \quad (3.31)$$

де n – відлік вибірки порівняння сигналів. Метод є тривалим при великій кількості сигналів, оскільки пошук проводиться порівнянням пар сусідніх значень амплітудно-частотного спектра, починаючи з першого відліку у списку. За методом створюється послідовність $l_1 < \dots < l_N$. Обчислювальні витрати методу оцінюються асимптотичною верхньою оцінкою $O(N^2)$ [91, 92].

Прискорити час пошуку можна проходженням по дереву, якщо представити створюваний набір вибірки порівнянь бінарним деревом, рисунок 3.7. Виконання алгоритму сортування здійснює прохід по дереву від кореню до шуканого листа.

Відповідно до рисунку 3.17 максимальне значення співвідношення функцій правдоподібності l_m знаходиться за маршрутом $l_4 < l_{m34} < \dots < l_{m-p} < l_m$. Початкова значення співвідношення функцій правдоподібності обирається довільно з інтервалу $\underline{l} \leq l \leq \bar{l}$. Порівняння відбувається із співвідношення функцій правдоподібності сусідніх інтервалів.

Оскільки набори функцій правдоподібності не повторюються, в наборі завжди є максимальні та мінімальні значення. За деревом максимальне значення знаходиться не порівнянням сусідніх відліків, а сусідніх інтервалів. Верхня асимптотична оцінка обчислювальних витрат визначається як $O(N \lg N)$, яка є меншою ніж пряме перебирання за (3.31) при великих N .

Якщо уявити, що набір порогових значень функції правдоподібності зберігається в комірках певної області пам'яті, а шуканий параметр l_m займає певну комірку, то можна обчислити частоту l_m шляхом введення так званої «хеш-функції» $h(l_m)$, яка встановлює відповідність між значенням шуканого параметру та полями хеш-таблиці, утвореної комірками пам'яті $U [0 \dots M-1]$

$$h(l_m) \xrightarrow{T} U[0, 1, \dots, m-1] \quad (3.32)$$

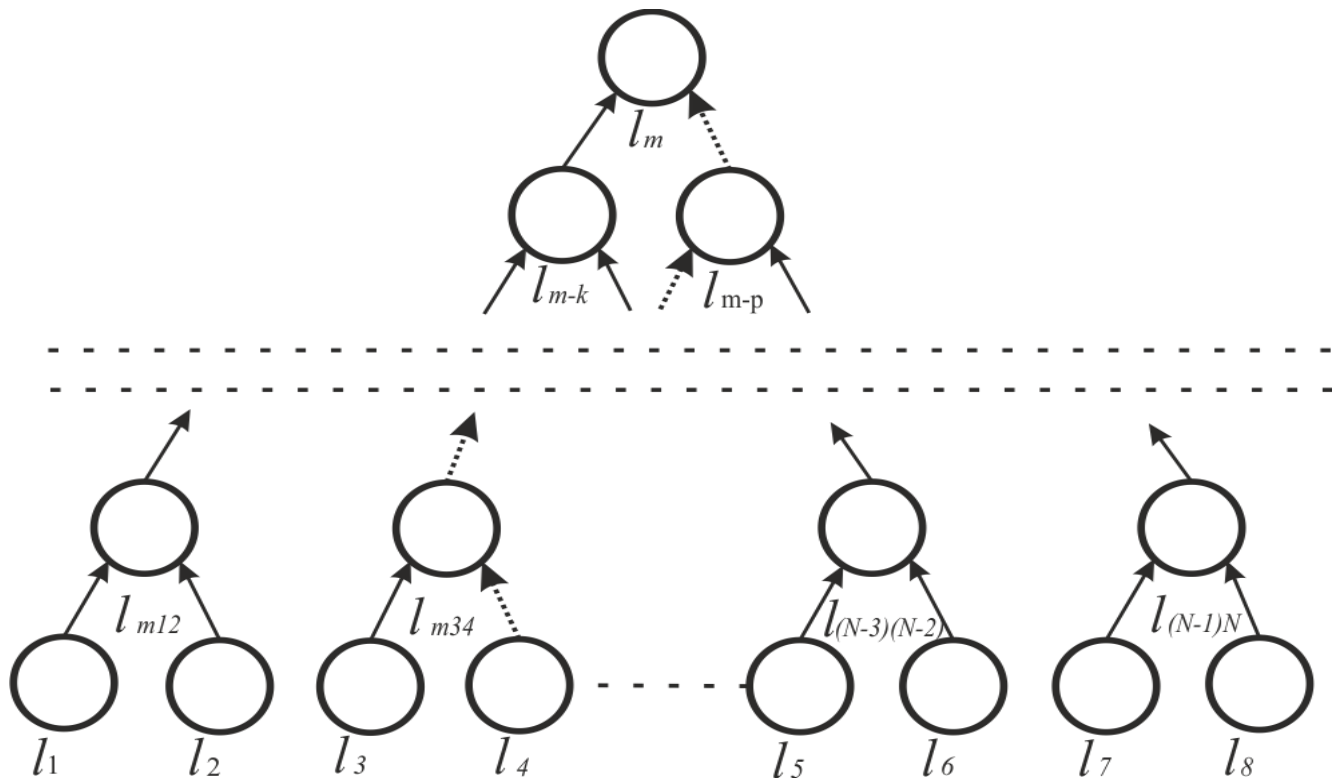


Рисунок 3.17 – Пошук по бінарному дереву

Використання хеш-функції значно пришвидшує пошук інтервалу, в межах якого знаходиться шукана частота. Один з варіантів такої функції може бути поданий записом визначення залишку від ділення на інтервал припустимих комірок M :

$$h(\hat{l}) = \hat{l} \bmod M \quad (3.33)$$

Відповідно до (3.32) номер інтервалу $h(\hat{l})$ обирається для шуканого значення співвідношення функцій правдоподібності $\hat{l}$ з інтервалу M значень співвідношення функцій правдоподібності.

Відповідно до (3.33) можна значно скоротити час пошуку вимірюваного параметру. Але цей метод є придатним для вимірювання сигналів з відомими параметрами. Перевагою (3.33) є швидке обчислення, яке здійснюється за фіксований час та не залежить від обсягу інтервалу пошуку. Верхня асимптотична оцінка обчислювальних витрат цього підходу позначається $O(1)$ [91, 92].

Висновки

В розділі було вирішено наступне науково-прикладне завдання - запропоновано метод ідентифікації радіосигналів на основі критерію «збігу фазового портрету» з урахуванням Допплерівського зміщення частоти радіосигналу для забезпечення селекції свого радіосигналу.

Для цього були розглянуті та проаналізовані параметри радіосигналу та доведено, фазові спектральні характеристики найкраще підходять для вирішення цього завдання. Так як аналіз цього параметру показав, що на нього не впливає затримка радіосигнала, Допплерівський зсув частоти. А також фазовий спектр радіосигнала – ФС несе в себе інформацію про індивідуальні характеристики радіопередавача, що дає можливість для ідентифікації не тільки радіосистем, а і окремих передавачів сигналу.

Удосконалено метод ідентифікації радіосигналів на основі критерію «збігу фазового портрету». На відміну від існуючих, запропонований метод дозволяє програмно визначати Допплерівське зміщення частоти, що забезпечує селекцію свого радіосигналу, за рахунок чого досягається стійкий прийом сигналу, в тому числі і для випадку динамічних змін границі області розповсюдження.

Запропоновано використовувати три методи знаходження шуканого результату - прямий перебір, створення дерева пошуку та хеш-функції із ансамбля вхідних даних. Кожен із методів вибирається відповідно до умов технічного завдання на проектування та використання радіоприладу.

РОЗДІЛ 4 МОДЕЛЬ ОЦІНКИ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОГО НАВАНТАЖЕННЯ АДАПТИВНОГО ПАНОРАМНОГО РАДІОПРИЙМАЧА

4.1 Технологія SDR- Software Defined Radio

SDR-г – це радіопристрій, в якому майже всі функціональні вузли (за винятком широкосмугового високочастотного підсилювача) і процес обробки радіосигналу забезпечується програмними методами [52, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 100].

Перші розробки SDR-d проводились американськими військовими в межах проекту SpeakEasy. Цілю проекту було створення програмного забезпечення для емуляції більше ніж десяти існуючих військових систем радіозв'язку [96, 97, 98]. Другим завданням було підтримка будь-яких нових схем кодування і модуляції. На рисунку 4.1 наведена практична реалізація SDR-г.



Рисунок 4.1– SDR-приймач з полосою прийому радіосигналу 25-1750 МГц.

Цей SDR-г коштує 10-20 доларів США і є у вільному продажу. Він має наступні технічні характеристики: частотний діапазон 25-1750 МГц, динамічний діапазон 50 дБл, чутливість -80дБм, 8-разрядний АЦП. Розрядність АЦП визначає динамічний діапазон і чутливість радіоприймача. З допомогою відповідного

програмного забезпечення, здатен обробляти майже всі типи аналогових і цифрових типів модуляції радіосигналів, що використовуються у цьому частотному діапазоні.

Типова, класична, схема SDR-г побудови зображена на рисунку 4.2.

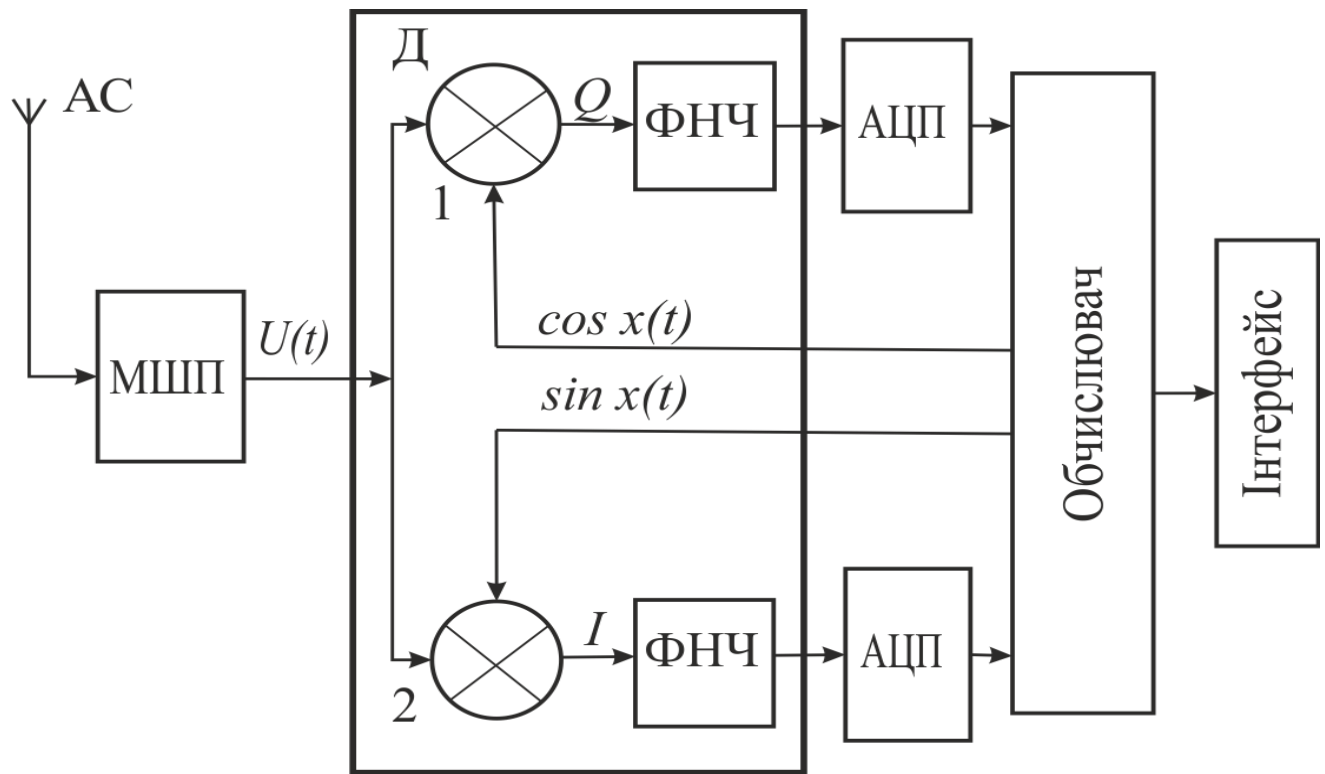


Рисунок 4.2 – Класична схема побудови SDR-приймача.

Розглянемо її. Перші блоки типові для радіоприймача- антена система (АС), малошумящий широкопasmовий підсилювач (МШП). Далі йде детектор (Д). З цього моменту і починається SDR-t.

У SDR-d використовується квадратурний детектор блок Д на малюнку. Квадратурний детектор відомий давно [101]. Принцип дії його засновано на уявленні вхідного радіосигнала у комплексній формі

$$u(t) = I \left(A(t) \cos(2\pi\omega(t) + \varphi(t)) \right) - Q \left(A(t) \sin(2\pi\omega(t) + \varphi(t)) \right)$$

де Q - квадратурна і I - синфазна складові радіосигналу.

Процес детектування полягає на перемноженні вхідного сигналу на два ортогональних сигнали, змінюваних по законам $\cos$ та $\sin$.

Уява радіосигналу у комплексній формі і виділення Q/I складових, дало можливість застосувати перетворення Фур'є для подальшої обробки сигналу. Поширення застосування квадратурного детектора обмежувалось вимогами мати два ідентичних конала обробки, що на дискретних аналогових елементах зробити важко.

Сучасні технології виробництва мікросхем і цифрової обробки сигналу *DSP* дозволило вирішити цю проблему. З квадратурного детектору складові сигналу подаються на аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Далі складові сигналу у вигляді цифрового потоку поступають на обчислювач де проходить подальша обробка сигналу.

Деякі характеристики приймача, наприклад динамічний діапазон, смуга пропуску, частотний діапазон знаходяться в залежності від характеристик АЦП – його розрядності та частоти перетворення (дискретизації). Яка визначається законом Нейквіста-Котельнікова як

$$F_d \geq 2F_s$$

де F_d – частота дискретизації, F_s – частота сигналу.

З іншої сторони розрядність АЦП і частота перетворення залежали від обчислювальних здатностей наявних обчислювальних процесорів.

Розвиток комп'ютерних технологій дав поштовх для появи комп'ютерних мов високого рівня, таких як *C++*, *C#*, *Java*, *Python* та інші.

Таким чином поява швидких обчислювальних процесорів, комп'ютерних мов високого рівня, розвиток теорії і технологій *DSP* [78 – 80], розвиток мікроелектроніки - поява швидких багато розрядних АЦП, зробило умови для можливості появи і розвитку SDR-t.

Використання SDR-t дозволяє позбавити радіопристрої наступних недоліків – зменшити габарити, вагу, енергоспоживання, спростити методи боротьби з дзеркальними каналами, то що.

Приведена на рисунку 4.2 схема побудови SDR-d має деякі вада властиві традиційним схемам. Наприклад придушення дзеркальних каналів має рівень 70-

80 дБл, але не придушує повністю. Це пов'язано з наявністю вхідною аналоговою частиною радіопристрою.

Щоб повністю позбавитись недоліків аналогових радіопристроїв і в повному обсязі використати переваги SDR-т треба оцифрування сигналу проводилась зразу після антени.

На теперішній час розроблено багато видів програмного забезпечення для SDR-d, як на принципах комерційного розповсюдження, так і на вільних платформах розповсюдження.

Найбільш відома і потужна комерційна платформа – MatLab [41,42,109,110].

До вільно розповсюджених платформ відносяться *HD SDR*, *SDR#*, *GNUradio* та інші [52, 93 – 102]. Найбільш поширені програмні мови *C*, *C++*, *Python*.

Серед виробників радіокомплектуючих лідируючі позиції займає американська компанія *Analog Devices*. Ця компанія має дуже вдалу розробку радіопроцесора AD9361, та лінію радіокомплектуючих для побудови радіопристроїв на базі цього радіопроцесора [108].

Американська компанія Xilinx до свого програмного забезпечення Vivado внесла зміни спеціально для розробок SDR-d на основі цих радіопроцесорів. Що дозволило радіоінженерам з усього світу дуже ефективно використовувати AD9361.

Наявність необхідних комплектуючих і відповідне програмне забезпечення на основі SDR-т дозволяє швидко розробляти необхідне обладнання відповідно до сучасних вимог [39] як по строках розробки так і по тестуванню зразків радіоприладів.

На рисунках 4.3, 4.4, 4.5 зображені приклади інтерфейсів вільного програмного забезпечення. Рисунок 4.3 – програма *SDR#*. Рисунок 4.4 - *GNUradio*. Рисунок 4.5 – інтерфейс налаштування модуля *FFT* (швидке перетворення Фур'є) програми *GNUradio*.

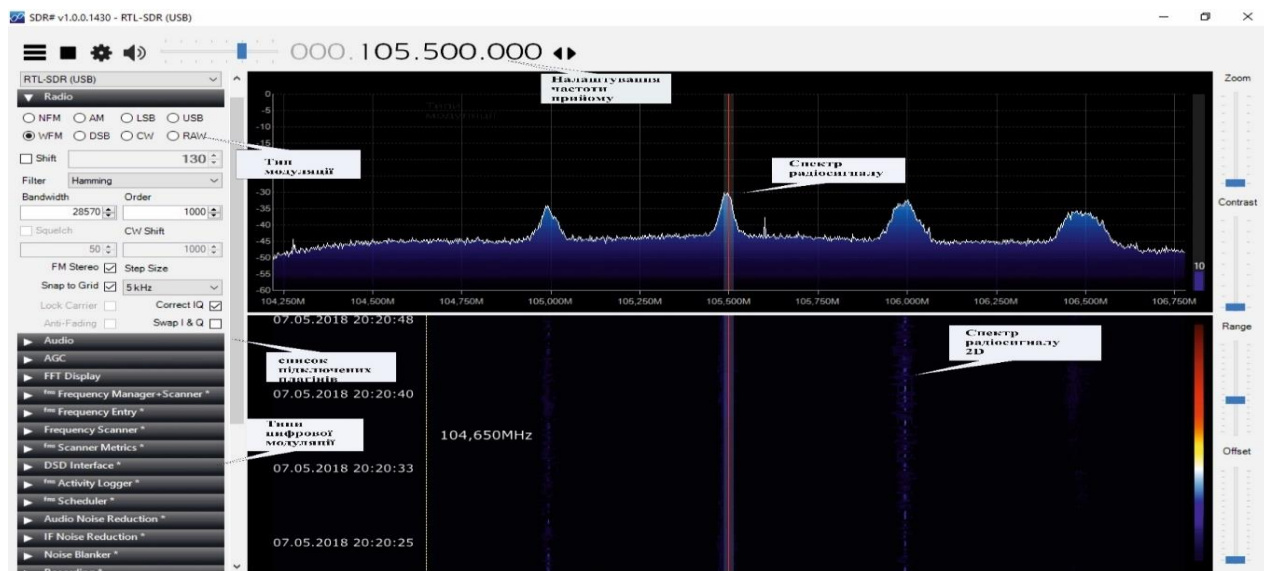


Рисунок 4.3 – Інтерфейс програми SDR# - FM радіоприймач налаштований на широкомовну радіостанцію на частоті 105,5 МГц.

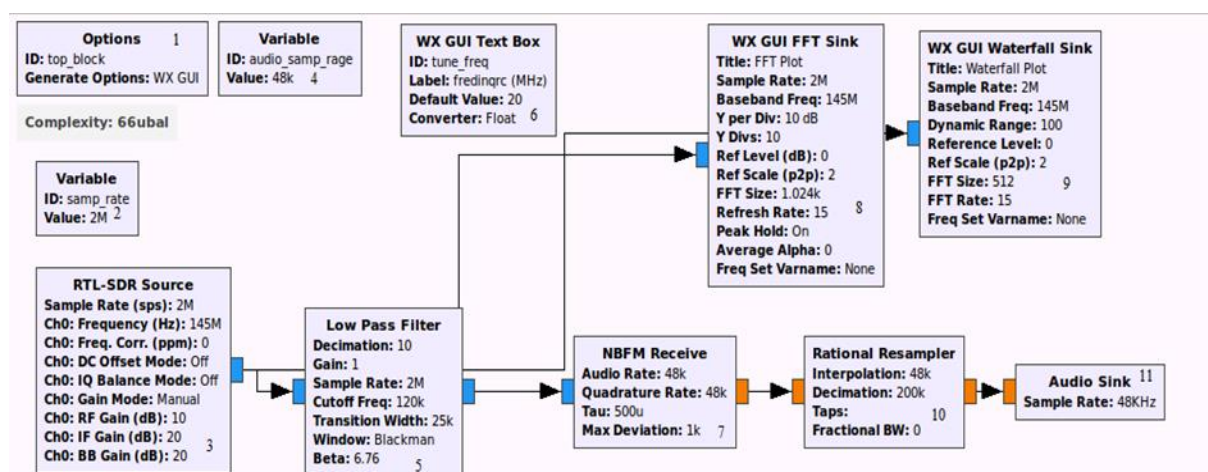


Рисунок 4.4 – Інтерфейс програми GNUradio - NFM радіоприймач на частоті 145 МГц.

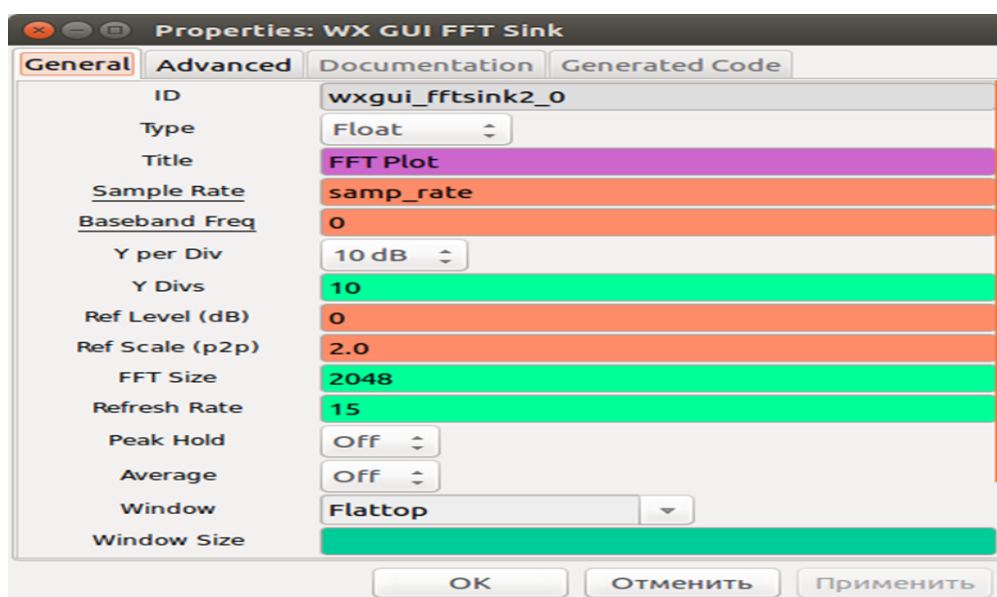


Рисунок 4.5 – Інтерфейс налаштування модуля FFT програми GNUradio.

Коротко розглянувши особливості SDR-t, стає зрозуміло чому для вирішення задачі прийому радіосигналу в умовах замкненого простору вибрано саме цю технологію для побудови радіоприймача.

4.2 Переваги SDR технології при створенні радіоприладів.

При створенні сучасних радіосистем крім основного завдання з метою якого створюється дана радіосистема, постає ще ряд технічних завдань, наприклад взаємодія з раніше створеними системами. Тому на етапі постанови техзавдання, підготовки до проектування потрібно притримуватись наступних принципів [39]:

- універсалізація – створення таких радіосистем, що дозволяє їх використання для прийому різних видів радіосигналів;
- уніфікація – створення радіосистем з використання таких блоків, вузлів, модулів, що мають можливість використання в інших системах;
- раціоналізація , що має на увазі скорочення часу на розробку, випробування, виробництво і в наступному модернізацію радіопристроїв.

Враховуючи високу вартість радіосистем, як окреме завдання постає можливість їх перепрограмування для вирішення нових завдань.

В теперішній час для вирішення вищезгаданих завдань використовується моделювання [109, 110].

Моделювання - це метод дослідження об'єкта шляхом побудови і дослідження його моделі, здійснюване з певною метою, і полягає в заміні експерименту з оригіналом експериментом на моделі [109, 110].

Моделювання базується на математичній теорії подібності, згідно з якою абсолютна подібність може мати місце лише при заміні одного об'єкта іншим, точно таким же. При моделюванні більшості систем (за винятком, можливо, моделювання одних математичних структур іншими) абсолютна подібність неможлива, і основна мета моделювання - модель досить добре повинна відображати функціонування модельованої системи

Існуючі види моделей і їх взаємозв'язок надано на рисунку 4.6 [109, 110].

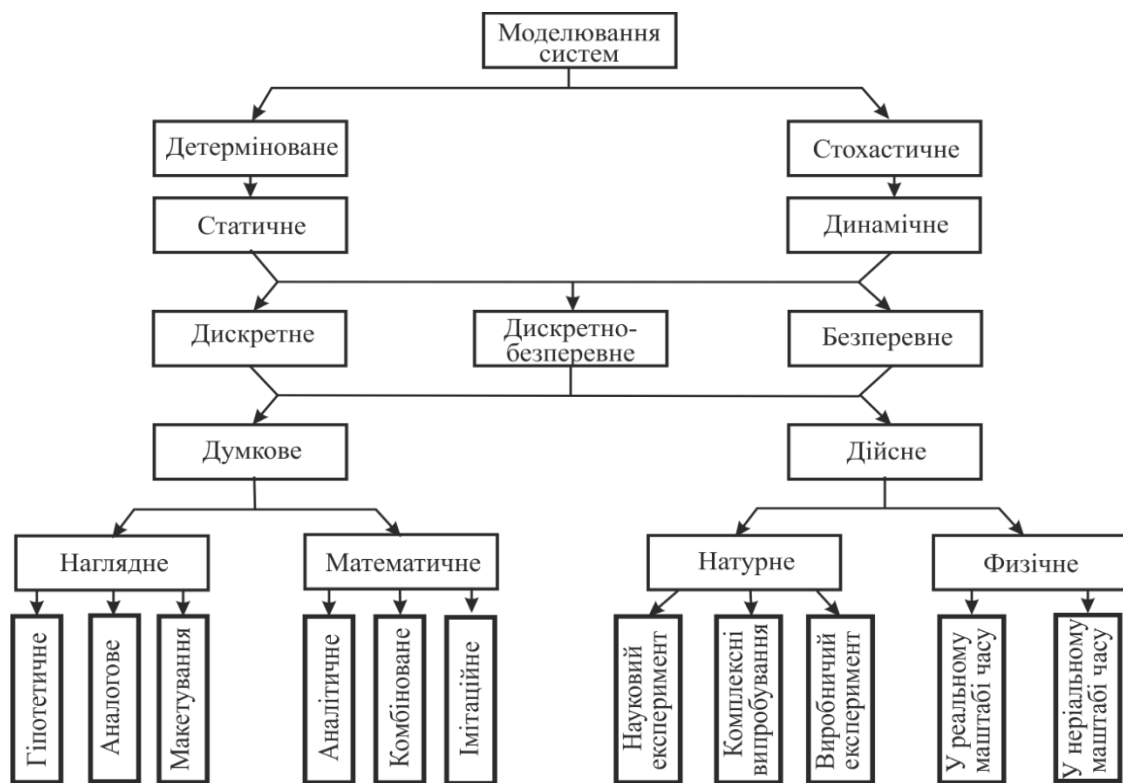


Рисунок 4.6 – Існуючі види моделей.

При створенні моделей потрібно дотримуватись наступних принципів [109, 110]:

1. Принцип інформаційної достатності. При повній відсутності інформації про об'єкт побудувати модель неможливо. При наявності повної інформації моделювання позбавлене сенсу. Існує рівень інформаційної достатності, при досягненні якого може бути побудована модель системи.

2. Принцип здійсненості. Створювана модель повинна забезпечувати досягнення поставленої мети дослідження за кінцевий час.

3. Принцип множинності моделей. Будь-яка конкретна модель відображає лише деякі сторони реальної системи. Для повного дослідження необхідно побудувати ряд моделей досліджуваного процесу, причому кожна наступна модель повинна уточнювати попередню.

4. Принцип системності. Досліджувана система подана в вигляді сукупності взаємодіючих між собою підсистем, які моделюються стандартними

математичними методами. При цьому властивості системи не є сумою властивостей її елементів.

5. Принцип параметризації. Деякі підсистеми модельованої системи можуть бути охарактеризовані єдиним параметром: вектором, матрицею, графіком, формулою.

На рисунку 4.7 наведено етапи моделювання і їх послідовність [109, 110].



Рисунок 4.7– Етапи моделювання.

Цілі моделювання:

- оцінка - оцінити дійсні характеристики проектованої або існуючої системи, визначити наскільки система пропонованої структури буде відповідати вимогам, що пред'являються;
- порівняння - зробити порівняння конкуруючих систем одного функціонального призначення або зіставити кілька варіантів побудови однієї і тієї ж системи;
- прогноз - оцінити поведінку системи при деякому передбачуваному поєднанні робочих умов;

- аналіз чутливості - виявити з великого числа факторів, діючих на систему тим, що в більшій мірі впливають на її поведінку і визначають її показники ефективності;
 - оптимізація - знайти або встановити таке поєднання діючих факторів і їх величин, яке забезпечує найкращі показники ефективності системи в цілому.
- Значно полегшує створення моделей – комп'ютерне моделювання

Комп'ютерне моделювання дає можливість:

- Розширити коло дослідницьких об'єктів - стає можливим вивчати не повторювані явища, явища минулого і майбутнього, об'єкти, які не відтворюються в реальних умовах;
- Візуалізувати об'єкти будь-якої природи, в тому числі і абстрактні;
- Досліджувати явища і процеси в динаміці їх розгортання;
- Керувати часом (прискорювати, уповільнювати і т.д);
- Здійснювати багаторазові випробування моделі, кожен раз повертаючи її в первинний стан;
- Отримувати різні характеристики об'єкта в числовому або графічному вигляді;
- Знаходити оптимальну конструкцію об'єкта, що не виготовляючи його пробних примірників;
- Проводити експерименти без ризику негативних наслідків для здоров'я людини або навколишнього середовища.

В дисертаційній роботі, для моделювання процесів і створення моделей радіопристроїв, будуть використовуватись дві програмні платформи моделювання– Matlab (від словосполучення матрична лабораторія) та GNUradio, що є вільною програмною платформою.

Як що використання Matlab має давню традицію при моделюванні радіопроцесів, наприклад при цифрової обробки радіосигналів DSP [74], то її використання як платформу моделювання SDR стало декілька років потому, в основному при використанні пакета Simulink.

GNUradio створювалась як платформа моделювання для потреб SDR.

У роботі [118] було продемонстровано можливість використання платформи GNUradio для побудови SDR пристроїв. І зроблено висновки, що моделі радіопристроїв створені з допомогою програмних платформ GNU-radio та Matlab відповідають та поєднують наступні типи моделей – гіпотетичне, аналогове, макетування, аналітичне, комбіноване, імітаційне, науковий експеримент, комплексні іспити, виробничий експеримент, у реальному масштабі часу, у нереальному масштабі часу.

Використовуючи ці два інструменти комп'ютерного моделювання є можливість поєднати гнучкі можливості моделювання з можливостями отримання повноцінного, діючого і практичного радіопристрою. На рисунку 4.8 показано кінцевий результат такого моделювання з використанням програмної платформи GNUradio. Де зображено амплітудне модулювання одного радіосигнала іншим моделювання з можливим регулюванням обох сигналів по частоті і амплітуді. Також змодельований інтерфейс спектроаналізатора з елементами керування процесом вимірювання частоти.

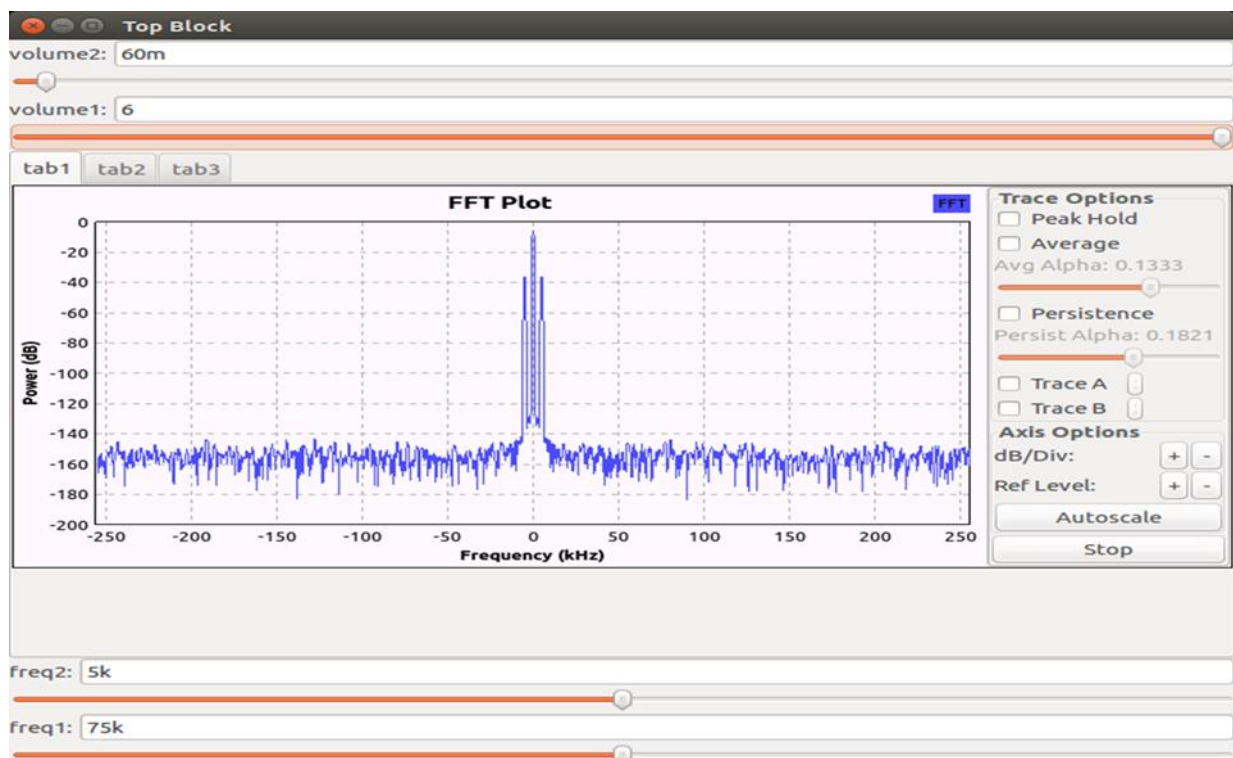


Рисунок 4.8 – Процес модулювання одного радіосигнала іншим.

4.3 Реалізація адаптивного панорамного приймача на засадах SDR.

В загальному вигляді ця схема адаптивного панорамного приймача на засадах SDR показана на рисунку 4.9.

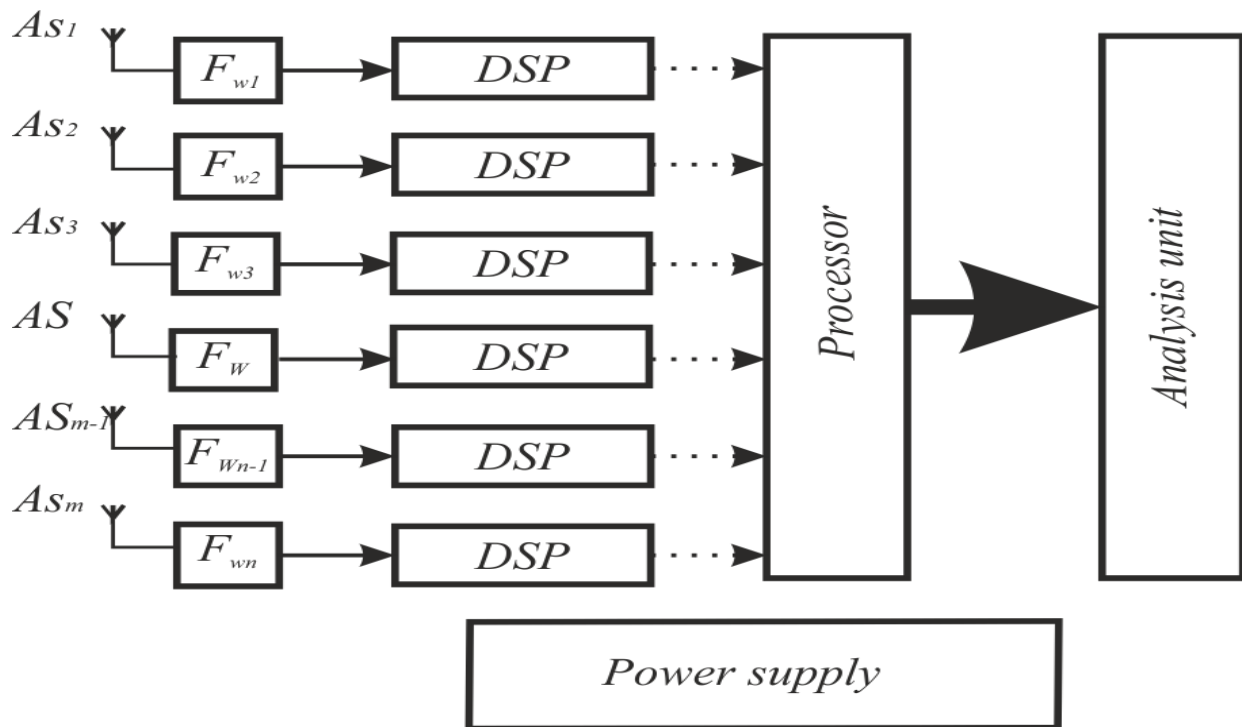


Рисунок 4.9 – Загальна схема побудови багатоканального радіоприймача.

Провівши аналіз джерел [34, 36, 42, 112, 113], та взявши до уваги матеріал викладений у розділах 2 і 3 стає вочевидь, що для вирішення проблеми стійкого прийому радіосигналу в умовах ТШ потрібен варіант побудови радіоприймача за схемою багатоканального прийому.

Прийом кожного окремого радіопромня, подальша його цифрова обробка виконується окремим виділеним радіоканалом. До складу окремого каналу входять антена система AS , смуговий фільтр F_w , канал цифрової обробки радіосигналу DSP , на виході якого отримаємо значення ФС радіосигналу, що був прийнятий в заданій смуговим фільтром полосі частот. В блоці *Processor* відбувається порівняння всіх отриманих ансамблей значень ФС, відокремлення найбільш відповідних до заданого алгоритму, значення яких надходять блоку *Analysis unit*. В цьому блоку відбувається порівняння результатів з контрольним

значенням приймається рішення про належність прийнятого радіосигналу до «свого» чи ні.

Даний варіант має наступні технічні проблеми:

- створення великої кількості фізичних каналів радіоприйому, від декількох одиниць до декількох десятків;
- це буде виражено в великих фізичних параметрах радіоприймача;
- спричинить суттєве енергоспоживання;
- виробництво ідентичних за параметрами радіоканалів;
- такі приймачі мають велику вартість.

При використанні приймачів реалізованих по SDR-t, перераховані вище проблеми приймального пристрою, а саме велике число фізичних каналів, розміром пристрою, ідентичність прийомних каналів, енергоспоживання, вартість, не будуть мати значення (багатоканальність, ідентичність каналів) або будуть значно зменшені (енергоспоживання, розміри, вартість).

Принцип формування багатоканальності у SDR-г викладено у [52, 93, 94, 105, 106] і зображено на рисунку 4.10.

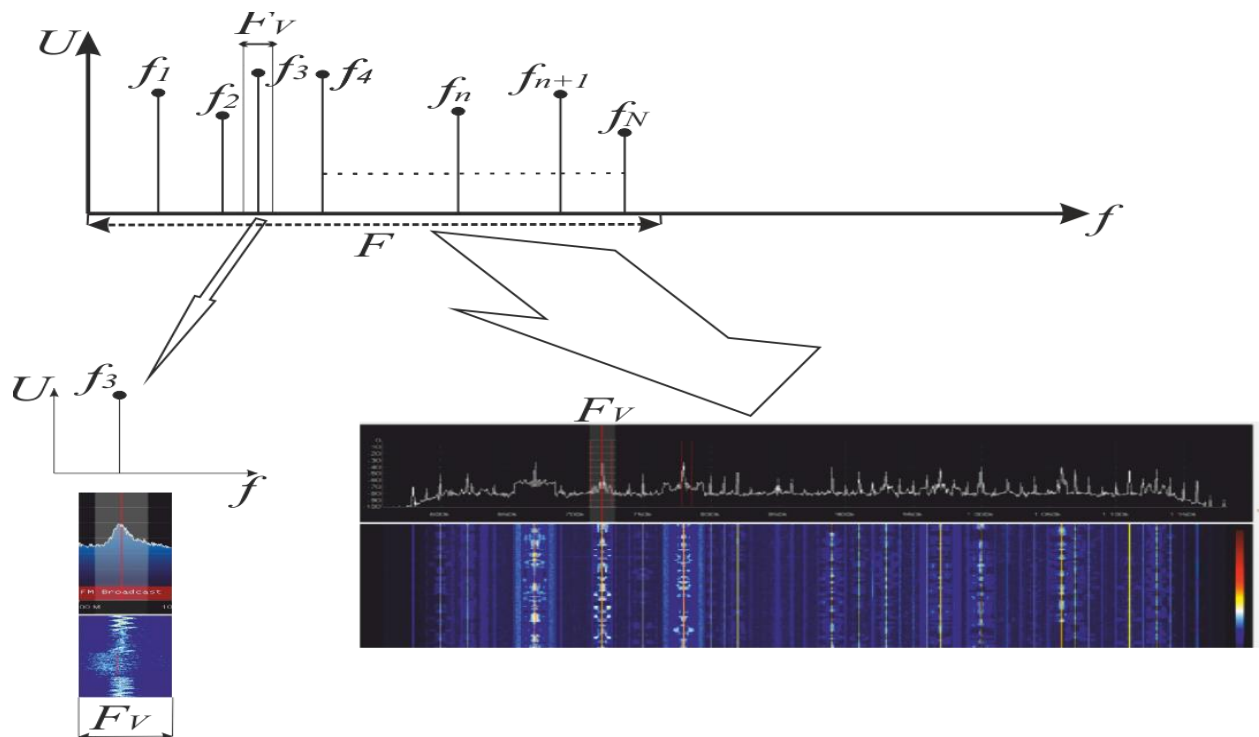


Рисунок 4.10— Принцип формування багатоканальності у SDR радіоприймачі.

Цей принцип полягає в тому, що з усього основного частотного діапазону F_w , який оглядає АП SDR, виділяються віртуальні піддіапазони F_v . Для обробки цього піддіапазону F_v створюється також віртуальний канал обробки у загальному просторі обробки SDR-г. На рисунку 4.11 зображена функціональна схема сучасного SDR-г, що пояснює цей процес.

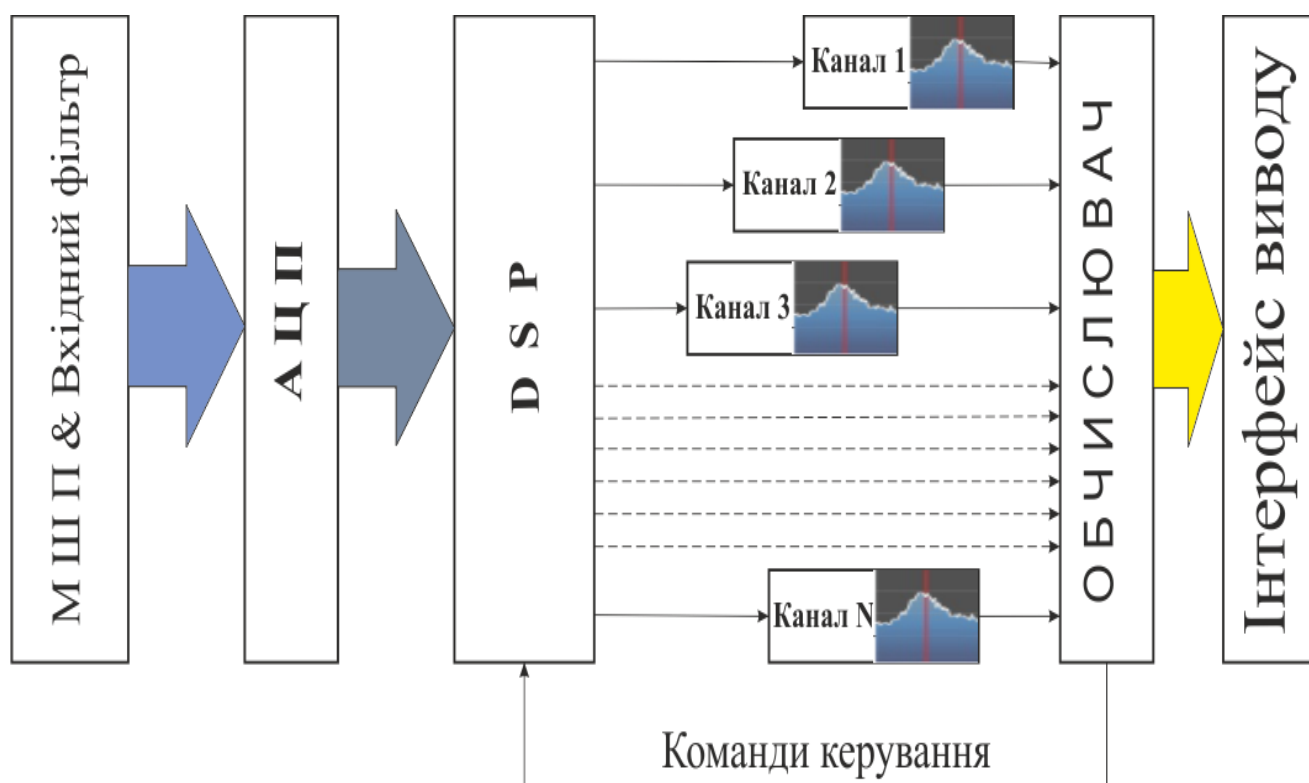


Рисунок 4.11– Сучасна функціональна схема побудови SDR-приймача і можливості його роботи.

Приймальний пристрій складається з Антено-фільтрувального блоку, що у своєму складі має широкосмуговий малoshумлячий підсилювач, аналого-цифрового перетворювача DSP і обчислювача. Канали обробки Канал N мають віртуальний характер і їх кількість створюється в залежності від умов прийому радіосигналу.

У обчислювачі (найпростішому варіанті – міні-комп'ютер) проводиться швидке перетворення Фур'є або подібні перетворення, наприклад Хартлі, цифрова фільтрування радіосигналу, створення додаткових каналів прийому, цифрова демодуляція прийнятих сигналів, виділення основних характеристик радіосигналу, їх порівняння з еталонними характеристиками випромінюваного радіосигналу,

вибір радіопромня за критерієм правдоподібності і подальша обробка отриманого інформаційного сигналу.

При створенні в SDR-г віртуальних каналів, велика обчислювальна навантаження припадає на центральний процесор обчислювального пристрою. Кількість додаткових каналів залежить від потужності комп'ютерного обчислювача. На практиці, при використанні ноутбука HP 250, створити більше п'яти каналів не вдалося. На основі вищевикладеного матеріалу, запропоновано методику створення панорамного SDR-г для прийому і ICP, з урахуванням факторів електроживлення, яка включає:

- Оцінку максимального часу обробки інформації;
- Оцінку часу роботи програмного забезпечення по обробці даних;
- Оцінку потреб апаратного ресурсу обчислювача з урахування програмного забезпечення SDR и програми по обробці даних;
- Вибір апаратних параметрів обчислювача, тобто типу центрального процесора, типу і ємності пам'яті, типу портів вводу-виводу, тощо;
- Визначення параметрів обчислювача швидкості обчислювання;
- Визначення параметрів обчислювача по споживанню струму, тепловіддачі;
- Оцінку джерела живлення з точки зору часу роботи пристрою і масо-габаритних розмірів;
- Порівняння з вимогами технічного завдання на створюваний радіопристрій, як що один із параметрів не відповідає вимогам, повертаємось до першого пункту.

4.4 Алгоритм роботи адаптивного панорамного SDR приймача.

Функціональна схема реалізації SDR-г наведена на рисунку 4.11.

Прийнятий радіосигнал з антено-фільтрового блоку подається на АЦП, після чого основний канал може бути поділено на декілька додаткових радіоканалів обробки і подано на кінцевий пристрій обробки.

Процес роботи обчислювача радіоприймача розглядається в трьох варіантах:

- стаціонарний оптимальний - радіоприймач встановлений стаціонарно і розташований в зоні розподілу основного електромагнітного поля;
- стаціонарний не оптимальна - радіоприймач встановлений стаціонарно і розташований в зоні розподілу зміщеного електромагнітного поля;
- динамічний - радіоприймач переміщається в зонах стабільного і / або зміщеного електромагнітного поля.

Прийнятий радіосигнал на широкому частотному діапазоні ΔF ($\Delta F \equiv [\lambda_0/8]$) з антено-фільтрового блоку подається на АЦП, після чого основний канал може бути поділено на декілька додаткових радіоканалів обробки і подано на кінцевий пристрій обробки. Кількість додаткових каналів залежить від потужності обчислювача радіоприймача.

На основі запропонованого методу сформовано алгоритм функціонування адаптивного панорамного SDR-приймача для умов багатопроменевого розповсюдження радіосигналів у замкнутих просторах та наявності інтерференційних завад:

- при ініціалізації програмного забезпечення SDR-приймач створює два радіоканали. Один основний, займає полосу радіочастот згідно технічної документації радіосистеми. Додатковий канал розташовано на відстані від центральної частоти радіосистеми на частотному відрізку згідно умов $\Delta F \equiv [\lambda_{v_2} \leq \lambda_s/8]$, де λ_v – довжина хвилі радіосигналу на частоті додаткового радіоканалу в бік зменшення частотного спектру;

- прийом радіосигналу здійснюється двома додатковими радіоканалами;
- після використання ШПФ отримуємо фазовий спектр;
- вираховуємо функцію кореляції по кожному із отриманих спектрів;
- вираховуємо функцію правдоподібності;
- вираховуємо співвідношення функцій правдоподібності;
- порівнюємо отримане співвідношення з порогом h_0 та проводимо необхідний вибір згідно (3.29) із значень l ;

- у разі збігу результату з порогом h_0 з урахуванням заданої похибки σ , алгоритм зупиняється, і додатковий канал, по котрому був збіг, стає основним;
- у разі коли збігу немає, центральним каналом стає додатковий радіоканал;
- алгоритм повторюється з початку для нового блоку інформації.

Вибір розташування додаткових радіоканалів прийому обумовлено Френелівсько-зональною структурою радіоканалу, а також затримкою радіосигналу при БПР.

Умова вибору розташування віртуальних каналів відносно центральної частоти спектру $\lambda_{v_{12}} \leq \lambda_s/8$ обумовлені відстанню між границями ЗФ в точці прийому радіосигналу.

При затримки радіосигналу виникає частотна добавка, що віднімається від центральної частоти радіосигналу таким чином, що центральна частота зсувається в сторону менших частот частотного спектру.

4.5 Оцінка параметрів адаптивного панорамного SDR приймача.

Для загального розуміння спроможності запропонованого панорамного SDR-г виконувати поставлення завдання, тобто поліпшення прийому радіосигналу в умовах ТШ, необхідно провести оцінку його технічних параметрів. А саме:

- необхідний час для ICP;
- обчислювальні можливості процесора SDR-г;
- температурний режим;
- час автономної роботи;
- маса пристрою.

Для прикладу розглянемо радіотехнологію McWILL. На основі проведеного аналізу тривалості ППД радіосигналу технології McWILL (рисунок 4.12), було визначено необхідний час для ICP.

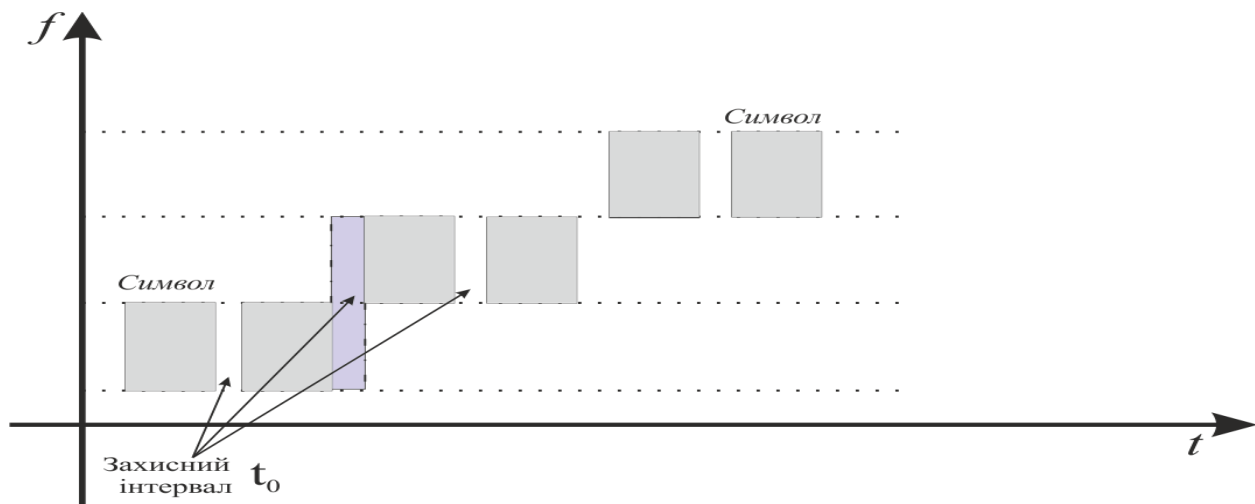


Рисунок 4.12 – Структура каналу радіосигналу технології McWILL

Як видно, для ICP, тривалість обробки даних програмою не повинна перевищувати тривалості символу в пакеті інформації, що передається радіосигналом t_0 . Таким чином $t_0 = T_0 \leq 32$ мкс у даному випадку, де T_0 - необхідний час для ICP програмним забезпеченням SDR-г.

ММ розрахунку тривалості циклу T_{sft} знаходження фазового портрету радіосигналу у комп'ютерної програмі представлена функціональною залежністю

$$T_{sft}(k_A) = k_A(m\tau_{FFT} + \tau_A) \leq T_0 - (\tau_{in} + \tau_{out}) \quad (4.1)$$

де τ_{in}, τ_{out} – тривалість алгоритмів вводу, виводу даних (за звичай відомі), τ_{FFT} – тривалість алгоритму ШПФ (відома), m – кількість ітерацій ШПФ (задається користувачем), τ_A – тривалість операції порівняння, k_A – кінцеве чисельне максимальне значення виконаного порівняння (перестановок) із загального числа можливих поєднань порівнянь A ($1 \leq k_A \leq n$), n – кількість значень, що надійшли для операції порівняння, рівне можливому числу додаткових каналів, $A = 0, 1, 2, \dots$, k_A – кількість операцій порівняння в алгоритмі

$$n = F_{\lambda/8} / F_x$$

F_x – ширина додаткового каналу і зв'язана з параметром A через $p_{n,k} = \frac{k_A}{n!}$ – імовірність виникнення події.

Типова модель обчислювача складається з трьох частин: інтерфейсу вводу даних, ядра обчислювача, інтерфейсу виводу. Як було наведено на рисунку 4.11, в випадку запропонованої схеми SDR-г, інтерфейси вводу-виводу є невід’ємними складовими частинами пристрою, процес обчислювань ШПФ є розпаралеленим, обчислювальні операції однотипні, а процес порівняння результатів обчислювання розпаралелених каналів буде займати основну частину часу роботи обчислювача. Для оцінки технічних параметрів, а точніше визначення критичного навантаження на мінікомп’ютер панорамного SDR-г розкладаємо загальний алгоритм програми на прості [53, 91, 92, 114, 115]. При загальному аналізі отриманої множини алгоритмів, виділимо той, що буде займати найбільший час з загального часу виконання програми. Це буде алгоритм порівняння отриманих результатів з еталонним зразком. Спрощений варіант цього алгоритму наведено на рисунку 4.13. Де n - загальна можлива кількість вхідних значень, m – значення, що максимально відповідає еталонному зразку, k – номер вхідного значення, що відповідає значенню m , A - кількість ітерацій порівняння до моменту знаходження m .

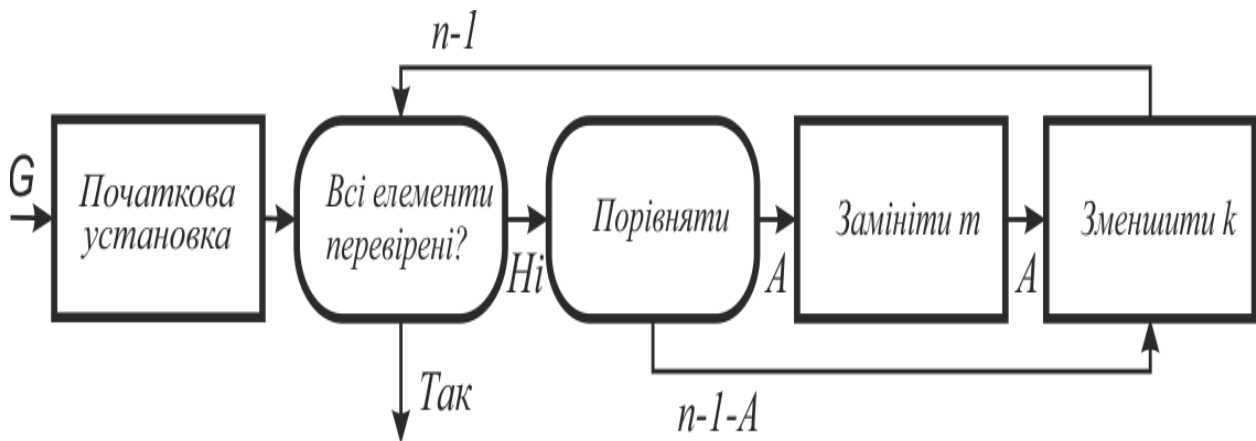


Рисунок 4.13 – Блок-схема алгоритму.

В процесі роботи панорамного SDR-г не відома скільки разів A буде повторюватися виконання циклічного процесу порівняння. Від цього значення залежить час виконання алгоритму, а відповідно і навантаження на обчислювальний пристрій. При відомому значення часу виконання однієї операції порівняння, треба оцінити вірогідність випадку необхідного результату при заданій

максимально допустимій кількості ітерацій A процесу порівняння, тобто $A = k$.
Імовірність виникнення події

$$X[k] = m$$

дорівнюється

$$p_{nk} = \frac{k}{n!}$$

Математичне очікування A

$$ave A_n = \sum_k k p_{nk}$$

Дисперсія A

$$var A_n = V_n = \sum_k k^2 p_{nk} - A_n^2$$

Середнє квадратичне відхилення A

$$\sigma_n = dev A = \sqrt{V_n}$$

Використавши виробничу функцію [91] $G_n(z)$, і задавшись умовами $p_{1k} = \sigma_{0k}, p_{nk} = 0$, як що $k < 0$, отримаємо

$$G_n(z) = \sum_k p_{nk} z^k = \frac{1}{z+n} \binom{z+n}{n}$$

Тоді p_{nk} можна виразити з допомогою чисел Стірлінга [91]

$$p_{nk} = \left[\begin{matrix} n \\ k+1 \end{matrix} \right] / n!$$

Таким чином, задавши значення n та перебираючи варіанти k , можливо вирахувати оптимальне значення A , тобто максимальне значення p_{nk} , а отже і час виконання алгоритму в цілому.

$$\tau_A = A\tau \quad (4.2)$$

Де τ - час виконання однієї ітерації.

Отже виходячи із (4.1) та (4.2) мінімальний час по обчислюваним можливостям процесора SDR-г, тобто параметр, що характеризує обчислювальні можливості процесора, повинен відповідати умові

$$k_A(\tau_{FFT} + \tau_A) < T_0 - (\tau_{in} + \tau_{out}) \quad (4.3)$$

Враховуюче, те що інші програмні алгоритми відомі, операції вводу-виводу, обміну зі зовнішніми пристроями, швидке перетворення Фур'є – на теперішній час це поширені, стандартні алгоритми, легко визначити загальний час за який програмне забезпечення повинно виконувати необхідні функції.

Вибір таких параметрів як то температурний режим, час автономної роботи, маса пристрою, зазвичай залежить від технічного завдання на створення радіопристрою.

4.6 Метод створення, тестування, оцінка параметрів адаптивного панорамного SDR приймача

Розглянувши вимоги, що можливі при створенні SDR-г, оцінку параметрів при виборі процесора обчислювання, запропоновано методику створення адаптивного панорамного SDR-г для прийому і ICP в цілому, та програмного забезпечення зокрема.

Таким чином методика, створення програмного забезпечення адаптивного панорамного SDR-радіоприймача для прийому і визначення фазового портрету радіосигналу, з рахуванням факторів електроживлення, включає наступне:

- Оцінка джерела живлення с точки зору часу роботи пристрою і масо-габаритних розмірів;
- Оцінка максимального часу обробки інформації;
- Оцінка часу роботи програмного забезпечення по обробці даних;

- Оцінка потреб апаратного ресурсу обчислювача з урахування програмного забезпечення SDR і програми по обробці даних;
- Вибір апаратних параметрів обчислювача, тобто типу центрального процесора, типу і ємності пам'яті, типу портів вводу-виводу, тощо;
- Перевірка роботи обчислювача щодо споживанню струму, швидкості обчислення, тепловіддачі, та порівняння цих даних з характеристиками акумуляторної батареї;
- Якщо один із параметрів не відповідає вимогам, повернення до першого пункту, а інакше – кінець.

У випадку коли неможливо виконати всі вимоги технічного завдання – треба переглянути ці вимоги з точки зору маса-габаритних вимог, або вимог по електроживленню.

Наступним кроком, після вибору апаратних компонентів, є вибір схеми побудови радіоприймача (алгоритму обробки радіосигналу) та його тестування. Про можливості SDR-t, в тому разі і по тестування, було розглянуто у п.п. 4.1,4.2.

Можливість реалізації АПР як апаратної так і програмної частини, були перевірені на прикладі Simulink -моделі [120] (рисунок 4.15), так і на прикладі GNUradio-моделі (рисунок 4.14). Так як виявилось, що реалізація GNUradio-модель є більш функціональна і більш дієвою ніж Simulink -модель, то розгляд роботи моделі АПР проведемо на її основі, рисунок 4.14.

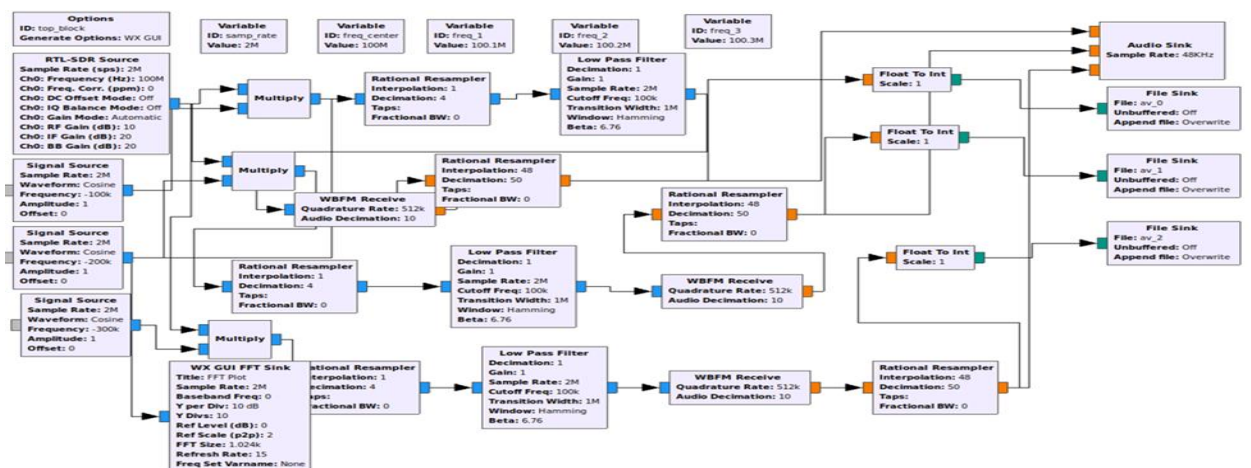


Рисунок 4.14 – Реалізація панорамного SDR радіоприймача на програмній платформі GNUradio – GNUradio -модель

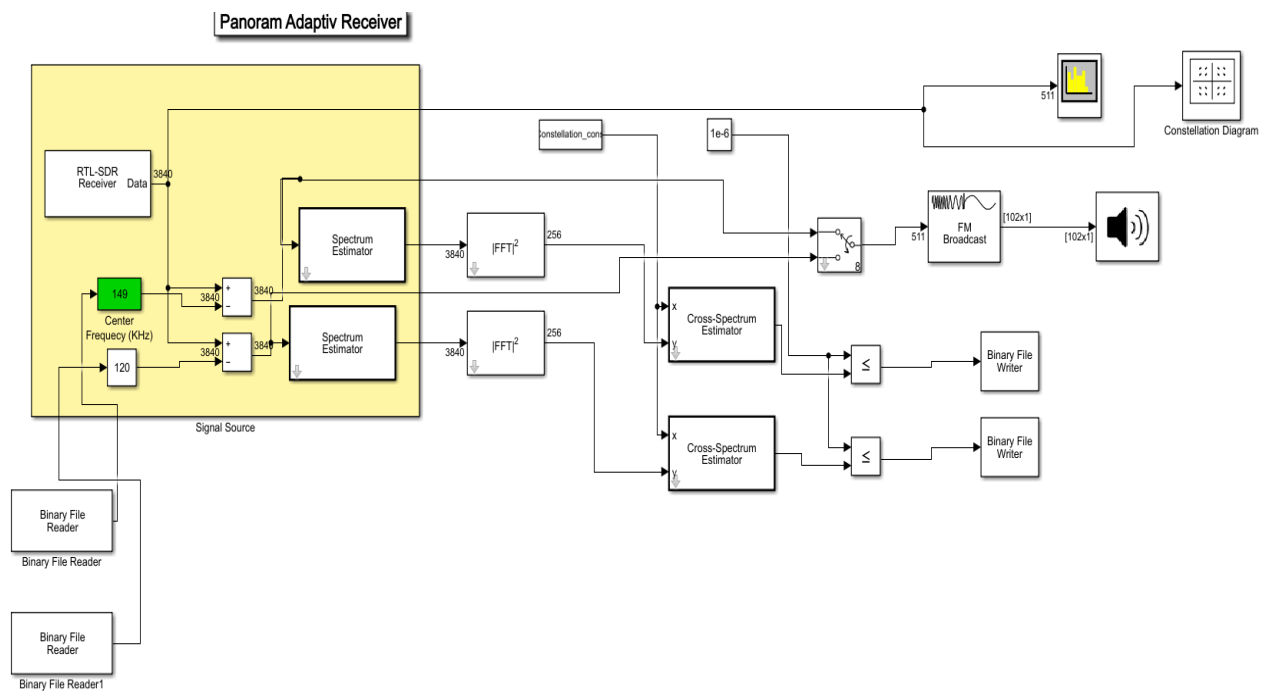


Рисунок 4.15 - Реалізація панорамного SDR радіоприймача на програмній платформі Matlab Simulink – Simulink -модель

В якості вхідного пристрою обрано SDR-г на основі радіочіпа *RTL820* (рисунок 4.1) – блок *RTL- SDR*. Який здійснює прийом радіосигналу та його аналого-цифрове перетворення. Цей панорамний радіоприймач має три віртуальних радіоканали, що переналаштовуються. Треба мати на увазі, що термін «панорамний радіоприймач», виник не завдяки існуванню цих трьох каналів. Властивість панорамного обзору радіоспектру, завдяки програмним засобам, SDR-г має на кожному із каналів.

Кожен додатковий радіоканал у своєму складі має блок *Signal Source* -для переналаштування по частоті, блок *-Multiply*, де виконується зміщення загально прийнятого радіосигналу блоком *RTL- SDR* з частотою налаштування віртуального каналу з блоку *Signal Source*. Блок *Rational Resampler* виконую поділ вхідної частоти дискретизації радіосигналу, в нашому випадку на 4. *Low Pass Filter* – виконує низько частотну фільтрацію оброблюваного радіосигналу

Функцію демодуляції радіосигналу виконує блок *WBFM Receive*, в цьому випадку на виходу блоку маємо голосовий сигнал, так як виконується прийом *FM* радіостанції загального мовлення. Наступний блок *Rational Resampler* понижає частоту радіосигналу, до частоти звукового мовлення. Блок *Float To Int* перетворює

тип даних з плаваючою комою у цілочисельний тип даних. Блок Audio Sink здійснює вивід аудіосигналу на зовнішній аудіопристрій, блоки File Sink – записують отримані аудіосигнали у аудіофайли. Блок WX GUI FFT Sink – спектроаналізатор, дозволяє слідкувати за прийнятими радіосигналами. Його дія зображена на рисунку 4.8. Блоки, що залишились, виконують допоміжні функції.

Загальний результат роботи панорамного SDR-г, створеного іншою SDR програмою – *SDR#*, но виконуючого ті самі функції, зображено на рисунку 4.15.

Використовуюя інші блоки у програмі *GNUradio*, можливо створити різноманітні алгоритми обробки прийнятого радіосигналу, з моделювати різноманітні радіозавади, різноманітні умови прийому радіосигналу.

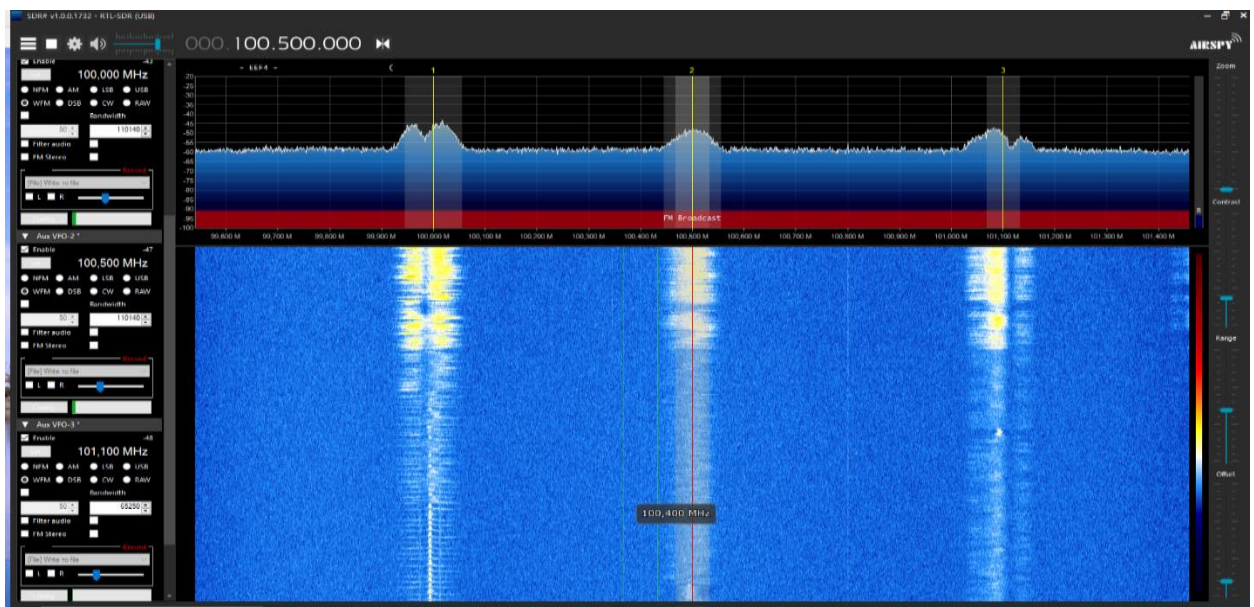


Рисунок 4.15. Інтерфейс програми *SDR#* у режимі панорамного SDR-радіоприймача, налаштованого на прийом 3 радіоканалів на частотах 100 МГц, 100,5 МГц, 101,1 МГц.

Тобто не проводячи натурних випробувань в реальних умовах, можливо провести на повноцінному радіопристрої не тільки налагодження алгоритму обробки радіосигналу, але і провести іспити роботи пристрою в різноманітних умовах радіоприйому.

Для тестування алгоритму ІСР використовуються засоби програмної платформи *MatLab*. В якості засобів, що слугують для узгодження взаємодії

узгодження програмних платформ *MatLab* і *GNUradio*, використовуються файли, де була записана вихідна інформація з прийомних радіоканалів.

Програма *MatLab* та його додатки, такі як *Simulink*, дозволить завершити моделювання процесу обробки і ІСР.

Використавши даний метод створення, тестування і випробування адаптивного панорамного SDR-г для роботи в умовах ТШ, отримали всі процеси моделювання, включно до отримання натурної моделі. Це дозволяє значно скоротити шлях проектування, тестування, налаштування і подальше вдосконалення радіопристрою, що розробляється.

Завершенням процесу є компіляція налаштованого програмного продукту, для подальшого використання його у мінікомп'ютерах. Або використання його при створенні обчислювального пристрою SDR-г на основі ПЛІС (*FPGA*), *SoC*. Наприклад виробництва фірми *XILINX*, з допомогою відповідної програмної платформи *VIVADO*, яка взаємодіє з *MatLab*.

При дослідженні моделей в чисельних експериментах для тестових послідовностей радіосигналів [125, 126], для яких відношення сигнал/шум перевищує 5 dB, встановлено, що при використанні методу визначення «свого» радіосигналу кількість бітових помилок при прийомі зменшується в 10 і більше разів, рисунок 4.16

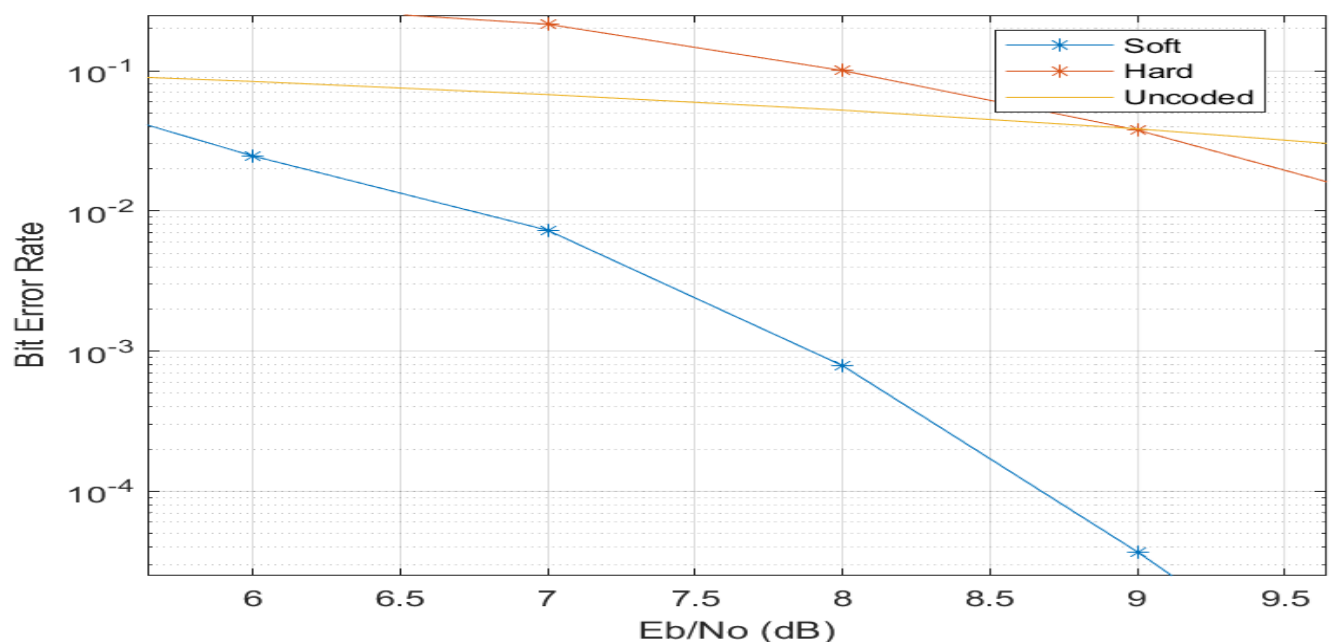


Рисунок 4.16 –Зменшення кількості бітових помилок при використанні програмних засобів.

Висновки

В розділі було вирішено науково-прикладного завдання - запропонувати математичну модель оцінки обчислювальної складності процесу ідентифікації «свого» радіосигналу та оцінити можливість створення програмного забезпечення для мінікомп'ютера панорамного SDR-радіоприймача

Для вирішення цього завдання було розглянуто SDR-t та обґрунтовано їх переваги як в процесі створення радіозасобів, так і в процесі їх використання. Розглянуті програмні платформи, що дозволяють використовувати SDR-t, наведені їх порівняльні характеристики, переваги та недоліки.

Запропоновано математичну модель оцінки обчислювального навантаження адаптивного панорамного радіоприймача для умов роботи в тунелях шахт з урахуванням вимог щодо якості прийому радіосигналу в реальному часі. Розроблено GNUradio-модель та Simulink-модель радіоприймача, що пов'язують часові параметри радіосигналу з параметрами процесора. При дослідженні моделей в чисельних експериментах для тестових послідовностей радіосигналів, для яких відношення сигнал/шум перевищує 5 dB, встановлено, що при використанні методу визначення «свого» радіосигналу кількість бітових помилок при прийомі зменшується в 10 і більше разів.

Наведена методика оцінки характеристик SDR-г з допомогою існуючих програмних платформ *MatLab* і *GNUradio*. Показані переваги цих програмних продуктів на всіх етапах як то створення радіопристроїв, їх налагодження, тестування та випробування з допомогою моделювання реальних умов роботи.

Дослідженні моделі в чисельних експериментах для тестових послідовностей радіосигналів, для яких відношення сигнал/шум перевищує 5 dB, встановлено, що при використанні методу визначення «свого» радіосигналу кількість бітових помилок при прийомі зменшується в 10 і більше разів.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі були вирішені науково-прикладні завдання з розробки методів, моделей та програмних засобів для вирішення задач радіопланування, забезпечення ефективного прийому радіосигналів на основі ідентифікації «свого» радіосигналу та оцінки можливостей створення програмних засобів для багатоканального панорамного приймача на засадах SDR-технології, обчислювальна складність якого була б прийнятною для мінікомп'ютера панорамного SDR-приймача. Під час дослідження були отримані наступні наукові та практичні результати:

1. Вперше запропоновано адитивна математичну модель розповсюдження радіосигналів в умовах тунелів шахт, в якій особливості розповсюдження радіохвиль від вторинних джерел враховуються через коефіцієнти налаштування. На відміну від класичних моделей розповсюдження радіохвиль, які зазвичай базуються на уяві розповсюдження радіохвиль у вільному просторі чи з урахуванням рельєфу місцевості, запропонована модель враховує взаємодію кількох математичних моделей і граничні умови між ними при розрахунку у реальному часі. Запропонована математична модель значно полегшує завдання радіопланування в умовах шахти, що дозволяю набагато скоротити час по розробці і впровадженню нових систем зв'язку.

2. Запропоновано метод ідентифікації радіосигналів за критерієм «збігу фазового портрету», на основі якого розроблена математична модель процесу ідентифікації радіосигналу, де визначається належність сигналу до певного радіоприймача, що дозволяє визначати зміщення частоті радіосигналу, яке виникає завдяки Допплерівському ефекту, що, в свою чергу, забезпечує стійкий прийом сигналу, в тому числі і для випадку динамічних змін границі області розповсюдження сигналу. Проаналізовано різні методи спектрального перетворення радіосигналу з метою оцінки їх як найбільш оптимальних до запропонованого методу ідентифікації радіосигналів. Цей метод можливо застосовувати і для вирішення інших технічних задач які потребують ідентифікації

«свого» радіопередавача. Наприклад при використанні IoT пристроїв, кількість яких зростає у геометричній прогресії за умови дефіциту радіочастотного ресурсу.

3. Вперше математичну модель оцінки обчислювального навантаження адаптивного панорамного радіоприймача для умов роботи в тунелях шахт з урахуванням вимог що до якості прийому радіосигнала у реальному часі, та запропоновано обчислювача із існуючих типів мікропроцесорів. Проведені роботи з тестування оцінки можливостей роботи адаптивного панорамного SDR-приймача на засадах програмних платформ математичного і радіотехнічного моделювання MathWorks, GNUradio та подібних програмних платформ з вільним доступом. Що в комплексному використанні скорочує час проектування цих радіоприймачів.

4. Вперше запропоновано алгоритм роботи багатоканального адаптивного панорамного приймача на засадах SDR-технології в умовах багатопроменевого прийому радіосигналів з функцією визначення фазових портретів радіосигналів в умовах тунелів шахт.

6. Результати дослідження були апробовані при реалізації пілотних проектів ТОВ «Дейта Експрес» на підприємствах Метінвест та ДЕТЕК технологій мобільного зв'язку, позиціонування персоналу, транспортних засобів і застосування технологій IoT.

Практична цінність роботи полягає в тому, що розроблені методи та моделі дозволяють:

- спростити розрахунок пунктів розміщення радіоприймачів;
- підвищити якість прийому радіосигналу за рахунок зниження числа бітових помилок;
- спростити вибір мікропроцесора при проектуванні адаптивного панорамного радіоприймача для роботи в умовах тунелів шахт при створенні приймача, в якому реалізується запропонований метод ідентифікації радіосигналів, за рахунок чого забезпечується ефективний прийом.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн. М.: Гос. Изд. Техничко-теоретической литературы, 1953, 888 с.
2. Бредов М.М., Румянцева В.В., Топтыгин И.Н. Классическая электродинамика. Москва: Наука, 1986, 400 с.
3. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. Издание 2. М.: Наука, 1973, 343 с.
4. Виноградова М.Б., Руденко О.В., Сухоруков А.П. Теория волн. М.: Наука, 1979, 384 с.
5. Грудинска Г.П. Распространение радиоволн. М.: Высшая школа, 1975, 280 с.
6. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. Издание 4. М.: Связь, 1972, 336 с.
7. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989, 544 с.
8. Рабинович М.И., Трубецков Д.И. Введение в теорию колебаний и волн. Издание 2. М.: Наука, 1992, 564 с.
9. Пейн Г. Физика колебаний и волн. М.: Мир, 1979, 389 с.
10. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. Издание 2. М.: Наука Физматлит, 1999, 496 с.
11. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн. Т.2. М.: Мир, 1978, 555 с.
12. Хенл Х., Маул А., Вестпфаль К. Теория дифракции. М.: Мир, 1964, 428 с.
13. Горелик Г.С. Колебания и волны. Введение в акустику, радиофизику и оптику. Издание 2. М.: Госизд Физико-математической литературы, 1959, 572 с.
14. Детлаф А.А., Яворский Б.М. Волновые процессы. Оптика. Атомная и ядерная физика. Издание 3. Т. 3. М.: Высшая школа, 1979, 511 с.
15. Калитеевский Н.И. Волновая оптика. М.: Высшая школа, 1978, 383 с.
16. Савельев И.В. курс общей физики. Электричество и магнетизм, волны, оптика. М.: Наука, 1982, 496 с.
17. Фриш С.Э., Тиморева А.В. Курс общей физики. Т1. Издание 11. М.: Госиздат Физико-математическая литература, 1962, 467 с.

18. Голдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. Издание 2. М.: Советское радио, 1971, 664 с.
19. Грудинска Г.П. Распространение коротких и ультракоротких радиоволн. М.: Радио и связь, 1981, 80 с.
20. Авдеев В. Б., Авдеева Д. В., Катруша А. Н., Макаров Г. В. Экспериментальные исследования особенностей распространения ОВЧ—СВЧ радиоволн внутри здания // ISSN 0021-3470. Известия вузов. Радиоэлектроника. - 2004. - Т. 47, N 3. - с. 70-76.
21. Timothy Plass, Ronald Jacksha, Joseph Waynert, Chenming Zhou Measurement of RF Propagation in Tunnels // Conference: 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), At Orlando, FL, 1604-1605 p.
22. Гепко И.А., В.Ф.Олейник, Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития. Киев: Издательский дом “Экмо”, 2009, 672 с.
23. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширение спектра. М.: Радио и связь, 2000, 520 с.
24. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Высшая школа, 1992, 416 с.
25. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. Издание второе. М.: Советское радио, 1972, 464 с.
26. Рязанцев А. М. Экспериментальные исследования распространения электромагнитных волн сверхнизких частот в земной коре и волноводе «земля-ионосфера», выполненных институтом радиотехники и электроники им В. А. Котельникова РАН. // ISSN 1684-1719. Журнал радиоэлектроники, N12, 2017.
27. Alfred G. Emslie, Robert L. Lagace, Peter F. Strong Theory of the Propagation of UHF Radio Waves in Coal Mine Tunnels // IEEE transactions on antennas and propagation, vol. AP-23, No. 2, March 1975, 192-205 p.
28. Chenming Zhou, Joseph Waynert, Timothy Plass, Ronald Jacksha Attenuation constants of radio waves in lossy-walled rectangular waveguides // Progress In Electromagnetics Research, Vol. 142, 2013, 75-105 p.
29. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Том 1. М.: Высшая Школа, 1970, 440 с.

30. Chenming Zhou, Joseph Waynert, Timothy Plass, and Ronald Jacksha Modeling RF Propagation in Tunnels // Conference: 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI) At: Orlando, FL, 1916-1917 p.
31. Jacksha R., C. Zhou Measurement of RF propagation around corners in underground mines and tunnels // Trans Soc Min Metall Explor Inc. 2016 ; 340(1): 30–37 p.
32. Jacksha R., C. Zhou Measurement of RF propagation around corners in underground mines and tunnels // Trans Soc Min Metall Explor Inc. 2016 ; 340(1): 30–37 p.
33. William C. Y. Lee Mobile Communications Design Fundamentals. Second Edition // A Wiley-Interscience Publication, JOHN WILEY & SONS, INC., 1993, 369 p.
34. HANDBOOK Terrestrial land mobile radiowave propagation in the VHF/UHF bands. ITU 2002.
35. ДСТУ 3254-95 Радіозв'язок. Терміни та визначення. Київ: Держстандарт України, 1996 р.
36. Рекомендация МСЭ-R P.530-15 (09/2013). Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для проектирования наземных систем прямой видимости. Серия Р. Распространение радиоволн. Женева: UIT, 2014, 51 с.
37. Кубанов В.П. Влияние окружающей среды на распространение радиоволн. Учебное пособие. Самара: ПГУТИ, 2013, 92 с.
38. Белов И.В., Тшикин В.Ф. Высокочастотные электромагнитные поля внутри помещений. // Математическое моделирование том 11 № 11, 1999.
39. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. М.: Военное издательство, 2001, 456 с.
40. Казаринов Ю.М. Радио-технические системы. М.: Высшая школа, 1990, 496 с.
41. Bernard Sklar. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization.// IEEE Communications Magazine July 1997 p. 90-100
42. Рекомендация МСЭ-R P.526-9. Распространение радиоволн за счет дифракции (Вопрос МСЭ-R 202/3). (1978-1982-1992-1994-1995-1997-1999-2001-2005). Женева: UIT, 2007, 37 с.

43. Бернард Склад Цифровая связь Теоретические основы и практическое применение. Издание 2. М.: ИД Вильямс, 2007, 1104 с.
45. Васильев А. Н. Matlab Самоучитель. Практический подход. Издание 2. С-П: Наука и Техника, 2015, 448 с.
46. Дьяконов В. П. MATLAB Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012, 768 с.
47. Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов. М.: Советская радио, 1973, 368 с.
48. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989, 448 с.
49. Рекомендация МСЭ-R P.530-15 Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для проектирования наземных систем прямой видимости. Серия Р, Распространение радиоволн. Женева: ITU, 2013, 53 с.
50. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Издание 2. М.: Вильямс, 2004, 992 с.
51. Гадзиковский В.М. Цифровая обработка сигналов. М.:Солон-пресс, 2013, 766 с.
52. Березкін А.Л. Модель формування електромагнітного поля в умовах замкнутого простору.// Електронне моделювання. Том 42, № 4 (2020). с.15-30.
53. Березкін А.Л. Модель формування електромагнітного поля в умовах замкнутого простору та аналіз факторів, що впливають на його формування./ Березкін А.Л. // XXXVIII Науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2020 р. с. 52-54
54. Ж. Кампе де Ферье, Р. Кемпбелл, Г. Петью, Т. Фогель Функции математической физики. Справочное руководство. М.: ГОСИЗД Физико-математической литературы, 1963, 103 с.
55. С.Л. Табачников, Д.Б. Фукс Математический дивертисмент. М.: Издательство МЦНМО, 2011, 512 с.
56. П.Л. Чебышев Избранные математические труды. М.: ГОСИЗД Технико-теоретической литературы, 1946, 200 с.
57. SEMTECH AN1200.22 LoRa Modulation Basics.Semtech Corporation, 2015, 25 p.
58. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.:Высшая школа,1983,536 с.

59. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Том 1. М.: Мир, 1971, 317 с.
60. Марпл-мл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990, 265 с.
61. Раушер К. Основы спектрального анализа. М.: Rohde&Schwarz, 2006, 224 с.
62. Березкін А.Л., Кучеров Д.П. Обчислення центральної частоти модульованих сигналів // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2017). Десята міжнародна науково-практична конференція 16-17 травня 2017 року, Київ, Україна. – К.: НАУ, 2017. – 314 с. (збірка тез). С. 75 – 77.
63. Богнер Р., Константи́нидис А. Введение в цифровую фильтрацию. М.: Мир, 1976, 216 с.
64. Березкін А.Л., Кучеров Д.П. Визначення несучої частоти радіосигналу за цифровими технологіями. // Вісник інженерної академії України, Вип. 4, 2016 р. с.80-85
65. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1985, 312 с.
66. Гоноровский И.С. Частотная модуляция и ее применение. М.: Связьиздат, 1948, 285 с.
67. Зверев В.А., Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами. Н.Новгород: ИПФ РАН, 2001, 188 с.
68. Харкевич А.А. Борьба с помехами. Издание 2. М.: Издательство Наука, 1965, 275 с.
69. Kucherov D.P., Berezkin A.L., Sushchenko O.A. Features of Signal Processing by Means of LoRa./ // Technologies 8 - 11 October, 2019 on the basis of Borys Grinchenko Kyiv University was held the International Scientific and Practical Conference "Problems of Infocommunications. Science and Technology" (PIC S&T'2019). p. 19-24
70. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. М.: Связь, 1979, 416 с.
71. Оппенгейм А.В. Применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1980, 553 с.
72. Френкс Л. Теория сигналов. М.: Советское радио, 1969, 344 с.

73. Гоноровский И.С. Радио-технические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986, 512 с.
74. КОРОЛЕНКО П.В., РЫЖИКОВА Ю.В. Моделирование и обработка случайных сигналов и структур. М.: МГУ, 2012, 69 с.
75. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983, 320 с.
76. Kuchеров D.P., Berezkin A.L. Protection of Information Networks Based on LoRa Technology// XVIII International Scientific and Practical Conference "Information Technologies and Security" (ITS 2018), Kyiv, Ukraine, November 27, 2018. P.107-117.<http://ceur-ws.org/Vol-2318/> SCOPUS.
77. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. М.: Связь, 1980, 288 с.
78. Корн Г. Корн Т. Справочник по математике. Для научных работников и инженеров. М.:1974, 832 с.
79. Сергиенко А.Б. Цифровая связь. С-П.: Издательство СПбГЭТУ “ЛЭТИ” 2012. 164 с.
80. Проксис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь. 2000, 800 с.
81. Kuchеров D.P., Berezkin A.L. Identification Approach for Determining Radio Signal Frequency// 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 379-382. SCOPUS.
82. Кучеров Д.П., Березкин А.Л. Идентификационный подход к определению частоты радиосигнала Моделювання та інформаційні технології: Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова НАН України. Київ. 2017. Вип. 78. С. 88-94.
83. Кучеров Дмитро Павлович, Голенківська Тетяна Ігорівна, Березкін Андрій Леонідович, Костина Олег Миколайович, Рудаков Володимир Іванович, Станіщук Андрій Богданович, Твердохлібов Володимир Віталійович, Бичков Антон Миколайович, Оникієнко Людмила Сергіївна, Пукас Олександр Олександрович, Патент СПОСІБ ОЦІНЮВАННЯ ЧАСТОТИ ГАРМОНІЧНОГО СИГНАЛУ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИМИ ЗАСОБАМИ Заявка u201707471 від 14.07.2017 Патент – 122473 Патент опубліковано 10.01.2018, бюл. № 1/2018

84. Кучеров Д.П., Березкін А.Л. Спосіб ітераційного визначення частоти гармонічного сигналу Заявка u201710491 від 30.10.2017 Патент 123202 12.02.2018, бюл. № 3
85. Shamnaz Riyaz, Kunal Sankhe, Stratis Ioannidis, and Kaushik Chowdhury. Deep Learning Convolutional Neural Networks for Radio Identification. // September 2018, IEEE Communications Magazine 56(9):146-152 doi: 10.1109/MCOM.2018.1800153
86. Shibuki Masaaki, Sugiyama Tsutomu, Iwasaki Ken, Hirano Takayuki, Suzuki Akira. Transmitter Identification The Development of a High speed Data Acquisition System with Receiving Functions.// Journal of the Communications Research Laboratory Vol.49 No.1 2002, p. 129-135
87. Kucherov D.P., Berezkin A.L. Some Features of LoRa Technology Under Multi-Ray.//Reception International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T-2020) Kharkov, Ukraine p.26
88. Березкін А.Л. Виявлення сигналів системою LoRa в умовах перешкод.// XXXVII Науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2019 р. Збірник тез конференції с. 26-28
89. Yong Gong, Guyu Hu and Zhisong Pan. Radio Transmitter Identification Based on Bispectra with Tensor Representation. // 2nd International Conference on Computer Engineering and Technology, 2010, V3, p. 298.
90. Фомин В.Н., Фрадков А.Л., Якубович В.А. Адаптивное управление динамическими объектами. М:/: Наука, 1981, 448 с.
91. Кнут Дональд Э. Искусство программирования. Издание 3. Т1-3. М.: Вильямс, 2015, 720 с.
92. Кормен Т., Лейзерсон Ч., Риверс Р. Алгоритмы, построение и анализ. М.: МЦНМО, 2002, 263 с.
93. Березкін А.Л. Програмно визначаєме радіо – сучасні технології моделювання та конструювання радіопристроїв.// Моделювання та інформаційні технології: Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова НАН України. Київ. 2018. Вип. 83. С. 86-94

94. Будко П.А., Жолдасов Е.С., Жуков Г.А., Будко Н.П. SDR-технологии и новые принципы приема сообщений в симплексных радиолиниях.// Научные технологии в космических исследованиях земли, 1-2013, с. 34-38.
95. Arslan Huseyin Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems. Published by Springer, P.O.Box 17, 3300 AA Dordrecht, The Netherlands, 476 p.
96. Mitola Joe. The Software Radio Architecture. // IEEE Communications Magazine May 1995.
97. Mitola Joe. Software Radio Architecture: A Mathematical Perspective. // IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 17, No. 4, April 1999
98. Mitola Joe. Software Radio Architecture Evolution: Foundations, Technology Tradeoffs, and Architecture Implications. // IEICE Trns. Commun, Vol.E83-B, No6 June 2000.
99. Boutin M., Benzakour A., Despins C. L. Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2008, Vol. 56, No. 2., pp. 540-549.
100. Polson John. Cognitive radio applications in software defined radio // Proceeding of the SDR 04 Technical Conference and Product Exposition. Copyright © 2004 SDR Forum. All Rights Reserved.
101. Lee W. C. Y. Mobile Communications Design Fundamentals. Second Edition // A Wiley-Interscience Publication. 1993, John Wiley & SONS, INC., 369 p.
102. Жуковский А.П. Радиоприемные устройства. М.: Высшая школа, 1989, 342 с.
103. Солонина А. И., Клионский Д. М., Меркучева Т. В., Перов С. Н. Цифровая обработка сигналов и MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2013, 512 с.
104. Mahafza Bassem R., Elsherbeni Atef Z. Matlab, Simulations for Radar Systems Design. CHAPMAN & HALL/ CRC, A CRC Press Company, 2004, 686 p.
105. Friedt J.-M. GNURadio as a digital signal processing environment: application to acoustic wireless sensor measurement and time & frequency analysis of periodic signals.// European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC), 2013 Join, doi: 10.1109/eftf-ifc.2013.6702107.

106. Collins T. F., Getz R., Wyglinski A. M. Software-Defined Radio for Engineers. ISBN-13: 978-1-63081-457-1, Analog Devices, 2018, p. 352.
107. Rodolfo Oliveira, Professor Auxiliar. Spectrum Sensing through Software Defined Radio. Universidade Nova de Lisboa, Maio 2014.
108. Analog Devices. RF Agile Transceiver Data Sheet AD9361. ©2013–2016 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. D10453-0-11/16(F). 36 p.
109. Волкова В.Н., Козлов В.Н. Моделирование систем и процессов. М.: Юрайт, 2015, 446 с.
110. Кузнецов В.Л. Математическое моделирование. М.: МГТУГА, 2003, 79 с.
111. Березкин А.Л. Сучасні засоби комп'ютерного моделювання та створення радіосистем для IoT технологій.// Шоста міжнародна наукова конференція «Моделювання-2018» ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. Збірник праць конференції. м. Київ, 2018 р., с.94-97.
112. Кучеров Д.П., Березкін А.Л. Радіоканал LoRa в системі охоронної сигналізації.// Наукоємні технології № 3(43), 2019, с. 357 – 363.
113. Перунов Ю.М., Мацукевич В.В., Васильев А.А. Зарубежные радиоэлектронные средства. Антенны. М.: Радиотехника, 2010, 304 с.
114. Климанова Е. Ю., Субханкулова А. Р., Зеленко Б. В., Леонтьева О. Ю. Оценка производительности вычислительных систем. // Вестник технологического университета. 2015. Т.18, №24, с. 102-104.
115. Комаров И.В. Оценка производительности вычислительных систем. // Труды СПИИРАН. 2005. Вып. 2. Т. 2. С. 165-172.
116. Varsier Nadège, Schwoerer Jean, Labs Orange. Capacity Limits of LoRaWAN Technology for Smart Metering Applications. // IEEE ICC 2017 SAC Symposium Internet of Things Track.
117. Yu Fanghao, Zhu Ziming, Fan Zhong. Study on the feasibility of LoRaWAN for smart city applications. // Tenth IEEE International Workshop on Selected Topics in Mobile and Wireless Computing, 2017. P. 334-340

118. Kuchеров D.P., Berezkin A.L., Onikienko L.S. Detection of Signals from a LoRa System Under Interference Conditions. // International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T-2108), October 9-12, 2018, Kharkov, Ukraine, paper138, p. 437-441. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8632135> doi: SCOPUS 10.1109/INFOCOMMST.2018.8632135.
119. D. Kuchеров, A. Berezkin, L. Onikienko, V. Nakonechnyi Signals in the Receiving Channel for the LoRa System. // ISSN 2367-4512 Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies Volume 48. Springer. 2020. p. 423-445. SCOPUS <http://www.springer.com/series/15362>
120. Ощепков А.Б. Системы автоматического управления: теория, применение, моделирование в MATLAB. Издание 2. С-Пб: Лань, 2013, 208 с.
121. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. Издание 4. М.: Наука, 1983, 392 с.
122. Рубан А.И. Адаптивные системы управления с идентификацией. Красноярск: СФУ, 2015, 141 с.
123. Трифонов А.П., Нечаев Е.П., Парфенов В.И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. Воронеж: ВГУ, 1991, 246 с.
124. Lee Jian Advanced Electrical and Electronics Engineering. Volume 2. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011, 581 p. 723
125. Золотых Н.Ю. Использование пакета Matlab в научной и учебной работе. Нижний Новгород: Издательство ННГУ, 2006, 165 с.
126. Plass T., Jacksha R., Waynert J., Zhou C. Measurement of RF Propagation in Tunnels // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). Conf.. 2013, At Orlando, FL, pp.1604-1605

ДОДАТОК 1

ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ «КОМПАНІЯ «ДЕЙТА ЕКСПРЕС»

«а» СДРПОУ 59510790; ПІН 395107908771; ІПР ДА ДД 300346 0200026006025339501 в АГ «Альфа-Банк»

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Директор
Товариства з обмеженою відповідальністю
«Компанія «Дейта Експрес»



Д.С.Радченко

«29» березня 2020 р.

АКТ № 03

Цим актом підтверджується, що результати дисертаційної роботи аспіранта ПІМЕ ім. Г.С. Пухова НАН України Березкіна А.Л. «МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОБОТИ АДАПТИВНОГО ПЛАНОРІАМНОГО SDR ПРИЙМАЧА В УМОВАХ БАГАТОПРОМЕНЕВОГО РОЗПОВСЮДЖЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ» присвячені математичному моделюванню роботи адаптивного планоріамого SDR приймача в умовах багатопроменевого розповсюдження радіосигналів і підком підписують заявленій темі.

Для вказаної роботи була розроблена математична модель структури розповсюдження електромагнітного поля в умовах великих замкнутих просторів – лінійних виробок шахт, заводських цехів тощо. Адекватність моделей підтверджена при радіомодуляції з метою розміщення базових етапів системи радіозв'язку Private I.T.E. в умовах шахт.

На основі запропонованої математичної моделі роботи планоріамого SDR приймача в умовах багатопроменевого прийому радіосигналів був розроблений прототип радіоприймача для вирішення проблеми поліпшення якості прийому радіоінформації в умовах інтерференційних перешкод і з функцією розпізнавання «свого» радіосигналу на принципах виявлення збігу фазових сузір'їв.

Розроблені для вказаної роботи прилади та програмне забезпечення викори-стовуються при дослідженні і проектуванні нових систем радіозв'язку.

Робота виконувалась на виробничій базі ТОВ «Компанія «Дейта Експрес» та ПІМЕ ім. Г.С. Пухова НАН України.

Головний інженер

А.Т.Кубрак

Начальник відділу розробок ВР-І

О.В.Хміньовий

ДОДАТОК 2

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Березкін А.Л. Визначення несучої частоти радіосигналу за цифровими технологіями. / Березкін А.Л., Кучеров Д.П. // Вісник інженерної академії України, вип. 4, 2016. – с.80-85.
2. Березкин А.Л. Идентификационный подход к определению частоты радиосигнала./ Кучеров Д.П., Березкин А.Л.// Моделирование та інформаційні технології: Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова НАН України. Київ. 2017. Вип. 78. С. 88-94.
3. Березкін А.Л. Програмно визначаємоє радіо – сучасні технології моделювання та конструювання радіопристроїв./ Березкін А.Л.// Моделирование та інформаційні технології: Збірник наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова НАН України. Київ. 2018. Вип. 83. С. 86-94.
4. Березкін А.Л. Радіоканал LoRa в системі охоронної сигналізації. / Кучеров Д.П., Березкін А.Л. // Наукоємні технології № 3(43), 2019, с. 357 – 363.
5. Березкін А.Л. Модель формування електромагнітного поля в умовах замкнутого простору./ Березкін А.Л. // Електронне моделювання. Том 42, № 4 (2020). с.15-30.
6. Andrei Berezkin. Signals in the Receiving Channel for the LoRa System. / Dmytro Kuchеров, Andrei Berezkin, Ludmila Onikienko, and Volodymyr Nakonechnyi // ISSN 2367-4512 Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies Volume 48. Springer. 2020. p. 423-445. SCOPUS
<http://www.springer.com/series/15362>

Праці апробаційного характеру:

7. Березкін А.Л. Обчислення центральної частоти модульованих за частотою сигналів./Березкін А.Л., Кучеров Д.П.// Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2017). Десята міжнародна науково-практична конференція 16-

- 17 травня 2017 року, Київ, Україна. – К.: НАУ, 2017. – 314 с. (збірка тез). с. 75 – 77.
8. Berezkin A.L. Identification Approach for Determining Radio Signal Frequency/ Kuchеров D.P., Berezkin A.L. // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine pp. 379-382. SCOPUS
 9. Березкин А.Л. Сучасні засоби комп'ютерного моделювання та створення радіосистем для IoT технологій./ Березкин А.Л. // Шоста міжнародна наукова конференція «Моделювання-2018» ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. Збірник праць конференції. м. Київ, 2018 р. с.94-97.
 10. Berezkin A.L. Detection of Signals from a LoRa System Under Interference Conditions./ Kuchеров D.P., Berezkin A.L., Onikienko L.S.// 2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T-2108), October 9-12, 2018, Kharkov, Ukraine, paper138, p. 437-441. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8632135> doi: SCOPUS 10.1109/INFOCOMMST.2018.8632135.
 11. Berezkin A.L. Protection of Information Networks Based on LoRa Technology/ Kuchеров D.P., Berezkin A.L. // XVIII International Scientific and Practical Conference "Information Technologies and Security" (ITS 2018), Kyiv, Ukraine, November 27, 2018. P.107-117.<http://ceur-ws.org/Vol-2318/> SCOPUS.
 12. Березкін А.Л. Виявлення сигналів системою LoRa в умовах перешкод. / Березкін А.Л. // XXXVII Науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2019 р. Збірник тез конференції с. 26-28
 13. Berezkin A.L. Features of Signal Processing by Means of LoRa./ Kuchеров D.P., Berezkin A.L., Sushchenko O.A. // Technologies 8 - 11 October, 2019 on the basis of Borys Grinchenko Kyiv University was held the International Scientific and Practical Conference "Problems of Infocommunications. Science and Technology" (PIC S&T'2019). p. 19-24
 14. Березкін А.Л. Модель формування електромагнітного поля в умовах замкнутого простору та аналіз факторів, що впливають на його формування./

Березкін А.Л. // XXXVIII Науково-технічна конференція молодих вчених та спеціалістів ІПМЕ ім. Г.Є.Пухова НАН України. - м. Київ, 2020 р. с. 52-54

15. Berezkin A.L. Some Features of LoRa Technology Under Multi-Ray./ Kuchеров D.P., Berezkin A.L.//Reception International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PICS&T-2020) 2020, Kharkov, Ukraine . p. 26

Праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

16. Березкін А. Л., Патент Спосіб оцінювання частоти гармонічного сигналу обчислювальними засобами./ Кучеров Д. П., Голенківська Т. І., Березкін А. Л., Костина О. М. , Рудаков В. І., Станіщук А. Б., Твердохлібов В. В., Бичков А. М., Оникієнко Л. С., Пукас О. О.// Заявка u201707471 від 14.07.2017 Патент – 122473 Патент опубліковано 10.01.2018, бюл. № 1/2018.

17. Березкін А.Л. Патент Спосіб ітераційного визначення частоти гармонічного сигналу./ Кучеров Д.П., Березкін А.Л.// Заявка u201710491 від 30.10.2017 Патент 123202 12.02.2018, бюл. № 3