

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ШАНДРЕНКО РУСЛАН ВОЛОДИМИРОВИЧ

УДК 621.371.332.2

ДИСЕРТАЦІЯ

ВДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМ МЕТЕОРНОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ
ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ В НИХ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ

05.12.17 – радіотехнічні і телевізійні системи

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

_____ Р.В. Шандренко

Науковий керівник Антіпов Іван Євгенійович, доктор технічних наук,
професор

Харків - 2017

АНОТАЦІЯ

Шандренко Р. В. Вдосконалення систем метеорного радіозв'язку шляхом використання в них шумоподібних сигналів. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи. – Харківський національний університет радіоелектроніки – Харків, 2017.

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-практична задача спрямована на вирішення важливої науково-прикладної задачі підвищення швидкості передачі інформації метеорних систем радіозв'язку за рахунок розробки адекватної математичної моделі МРК, методів аналізу проходження ШПС через МРК, а також аргументованого вибору виду сигналу.

В роботі викладені фізичні принципи метеорного поширення радіохвиль. Описано основні характеристики метеорного радіоканалу, до яких відносяться амплітудні, частотні, часові характеристики. Крім цього розглянуті перешкоди, які виникають при передачі сигналу по метеорному каналу. До них відносяться перешкоди, обумовлені зворотно-похилим зондуванням іоносфери, перешкоди багатопромінності, перешкоди, обумовлені неповною електромагнітною сумісністю.

Коротко розглянуті основні існуючі системи метеорного радіозв'язку. Відзначається, що в основному вони є вузькосмуговими, і основним їх недоліком є низька швидкість передачі інформації. В ході огляду зроблено висновок, що збільшення швидкості передачі інформації в рази можливий за допомогою розширення спектра сигналу.

Розглянуто характеристики шумоподібних сигналів, з точки зору їх застосування в метеорному радіоканалі, і як вони будуть корисні в боротьбі з перешкодами, що виникають при передачі інформації по МРК. Також розглянуті основні види ШПС і виділені ті, які явно не підходять для МРК.

В ході огляду виділені кілька ШПС, які дозволяють боротися з основними перешкодами в МРК. До таких сигналів відносяться фазоманіпульовані ШПС (ФМ-ШПС), дискретні частотні ШПС (ДЧ-ШПС), дискретні складові частотні ШПС (ДСЧ-ШПС). Запропоновано спосіб боротьби з перешкодами зворотно-похилого зондування, який заснований на кодовому поділі сигналів передавача.

Для визначення ступеня впливу нерівномірної АЧХ МРК розроблена математична модель метеорного радіоканалу, що враховує амплітудні, частотні, часові характеристики МРК в широкій смузі частот, а також перешкоди, що виникають при передачі. Модель також включає в себе блоки формування ШПС, і блок прийому ШПС. Блок прийому ШПС являє собою кореляційний детектор. Кількісною оцінкою якості передачі інформації по МРК є ймовірність бітової помилки.

Проведено моделювання проходження простих широкосмугових сигналів через МРК. За результатами моделювання зроблено висновок, що розширення спектра збільшує ймовірність бітової помилки.

Проведено моделювання проходження ФМ-ШПС, ДЧ-ШПС і ДСЧ-ШПС з різними несучими частотами. Також проведено моделювання проходження сигналів з різним розташуванням частотних складових і різними базами.

За підсумками моделювання отримані вимоги до ШПС для використання його в метеорних системах зв'язку. Сигнал ШПС для метеорної системи радіозв'язку повинен бути ДСЧ-ШПС з базою від 36 до 64. Частотні складові сигналу повинні бути розташовані близько до частоти 40 МГц. При використанні рекомендованого сигналу швидкість передачі інформації

збільшилася до 140 кбіт / с, що в порівнянні з вузькосмуговими МСПІ (AMCC, RANDOM) з шириною спектра близько 20 кГц збільшилася в 7 разів.

Ключові слова: метеорний радіоканал, метеорна система зв'язку, шумоподібний сигнал, амплітудно-частотна характеристика, ймовірність бітової помилки, швидкість передачі інформації.

Список публікацій здобувача:

1. Баранчиков Д. А., Сорох Н. О., Шандренко Р. В., Создание автоматизированного стенда для оцифровки данных с фотопленки // Сб. научн. трудов 4-го Межд. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Перспективы и развитие». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 352 - 354.

2. Шандренко Р. В. Автоматизированный стенд для оцифровки данных о метеорных исследованиях //16-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2012. – С. 164 - 165.

3. Антипов И. Е. Сорох Н. О, Шандренко Р.В. Совершенствование метода определения координат метеорного радианта // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2012. – № 5 – С. 29 – 33.

4. Антипов И. Е. Сорох Н. О, Шандренко Р.В. Восстановление координатов метеорного радианта по неполной радиолокационной информации // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2012. Вып. 169. – С. 11 – 15.

5. Волков О. В., Ткалич. И. А., Шандренко Р.В. Приёмник ШПС метеорной связи на базе вещательного FM- приёмника //17-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2013. – С.169-170.

6. Антипов И. Е., Шандренко Р.В., Шкарлет А. И. Предварительные результаты моделирования параметров метеорной РЛС с целью оптимизации её работы // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 174. – С. 47 – 52

7. Шандренко Р. В., Шкарлет А. И. Применение шумоподобных сигналов в радиолокации // Сб. научн. трудов 10-й Межд. Молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2014» – Севастополь, 2014. – С. 69.

8. Шандренко Р.В., Шкарлет А. И. Применение шумоподобных сигналов в метеорной радиолокации и связи // 18-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2014. – С.187-188.

9. Антипов И. Е., Шандренко Р.В., Шкарлет А. И. Методы активной защиты метеорной автоматизированной радиолокационной системы от помех // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2014. Том 3, № 9(69). – С. 42 – 46.

10. Шандренко Р. В., Шкарлет А. И., Шернин М. А. Методы активной защиты метеорной автоматизированной радиолокационной системы от помех возвратно-наклонного зондирования // Сб. научн. трудов 5-го Межд. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы и развитие». – Харьков, 2014. – С. 137 - 138.

11. Антипов И. Е., Шандренко Р.В., Шкарлет А. И.. Метод активной защиты метеорной автоматизированной радиолокационной системы от помех с использованием шумоподобных сигналов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2016. Вып. 184. – С. 24 – 27.

12. Шандренко Р. В. Изучение АЧХ метеорного радиоканала с использованием ТВ сигнала // 20-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2016. – С.21-22.

13. Шандренко Р. В. Метод численного описания метеорной АВХ по точкам экстремума //17-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2013. – С.199-200.

14. Шандренко Р. В. Совершенствование систем метеорной радиосвязи путем применения шумоподобного сигнала с учетом АЧХ канала //19-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2015. – С.110-111.

15. Антипов И. Е., Приймак В. Ю., Шандренко Р.В., Имнехир Н. О. Анализ частотных свойств метеорного радиоканала путем приема телевизионного сигнала// Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2015. Вып. 183. – С. 24 – 27.

ANNOTATION

Shandrenko R. V. Improvements of Meteor-burst communication systems by using noise-like signals. – Qualification research work as a manuscript.

The thesis for the degree of Technical Sciences Candidate (equivalent of Ph. D. degree) in speciality 05.12.17 – radio and television systems. – Kharkiv National university of radioelectronics – Kharkiv, 2017.

The thesis dissertation is described the actual scientific and practical problem by solving the important scientific and applied task of increasing the speed of information transmission of meteor-burst communication systems by developing an adequate mathematical model of the MRC, methods of analysis of the passage of SPS through the MRC, and also the reasoned choice of the type of the signal.

The thesis describes the physical principles of the meteoric-burst propagation of radio waves. The main characteristics of the meteor-burst radio channel are described, including amplitude, frequency, time characteristics. In addition, the interference that occurs when transmitting a signal over the meteor channel is considered. These include interference caused by back-scatter sounding of ionosphere, multipath interference, interference due to incomplete electromagnetic compatibility.

Briefly reviewed the basic existing systems of meteor radio communications. It is noted that they are mostly narrow-band, and their main drawback is the low speed of information transmission. The review concludes that an increase in the rate of transmission of information in times can be achieved by expanding the spectrum of the signal.

The characteristics of noise-like signals are considered from the point of view of their application in the meteor-burst radio channel, and how they will be

useful in the counteraction against interference arising from the transmission of information on the meteor-burst radio channel. The main types of noise-like signals are also considered, and those that are clearly not suitable for the meteor-burst communications are highlighted.

In the course of review few noise-like signals which are provides protection against meteor-burst channel interferences. Such signals include phase-manipulated noise-like signals (PM-NLS), discrete frequency noise-like signals (DF-NLS), discrete composite frequency noise-like signals (DCF-NLS). A method for combating back-and-forth sounding interference is proposed, which is based on the code division of the transmitter signals.

To determine the degree of influence of the uneven frequency response of meteor-burst radio channel a mathematical model of a meteoric radio channel is developed that takes into account the amplitude, frequency, time characteristics of MBC in a wide frequency band, as well as interference that occurs during transmission.

The model also includes noise-like signal formation units, and a NLS reception unit. The NLS receiving unit is a correlation detector. A quantitative estimate of the quality of information transmission over MBC is the bit-error ratio (BER).

Simulation of the passage of simple broadband signals through MBC has been performs. Based on the simulation results, it is concluded that the spreading of the spectrum increases the bit-error ratio.

Modeling of the passage of FM-NLS, DF-NLS and DCF-NLS with different carrier frequencies was carried out. Simulation of the passage of signals with a different arrangement of frequency components and different bases was performed.

Based on the results of the simulation, the requirements for the NLS for its use in meteoric communication systems were obtained. The NLS signal for a meteoric radiocommunication system should be a DCF-NLS with a base from 36

to 64. The frequency components of the signal should be located close to the frequency of 40 MHz.

When using the recommended signal, the information transfer rate increased to 140 kbit/s, which increased by 7 times in comparison with the narrowband meteor-burst communication systems (AMSS, RANDOM) with a spectrum width of about 20 kHz.

Keywords: Meteor-burst channel, meteor-burst communication system, noise-like signal, response characteristic, bit-error ratio, bit rate.

ЗМІСТ

| | |
|--|----|
| Перелік умовних позначень | 13 |
| Вступ..... | 15 |
| Розділ 1 Метеорний радіоканал як канал передачі інформації | 21 |
| 1.1 Фізика метеорного поширення радіохвиль | 21 |
| 1.2 Аналіз особливостей МРК з точки зору передачі інформації..... | 26 |
| 1.2.1 Амплитудні характеристики МРК..... | 26 |
| 1.2.2 Часові характеристики МРК. | 29 |
| 1.2.3 Частотні характеристики МРК | 31 |
| 1.2.4 Перешкоди у МРК | 34 |
| 1.2.4.1 Перешкоди, що викликані ЗПЗ іоносфери | 34 |
| 1.2.4.2 Перешкоди обумовлені багатопрореневістю | 37 |
| 1.2.4.3 Перешкоди обумовлені неповною ЕМС з діючими РЕЗ | 37 |
| 1.3 Огляд існуючих систем метеорного радіозв'язку | 39 |
| 1.3.1 Система контролю екологічної обстановки SNOTEL | 42 |
| 1.3.2 Системи метеорного радіозв'язку MeteorComm | 42 |
| 1.3.3 Система зв'язку ВАТ НДІ «Нептун» | 45 |
| 1.3.4 Апаратура комплексу МЕТКА-11..... | 47 |
| 1.3.5 Експериментальна система метеорної радіозв'язку RANDOM | 48 |
| 1.4 Аналіз шляхів розвитку метеорних систем зв'язку. | 50 |
| 1.5 Шумоподібний сигнал. Визначення, властивості, характеристики | 55 |
| Висновки по розділу 1 | 58 |
| Розділ 2 Теоретичне обґрунтування застосування складних сигналів у МРК і завдання що виникають при цьому | 60 |
| 2.1 Властивості ШПС корисні для МРК | 60 |
| 2.1.1 ШПС як засіб боротьби з багатопрореневістю | 60 |
| 2.1.2 Метод активного захисту МСЗ від перешкод класу ЗПЗ | 64 |
| 2.1.3 Забезпечення ЕМС за допомогою ШПС | 68 |
| 2.1.4 Прихованість ШПС | 73 |

| | |
|--|-----|
| 2.2 Види ШПС | 73 |
| 2.2.1 Багаточастотні ШПС | 74 |
| 2.2.2 Фазоманіпульовані ШПС | 76 |
| 2.2.3 Дискретні частотні ШПС | 78 |
| 2.2.4 Дискретні складові частотні ШПС | 79 |
| 2.3 Поведінка ШПС в каналі з нерівномірною АЧХ | 82 |
| Виводи по розделу 2 | 84 |
| Розділи 3 Математична модель метеорної системи зв'язку з використанням шумоподібного сигналу | 86 |
| 3.1 Загальна структура моделі | 86 |
| 3.2 Модель джерела ШПС | 87 |
| 3.2.1 Формування модулюючих послідовностей ДЧ-ШПС і ДСЧ-ШПС | 92 |
| 3.3 Модель МРК | 94 |
| 3.4 Модель приймача. Модель шуму | 103 |
| 3.5 Модель приймача і передавач ВСЗ | 106 |
| Висновки по розділу 3 | 107 |
| Розділ 4 Моделювання проходження ШПС по МРК | 109 |
| 4.1 Моделювання проходження через МРК простих сигналів | 109 |
| 4.1.1 Сигнали з мінімальною частотною маніпуляцією (МЧМ) | 109 |
| 4.1.2 Сигнал с фазовою маніпуляцією (В=1) | 110 |
| 4.2 Моделювання проходження ШПС через МРК | 112 |
| 4.2.1 Моделювання ФМ-ШПС | 112 |
| 4.2.2 Моделирование ДЧ ШПС | 114 |
| 4.2.3 Моделювання ДСЧ-ШПС | 117 |
| 4.3 Аналіз результатів моделювання | 120 |
| 4.4 Вибір параметрів ДСЧ-ШПС | 122 |
| 4.4.1 Вимоги до розташування несучих частот сигналу | 122 |
| 4.4.2 Моделювання проходження сигналів із різною базою | 125 |
| 4.5 Вид ШПС для МРК. Рекомендації по його використанню | 128 |

| | |
|---|-----|
| 4.6 Рекомендації по вибору виду сигналу для метеорної системи зв'язку | 130 |
| Висновки по розділу 4 | 133 |
| Висновки | 135 |
| Список використаних джерел | 137 |
| Додаток А Акти впровадження результатів дисертаційного дослідження . | 145 |
| Додаток Б Перелік РЕЗ, що працюють у діапазоні МРК | 149 |
| Додаток В Програма що реалізує модель ДСЧ-ШПС | 150 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- АЧсХ – амплітудно-часова характеристика
АМЗС – апаратура метеорного зв'язку и синхронизации
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ВЕТА – вітровий автомат
ВСС – вузькосмуговий сигнал
ВСЗ – вузькосмугова система зв'язку
ВСТС – випадковий синхронний телеграфний сигнал
ВЧП – випадкова числова послідовність
ВКХ – взаємнокореляційна характеристика
ДЧС – двухчастотний сигнал
ДЧ-ШПС – дискретний частотний шумоподібний сигнал
ДСЧ-ШПС – дискретний складний частотний шумоподібний сигнал
ЗПЗ – Зворотньо-похиле зондування
ЛЧМ – лінійна частотна модуляція
МАРС – метеорна автоматизована радіолокаційна система
МРК – метеорний радіоканал
МПРХ – метеорне поширення радіохвиль
МРЗ – метеорний радіозв'язок
МСПІ – метеорна система передачі інформації
МСЗ – метеорна система зв'язку
МЧМ – мінімальна частотна модуляція
РМ - радіомовний
РЛС – радіолокаційна система
ПРХ – поширення радіохвиль
РЕС – радіоелектронні системи
ТЗІ – технічний захист інформації
УКХ – ультракороткі хвилі

ЧМ – частотна модуляція

ФМ –фазова модуляція

ФМн –фазова маніпуляція

ФМ-ШПС – фазомодульований шумоподібний сигнал

ФНЧ – фільтр нижніх частот

ФЧХ – фазо-частотна характеристика

ШС – широкосмуговий

ШПС – шумоподібний сигнал

ЕОМ – електронна обчислювальна машина

ЕМС – електромагнітна сумісність

BER – bit error ratio

CDMA – code division multiple access

GSM – global system for mobile communications

MCC – meteor communication company

RANDOM - Radio Network for Data Over Meteor burst channel

SNOTEL – snowpack telemetry

ВСТУП

Метеорне поширення метрових хвиль, що базується на їх відбитті від іонізованих слідів метеорів, відомо з 50-х років ХХ століття. Воно знайшло застосування в різних сферах: у метеорній радіолокації, в системах синхронізації часу, а також в метеорному радіозв'язку (МРЗ). МРЗ властиві: велика дальність передачі інформації (до 2000 км), відносно мала середня потужність передавача (близько 10 Вт), природна прихованість, просторова вибірковість, а також незалежність від супутникових або наземних ліній зв'язку. Він знаходить своє застосування в системах передачі метеорологічної інформації та інформації про стихійні лиха, управлінні віддаленими об'єктами.

Метеорний радіоканал (МРК) має ряд особливостей і характеристик, які необхідно враховувати в процесі розробки метеорних систем зв'язку (МСЗ) та алгоритмів їх роботи. Вивченням цих характеристик займалися видатні зарубіжні (Д. Мак-Кінлі, Дж. Клегг, В. Ешлеман) і вітчизняні дослідники (В. В. Сидоров, А. Н. Казанцев та ін.). Значний вклад у вивчення характеристик МРЗ внесли вчені Харківського національного університету радіоелектроніки:

Б.Л. Кащєєв, Ю. І. Волощук, Ю. О. Коваль.

Необхідність вдосконалення і розвитку систем МРЗ підтверджується тим, що інші засоби зв'язку, які мають подібні характеристики за дальністю і прихованістю, досить дорогі за вартістю. Крім того, МРК сам по собі, без застосування спеціальних алгоритмів шифрування, вже має високу прихованість та просторову вибірковість.

Істотним недоліком МРЗ є мала середня швидкість передачі інформації (до декількох сотень біт/с). Це обумовлено, в тому числі, уривчастістю каналу і вузькою смугою частот (зазвичай десятки кілогерц). Значною мірою

підвищити швидкість передачі можна, використовуючи всю можливу смугу частот МРК, яка досягає 10 МГц і більше. Але нерівномірність АЧХ, її зміна в часі і ряд інших чинників (багатопроменевість, перешкоди зворотньо-похилого зондування (ЗПЗ) і проблема ЕМС з іншими РЕЗ) не дозволяють це здійснити в процесі використання простих сигналів. З іншого боку, відомі широкосмугові сигнали використовуються, як правило, в каналах з рівномірною АЧХ, і їх поведінка і застосовність в МРК невідома і не визначена.

Таким чином, є **актуальною** тема дисертаційної роботи, спрямованої на вирішення важливої науково-прикладної задачі підвищення швидкості передачі інформації метеорних систем радіозв'язку за рахунок розробки адекватної математичної моделі МРК, методів аналізу проходження шумоподібних сигналів (ШПС) через МРК, а також аргументованого вибору виду сигналу.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційні дослідження пов'язані з виконанням д/б НДР № ДР 0114U002697 «Створення технологій побудови багатофункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу навколишнього середовища»; д/б НДР (№ ДР 0112U000207) «Розвиток методів і алгоритмів

дистанційного зондування атмосфери акустичними, електромагнітними та світловими хвилями». У зазначених роботах здобувач був виконавцем.

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є підвищення середньої швидкості передачі інформації метеорних систем зв'язку шляхом обґрунтованого застосування в них шумоподібних сигналів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі **наукові задачі**:

- проаналізувати найбільш критичні характеристики МРК, що

впливають на якість передачі ШПС і їх вибір;

- розробити математичну модель МРК, що враховує його вищевказані характеристики і яка може бути використана для різних видів ШПС, а також із врахуванням методів модуляції та обробки шумоподібних сигналів;

- розробити критерії оцінки придатності сигналів для передачі їх по МРК;

- виконати моделювання проходження різних видів ШПС через МРК і чисельно оцінити ефективність передачі того чи іншого сигналу. На підставі цього зробити вибір виду ШПС для передачі його по МРК.

Об'єкт дослідження – процес передачі інформації метеорним радіоканалом із використанням шумоподібного сигналу.

Предмет дослідження – спотворення шумоподібних сигналів у метеорному радіоканалі, а також методи формування та обробки цих сигналів у метеорній системі передачі інформації.

Методи дослідження. В ході дослідження впливу МРК на передачу ШПС було виконано математичне моделювання метеорного радіоканалу. Під час вибору сигналів для методу активного захисту від ЗПЗ, а також для моделювання прийому ШПС застосовувався кореляційний аналіз. Для вибору апроксимуючого фільтра МРК використовувався метод найменших квадратів. Для визначення ймовірності бітової помилки проходження сигналів через МРК застосовувалося імітаційне моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів

1. Вперше запропоновано спосіб передачі інформації по МРК із використанням ШПС, який, на відміну від існуючих, дозволяє передавати інформацію в умовах перешкод та ефективно використовувати його частотний та динамічний діапазони, зі збереженням властивих цьому каналу прихованості та електромагнітної сумісності.

2. Розроблено нову математичну модель МРК, що відрізняється від

існуючих тим, що у ній враховуються нерівномірності характеристик каналу у широкій смузі частот, а також враховується вплив багатопроменевості та перешкод ЗПЗ, що дозволяє використовувати її для аналізу проходження широкосмугових сигналів по МРК.

3. Розроблено новий метод активного захисту від перешкод класу ЗПЗ, який відрізняється від існуючих використанням декількох ШПС з низьким рівнем взаємної кореляції.

4. На основі моделювання вперше вироблені вимоги для використання шумоподібних сигналів у МРК. На основі цих вимог розроблений спеціальний вид ШПС для МРК.

Практичне значення отриманих результатів:

1. За результатами дослідження отримана математична модель, що враховує характеристики МРК у широкій смузі частот. Ця модель може бути використана для моделювання проходження різних сигналів через МРК.

2. Розроблений метод активного захисту від перешкод класу ЗПЗ дозволить збільшити якість передачі інформації метеорним радіоканалом. Цей метод також може бути адаптований під інші канали зв'язку.

3. Сформульовані вимоги, які висуваються до ШПС для використання його у МРК, можуть бути враховані під час розробки реальної системи метеорного радіозв'язку.

4. Показано, що в процесі використання рекомендованого виду ШПС швидкість передачі інформації у МСЗ збільшилась з 20 кбіт/с (що характерно для існуючих систем) до 140 кбіт/с, тобто у 7 разів, за тієї самої випромінюваної потужності.

5. Результати дисертаційного дослідження були використані в процесі виконання д/б НДР № ДР 0114U002697 «Створення технологій побудови багатofункціонального радіотехнічного комплексу для

екологічного моніторингу навколишнього середовища»; і д/б НДР (№ ДР 0112U000207) «Розвиток методів і алгоритмів дистанційного зондування атмосфери акустичними, електромагнітними та світловими хвилями».

6. Матеріали дисертаційної роботи використовуються у навчальному процесі на кафедрі комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації для студентів 5-го курсу спеціальності «Системи технічного захисту інформації (ТЗІ) та автоматизація її обробки» у дисципліні «Обробка сигналів у системах ТЗІ».

Використання результатів дисертаційних досліджень підтверджується 3 актами впровадження.

Особистий внесок здобувача. Дисертаційна робота є результатом наукових досліджень автора. Основні наукові результати, які наведені у дисертаційній роботі, отримані здобувачем самостійно і досить повно викладені в 15 наукових роботах, опублікованих здобувачем у співавторстві і самостійно. Особистий внесок здобувача в роботах, опублікованих у співавторстві, полягає в наступному. В роботі [1] і [2] розроблені технічні складові стенду для оцифрування результатів метеорних досліджень і алгоритм роботи стенду. У статті [3] дисертант брав участь у розробці методу відновлення інформації за неповними даними метеорних досліджень. У статтях [3, 4] здобувачем запропоновані шляхи вдосконалення методу визначення координат метеорного сліду. В роботі [5] здобувач розробив апаратну частину приймача шумоподібного сигналу. У статті [6] здобувач брав участь у розробці моделі метеорної системи радіолокації. У роботах [7] і [8] здобувачем запропоновано використання шумоподібних сигналів у системах метеорної радіолокації, проведено аналіз їх найбільш критичних характеристик. У статтях [9, 10, 11] здобувачем запропонований і розроблений метод активного захисту систем метеорної радіолокації від перешкод класу зворотно-похилого зондування, а також на основі

моделювання запропоновано використання послідовностей Уолша в основі ансамблю сигналів. У роботі [12] запропонований метод частотного еквалайзера як методу боротьби з перешкодами, які пов'язані з нерівномірністю АЧХ МРК. У статті [13] здобувачем розроблено метод аналізу амплітудно-частотних характеристик метеорного радіоканалу, розроблена експериментальна установка і проведено експериментальне дослідження. У тезах доповіді [15] здобувачем розроблені удосконалення для експериментальної установки аналізу амплітудно-частотних характеристик метеорного радіоканалу.

Апробація результатів дисертації. Основні результати роботи представлені та обговорювалися на таких науково-технічних конференціях: міжнародному радіоелектронному форумі «Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку» (МРФ-2011, МРФ 2014) (Харків 2011, 2014); міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій» (РТ-2014 року) (Севастополь, 2014 року); 16, 17, 18, 19, 20 Міжнародних молодіжних форумах «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті» (Харків, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016).

Публікації. За темою дисертації загалом опубліковано 15 наукових робіт, у тому числі 6 статей у провідних наукових фахових виданнях, затверджених ВАК України, 9 тез доповідей на міжнародних наукових конференціях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел, який складається з 74 найменувань та додатків. Обсяг дисертаційної роботи 155 сторінок., 69 рисунків, 14 таблиць.

РОЗДІЛ 1

МЕТЕОРНИЙ РАДІОКАНАЛ ЯК КАНАЛ ПЕРЕДАЧИ ІНФОРМАЦІЇ

У першому розділі виконано огляд характеристик метеорного радіоканалу з точки зору передачі інформації. У ньому викладається принцип передачі інформації по МРК, характеристики каналу і перешкоди, що виникають в ньому. Розглянуто приклади існуючих систем метеорної радіозв'язку і сигналів, які використовуються в них. Також розглянуті перспективи розвитку метеорних систем передачі інформації.

1.1 Фізика метеорного поширення радіохвиль

Явище метеорного поширення радіохвиль відомо з 50-х років 20-го століття. Метеорне поширення радіохвиль (МПРХ), базується на понятті «метеор». Метеор - це явище світіння, яке виникає під час згоряння дрібної космічної частинки в області нижньої термосфери Землі (80-110 км) - саме ця область називається метеорною областю. Крім світіння від згорілої частки залишається іонізований слід, від якого відбиваються радіохвилі метрового діапазону. Протяжність метеорного сліду може становити до 15 км, а початковий радіус 1 м.

Вперше дане явище було виявлено на початку 30-х років 20-го століття. В [16] сказано, що в 1929-1930 рр. багато дослідників іоносфери, в нічний час доби спостерігали незвичне радіоехо від шару E. У той час існувало безліч гіпотез, однак остаточно довести «причетність» метеорів до цього явища вдалося лише тільки в кінці 40-х років. З 50-х років активно ведеться дослідження метеорних явищ в атмосфері Землі. Відкриття МПРХ пов'язано з розвитком короткохвильового зв'язку.

Дальність МПРХ може становити до 2000 км і обмежується прямою видимістю з висоти метеорного сліду. Обмежень щодо мінімальної відстані не існує, проте вважається, що найкращі умови для зв'язку спостерігаються при дальності 800 ... 1200 км [17]. Варто відзначити, що дальність МПРХ може становити і більше ніж 2000 км, але передача на таку дальність можлива при тропосферному проходженні або за умови високого підйому антеної системи.

Для здійснення зв'язку по МРК, метеорний слід повинен бути орієнтований по дотичній до еліпсоїда, в фокусах якого розташовуються в пункти розміщення передавача і приймача (А і В відповідно), що показано на рис. 1.1. Відбиття радіохвилі від сліду має дзеркальний характер, тобто кут падіння хвилі дорівнює куту відбиття. У разі метеорної радіолокації, передавач і приймач знаходиться в одній точці, а еліпсоїд переходить у сферу [18].

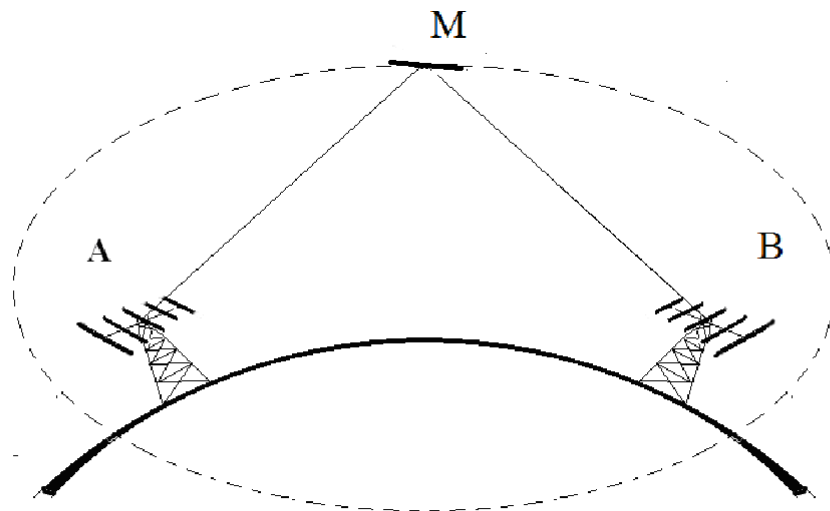


Рисунок 1.1 – Схема здійснення зв'язку по МРК

Орієнтація антен виробляється з урахуванням так званих «гарячих зон» - ділянок небесної сфери, у яких спостерігається найбільша кількість метеорів. Наявність «гарячих зон» викликано тим, що орбіти метеорних тіл у

Сонячній системі розподілені нерівномірно - вони переважають у площині екліптики. Тому і умова дотику виконується не по всій небесній сфері, а у певних місцях. Добове переміщення «гарячих зон» пов'язане з орбітальним рухом Землі і її обертання навколо своєї осі.

Також, завдяки дзеркальному відображенню сигналу від метеорного сліду, метеорний радіоканал є захищеним каналом передачі інформації. При передачі інформації по МРК кореспонденти повинні «розташовуватися» у фокусах еліпсоїда, отже, перехоплення інформації можливий тільки поблизу приймального або передавальної станції. Ніде на всьому протязі траси перехоплення неможливе. Ця особливість МПРХ також є пасивним методом боротьби від навмисних перешкод. Зони перехоплення метеорного радіоканалу щодо передавальної станції зображені на рис. 1.2 [19].

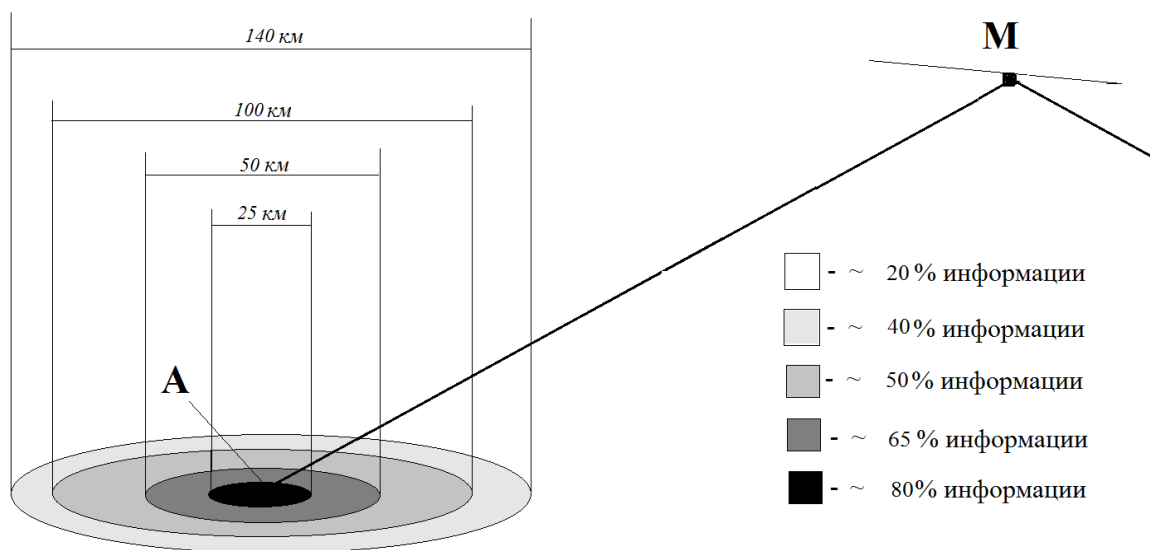


Рисунок 1.2 – Зони можливого перехоплення сигналу МСПІ [19]

Метеорні сліди породжуються частинками з різними масами. Залежно від маси (а також у деякій мірі від щільності, напрямку та модулю швидкості) істотно змінюється величина електронної щільності метеорного сліду. У табл. 1.1 [20] представлена оцінка параметрів спорадичних метеорів.

Таблиця 1.1

| Частинки, які: | | Маса частинки, г | Радіус частинки, см | Кількість за добу | Електронна щільність α , ел/м |
|---------------------------------|-----------------------|----------------------|---------------------|-------------------|--------------------------------------|
| проходять через атмосферу | | 10^4 | 8 | 10 | - |
| повністю згорають у атмосфері | Насичені (видимі) | 10^3 | 4 | 10^2 | - |
| | | 10^2 | 2 | 10^3 | - |
| | | 10^1 | 0.8 | 10^4 | 10^{18} |
| | | 10^0 | 0.4 | 10^5 | 10^{17} |
| | | 10^{-1} | 0.2 | 10^6 | 10^{16} |
| | | 10^{-2} | 0.08 | 10^7 | 10^{15} |
| | Ненасичені (невидимі) | 10^{-3} | 0.04 | 10^8 | 10^{14} |
| | | 10^{-4} | 0.02 | 10^9 | 10^{13} |
| | | 10^{-5} | 0.008 | 10^{10} | 10^{12} |
| | | 10^{-6} | 0.004 | 10^{11} | 10^{11} |
| не спостерігаються радіометодом | | $10^{-8} - 10^{-13}$ | 0.0002 | 10^{20} | - |

Як видно з таблиці, розрізняють два основних типи метеорних слідів: насичені і ненасичені. З точки зору відображення радіохвиль насичений слід відбиває як металевого циліндра відповідного радіуса і вираз, що характеризує потужність сигналу (з електронною щільністю більше ніж $2.4 \cdot 10^{15}$ ел/м) виглядає наступним чином:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \sqrt{\frac{4D + r_0^2}{(\sec \theta)^2} \cdot \ln \left(\frac{r_e \alpha \lambda^2 (\sec \theta)^2}{\pi^2 (4D + r_0^2)} \right)}}{32 \pi^2 r_1 \cdot r_2 (r_1 + r_2) (1 - (\cos \gamma)^2 (\sin \theta)^2)}, \quad (1.1)$$

де - потужність переданого і прийнятого сигналу відповідно;

- коефіцієнт спрямованої дії передавальної і приймальної антен відповідно;

λ – довжина хвилі;

- коефіцієнт амбіполярної дифузії;
- початковий радіус метеорного сліду;
- кут падіння переданої плоскої хвилі на метеорний слід;
- радіус електрона; - лінійна щільність електронів на 1 метр;
- відстань між передавальною антеною і метеорних слідом і між приймальною антеною і метеорних слідом відповідно.

У відбитку від ненасиченого сліду бере участь весь його обсяг. Вираз для потужності сигналу відбитого в цьому випадку має вигляд:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \sigma \cdot \lambda^3 \alpha^2 (\cos(\mu))^2 \exp\left(\frac{-8\pi r_0}{\lambda(\sec\theta)^2}\right)}{(4\pi)^3 r_1 \cdot r_2 (r_1 + r_2) (1 - (\cos\gamma)^2 (\sin\theta)^2)}, \quad (1.2)$$

де - ефективна площа розсіювання електрона ($\sigma = 10^{-28} \text{ м}^2$);

- кут між вектором електричного поля падаючої хвилі та віссю сліду.

Амплітуда сигналу, відбитого від насиченого сліду істотно вище, ніж від ненасиченого і час існування також більше, але такі сліди бувають досить рідко.

Важливою особливістю МРК є його висока стабільність і взаємність. Довжина шляху проходження радіохвиль не змінюється протягом сеансу зв'язку через метеорний слід, а час поширення сигналу в одну і в іншу сторони практично однаково [17]. Складно знайти який-небудь інший канал зв'язку на відстань до 2000 км, в якому час поширення «туди» і «назад» відрізнялося б на частки наносекунд. Ця обставина дозволила створювати в ПНДЛ РТ ХНУРЕ метеорні системи порівняння шкал еталонів часу, які забезпечували похибку звірення в одиниці наносекунд, але були автономними і не залежали від зарубіжних супутникових навігаційних систем [17].

Взаємність МРК пояснюється тим, що шлях радіохвиль не проходить через іоносферу, яка знаходиться в магнітному полі Землі і швидкість поширення радіохвиль в ній залежить від напрямку.

Діапазон радіохвиль, що відбиваються від метеорних слідів, лежить в межах від 30 до 100 МГц, при цьому максимально прийнятною частотою для здійснення метеорної радіозв'язку є 45 МГц. Обмеження зверху пояснюється інерцією електронів, що беруть участь в дзеркальному відбитті радіохвиль, а також недостатньою електронною концентрацією метеорного сліду для дзеркального відображення більш високочастотних сигналів.

Використання більш низьких частот пов'язане зі збільшенням рівня перешкод обумовлених зворотно-похилим зондуванням (ЗПЗ), що особливо істотно, і збільшенням поглинання в шарі D. Частотні характеристики метеорного радіоканалу будуть детально розглянуті нижче.

1.2 Аналіз особливостей МРК з точки зору передачі інформації

Розглянемо, які особливості МРК необхідно враховувати при розробці МСЗ, особливо при використанні широкосмугових сигналів.

1.2 Аналіз особливостей МРК з точки зору передачі інформації

1.2.1 Амплитудні характеристики МРК

На рис. 1.3 зображений процес формування АВХ. Така складна, квазіперіодична форма АВХ на початковому етапі її виникає в результаті послідовного включення в процес відображення різних зон Френеля. В момент t_0 починає формуватися метеорний слід і починає прийматися відбитий сигнал. Коли сформована ділянка сліду буде дорівнює довжині першої зони Френеля, (відбиття відбувається у фазі), амплітуда досягає максимуму. По мірі формування другої зони Френеля амплітуда сигналу слабшає. Таким чином, формування на сліді першої (і кожної непарної) зони

Френеля веде до зростання амплітуди сигналу, кожна парна зона Френеля послаблює сигнал. На етапі розсіювання сліду відбувається експоненціальний спад амплітуди відбитого сигналу.

Розміри зон Френеля для режиму радіолокації визначаються як:

$$L_{FO} = \sqrt{\frac{R_0 l}{2}}, \quad (1.3)$$

де R_0 – відстань від локатора до метеорного сліду;

l - довжина хвилі.

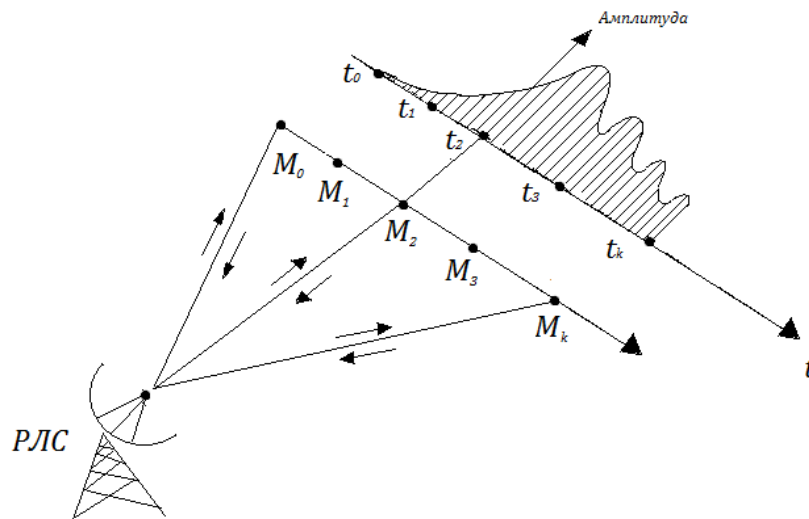


Рисунок 1.3 – Формування метеорної АВХ (у режимі радіолокації) [19]

Для режиму зв'язку розміри зони Френеля визначаються як:

$$L_{FO} = \sqrt{\frac{R_1 R_2 l}{(R_1 + R_2) 2}}, \quad (1.4)$$

де R_1 и R_2 - відстані від передавача до сліду і від сліду до приймача.

Зрозуміло, що на різних частотах (при різних довжинах хвиль) дифракційна картина метеорного відображення буде різною.

У роботі [21] наводяться результати моделювання АВХ, виконаного для двох частот (38 і 42 МГц), які показані на рис. 1.4.

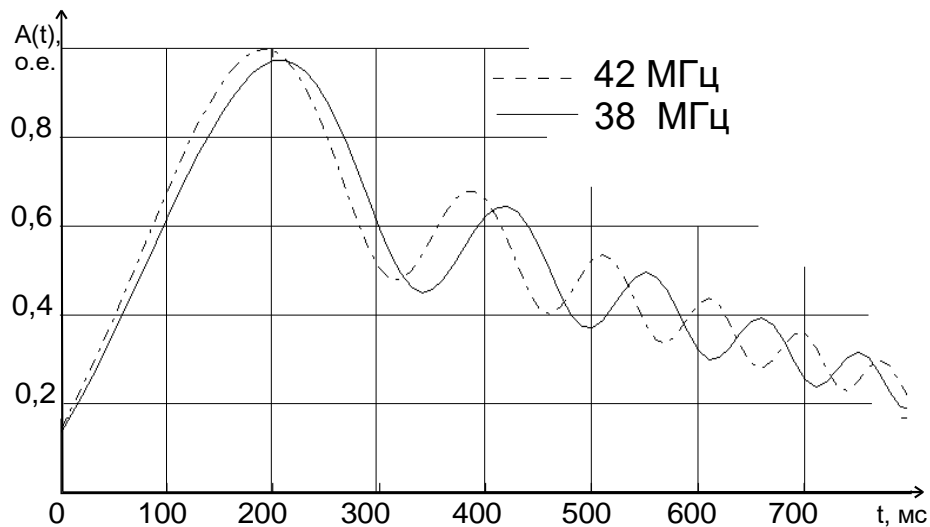


Рисунок 1.4— Відмінності у АВХ на різних частотах [21]

У [21] відзначається також, що «зазначені нерівномірності має сенс враховувати тільки у тому випадку, якщо використовується смуга частот перевищує 10% від значення несучої (середньої) частоти. Практично, при $\Delta f_{эфф} < 4$ МГц зазначеним ефектом можна знехтувати». Але при використанні більш широкосмугових сигналів даною обставиною нехтувати не можна.

Амплітуда відбитого сигналу визначається електронної щільністю сліду, яка, у свою чергу, залежить від маси, щільності та вектора швидкості метеорного тіла. Так, наприклад, чим більше маса та швидкість метеорного тіла, тим вище ступінь іонізації сліду і більше час його існування. Загалом можна сказати, що ці характеристики є випадковими і точно передбачити потужність сигналу, відбитого від метеора не представляється можливим.

На рис. 1. зображено кілька різних АВХ метеорних слідів. Можна виділити деякі їх спільні елементи:

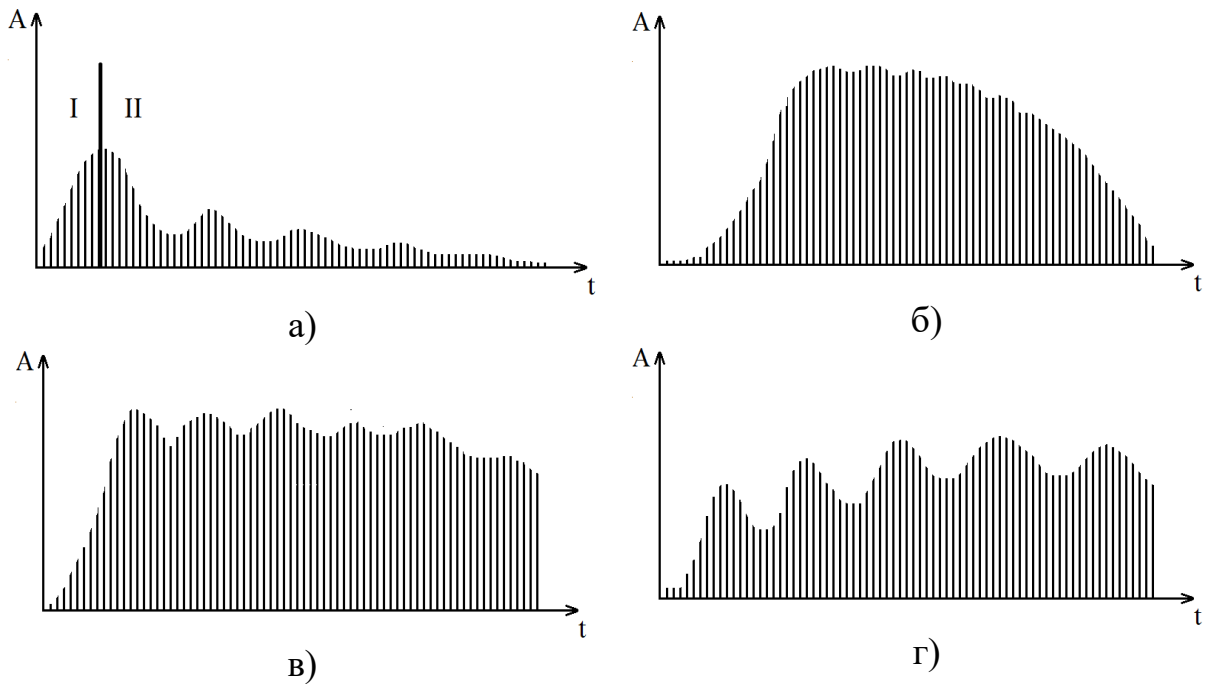


Рисунок 1.5 – Різні види АВХ сигналів відбитих від метеорних слідів а) - відображення від ненасиченого сліду; б) - проміжного типу; в) - від насиченого сліду; г) - від сліду з великою електронною щільністю.

фаза I – виникнення – передній фронт;

фаза II – формування АВХ – поки в процес відображення включаються нові зони Френеля;

фаза III – руйнування сліду. Відбувається розсіювання метеорного сліду та поступове ослаблення амплітуди сигналу [22].

Можна додати, що з АВХ сигналу відбитого від метеорного сліду, можна отримати інформацію про радіант та швидкості входження метеорного тіла в атмосферу Землі. Методи аналізу АВХ представлені в роботах [3, 7].

1.2.2 Часові характеристики МРК.

Метеорні сліди виникають випадковим чином в різних точках небесної сфери, тому цей вид радіозв'язку переривчастий. Але спеціальні алгоритми роботи МСЗ включають в себе процедури пошуку каналу, поділу інформації на пакети, передачі пакетів по каналу, отримання підтверджень та інше. Сама

по собі переривчастість не є серйозним недоліком - достатньо сказати, що інформація в комп'ютерних мережах також передається окремими пакетами з поділом за часом. Набагато більш суттєвою є величина коефіцієнта заповнення:

$$\eta = \frac{T_K}{T_\Sigma}, \quad (1.5)$$

де T_K – час існування каналу,

T_Σ – повний час роботи системи метеорного зв'язку.

Величина η залежить від багатьох факторів і може бути від 0,1 до 10%.

Тривалість існування метеорного сліду, як і АВХ, залежить від маси, швидкості, метеорного тіла та може змінюватися в широких межах (від 0,1 до 1,5 с.). На рис. 1.6 зображений графік залежності часу існування відбиття від кількості метеорів.

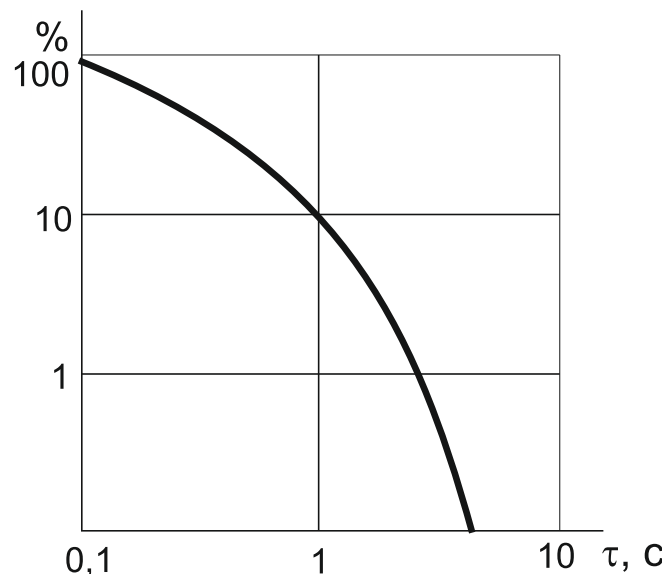


Рисунок 1.6 – Типовий розподіл метеорних слідів за тривалістю

Отже, зв'язок за рахунок відображення метрових хвиль від іонізованих слідів метеорів може бути тільки переривчастим, причому тривалість сеансів

складає зазначені вище 0,1 ... 10% від загального часу роботи апаратури метеорних станцій.

Час очікування метеорного відображення може становити від декількох секунд, до декількох хвилин. Цей час очікування також може змінюватися в залежності від часу доби і пори року.

Як правило, пік метеорної активності припадає на ранкові години. Саме «ранкова» сторона Землі повернена до апексу - напряду її орбітального руху. На рис. 1.7 представлений приклад річного ходу чисельності корисних метеорних слідів [19].

1.2.3 Частотні характеристики МРК

Частотні характеристики МРК, в рамках даної роботи становлять найбільший інтерес, так як для якісної передачі широкосмугового сигналу потрібно враховувати частотні характеристики каналу.

Як зазначалося вище, метеорний радіозв'язок заснований на відбитті УКХ від іонізованих слідів метеорів. Діапазон частот, переданих по МРК, лежить в межах від 30 до 100 МГц.

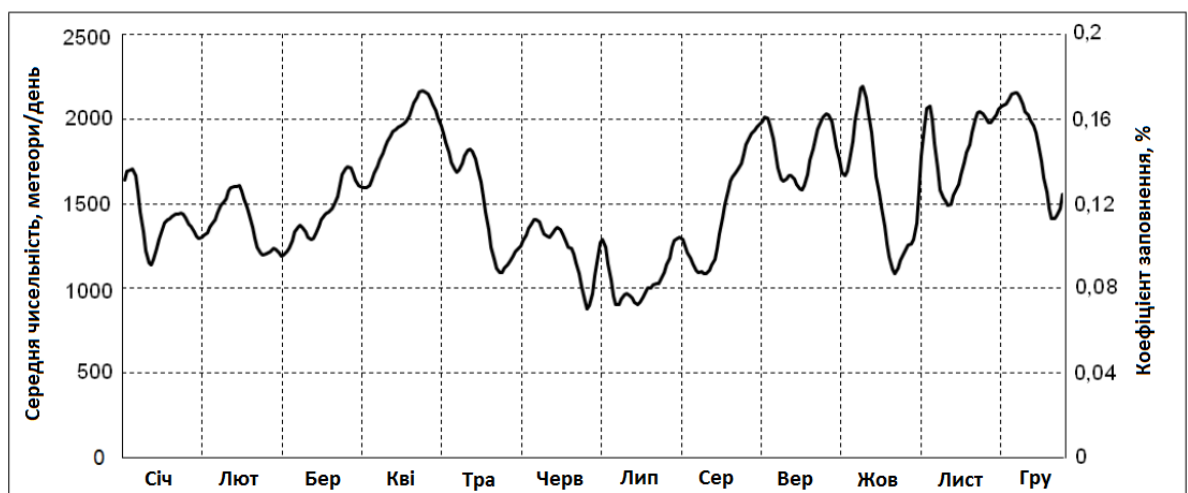


Рисунок 1.7 – Залежність кількості метеорів від місцевого часу [19]

Залежність амплітуди відбитого сигналу від частоти досить точно описується наближеною формулою [18]:

$$A(f) \sim \frac{1}{f^{2.4}} \quad (1.6)$$

Це співвідношення найчастіше використовувалося для вибору середньої частоти МРК з діапазону можливих, а не для оцінки АЧХ в межах смуги його пропускання. В роботі [21] була зроблена спроба отримати окремі вирази для АЧХ насиченого і ненасиченого слідів. як стверджує [21], якщо залишити в (1.1) і (1.2) тільки залежність від частоти, можна отримати:

$$A(f) \sim \frac{1}{f^{2.5}}, \quad (1.7)$$

для ненасиченого сліду, і

$$A(f) \sim \frac{1}{f^{1.4}} \quad (1.8)$$

для насиченого сліду. Графічно ці залежності, нормовані до значення на частоті 30 МГц, представлені на рис. 1.8.

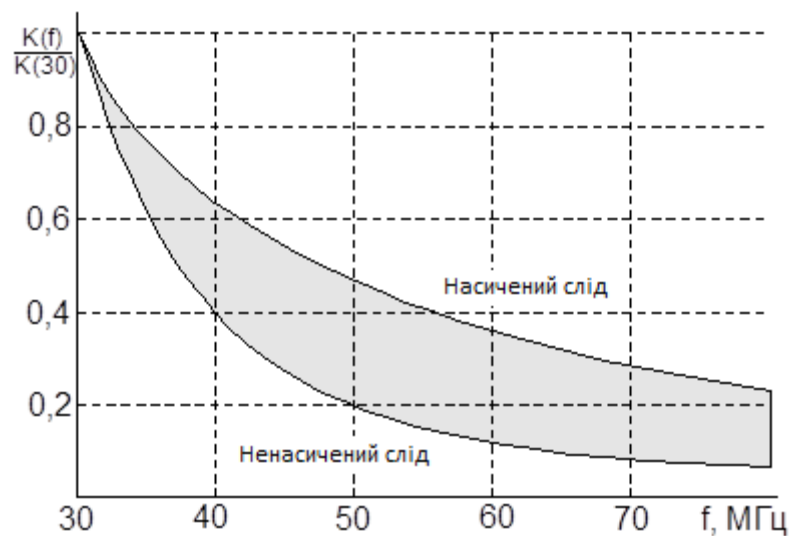


Рисунок 1.8 – Амплітудно-частотні характеристики МРК [21]

Неоднозначність амплітудно-частотної характеристики не дозволяє виробити рекомендації по використанню в ньому широкосмугових сигналів.

Для уточнення частотних характеристик МРК проводилися і експериментальні дослідження. Зокрема, ще в середині 70-х років було проведено ряд експериментів з вивчення частотних властивостей каналу з метою збільшення точності метеорних систем звірення еталонів часу [23].

Основні дослідження, що проводилися в той час, були спрямовані, по-перше, на вивчення можливості передачі широкосмугових сигналів через МРК, по-друге, оцінювався вплив МРК на якість широкосмугового сигналу.

Експериментально була проведена передача сигналу з шириною смуги частот 800 кГц, і оцінювалася групова затримка сигналу. В ході досліджень було встановлено, що МРК не робить істотного впливу на передачу сигналу з такою смугою частот. Дані дослідження дозволяють нам стверджувати, що передача широкосмугових сигналів через МРК можлива.

У роботі [24] розглядаються переваги високих частот стосовно до метеорної радіолокації. Відзначається, що на більш високих частотах зменшується середня тривалість метеорних відбиттів, що, в кінцевому рахунку, є наслідком вже розглянутих залежностей (1.7) и (1.8). Але, у той самий час «...при підвищенні робочої частоти рівень перешкод суттєво знижується». Як виходить з [25], при підвищенні частоти в 5 разів (з 30 до 150 МГц), рівень промислових перешкод, які є визначальними в цьому діапазоні частот, знижується також в 5 разів. Рівень космічних та атмосферних перешкод теж зменшується [25].

Вивчення АЧХ МРК, для розробки широкосмугових систем метеорного радіозв'язку є актуальним завданням. Дослідження з вивчення АЧХ МРК за допомогою пасивної радіолокації, з використанням сигналів телевізійних центрів описані в роботах [11, 13, 15].

1.2.4 Перешкоди у МРК

Розглянемо питання перешкод більш докладно. До перешкод, які виникають у МРК відносяться:

- перешкоди, що викликані ЗПЗ іоносфери;
- перешкоди, що викликані багатопроменевістю метеорного поширення радіохвиль;
- перешкоди обумовлені неповною ЕМС з іншими РЕЗ, що працюють в метеорному діапазоні;
- природні перешкоди (атмосферні, космічні).

Також не можна залишити без уваги перешкоди, які можуть створюватися для інших РЕЗ з боку МСЗ.

Розглянемо ці перешкоди більш докладно.

1.2.4.1 Перешкоди, що викликані ЗПЗ іоносфери

Найбільш помітними перешкодами при роботі систем метеорної радіолокації та метеорного радіозв'язку є перешкоди, викликані зворотньо-похилого зондування іоносфери (ЗПЗ). Ці перешкоди виникають в результаті відбиття радіохвиль метрового діапазону від областей аномальної іонізації в іоносфері. Це явище детально розглянуто в [9]. Механізм виникнення перешкод класу ЗПЗ схематично зображено на рис. 1.9.

ЗПЗ обумовлено відображенням метрових хвиль від сильно іонізованої іоносфери. Ступінь її іонізації визначає (критичний кут) та, відповідно, дальність до відбиває області. Протяжність відбиває області та рівень відбитого сигналу також можуть бути різними. Видимий дальність виникнення ЗПЗ може становити від 900 до 2500 км, протяжність відбиває зони – до декількох сотень кілометрів. Інтенсивність сигналу ЗПЗ порівнянна з рівнем корисного (метеорного) сигналу [9].

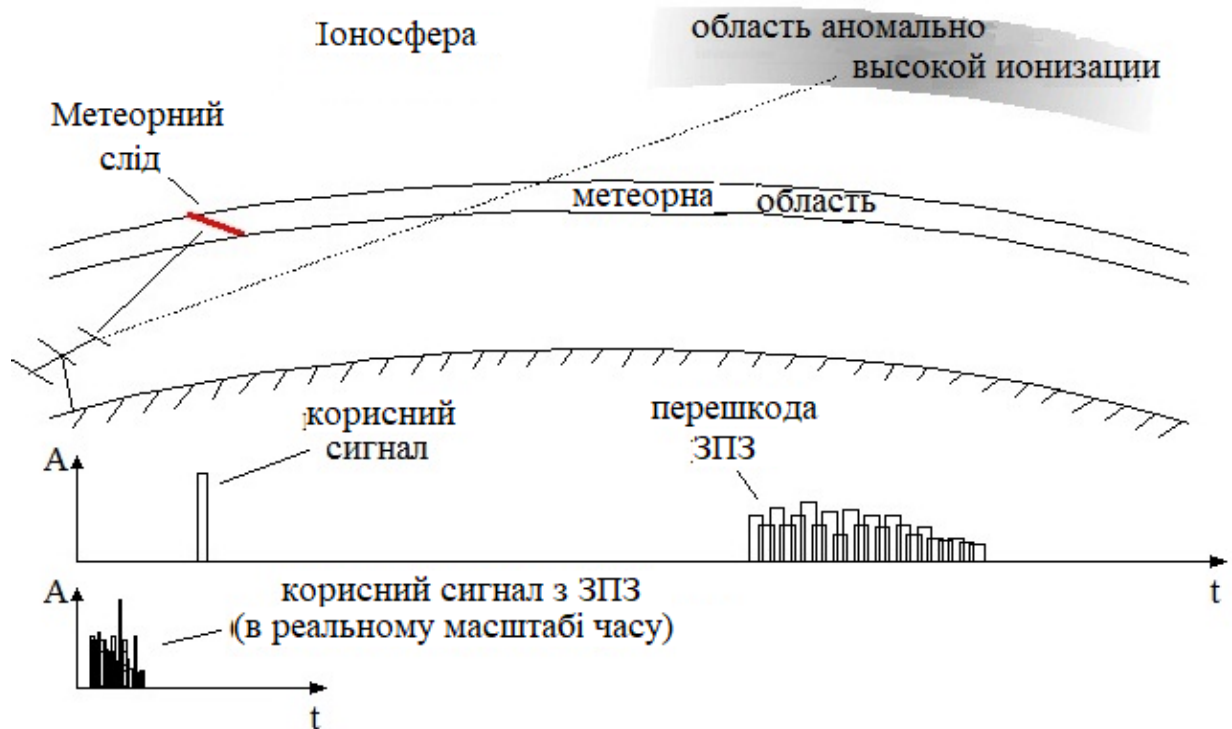


Рисунок 1.9 – Механізм виникнення перешкоди ЗПЗ

Відбиття свого власного (тобто корисного) сигналу від іоносфери, на жаль, не приносить особливої користі. Сильно виражений дисперсний характер відбиття, постійні флуктуації рівня, накладення декількох затриманих на різний час копій сигналу роблять його прийом практично неможливим.

В [26] наведені значення критична частота шару F (табл.1.2).

Таблиця 1.2

| Фаза сонячної активності | Сезон року | Час доби | Критична частота шару F, МГц |
|--------------------------|------------|----------|------------------------------|
| Максимум | Зима | День | 14 |
| | | Ніч | 2 |
| | Літо | День | 7 |
| | | Ніч | 4 |
| Мінімум | Зима | День | 8 |
| | | Ніч | 2 |
| | Літо | День | 6 |
| | | Ніч | 4 |

Як видно з таблиці, критична частота змінюється досить істотно. Вираз для обчислення критичної частоти в іоносфері має вигляд:

$$f_{кр} = \sqrt{81 \cdot N}, \quad (1.9)$$

де N - щільність заряджених частинок в іоносфері.

Звичайно, що в тих же співвідношеннях буде змінюватися частота відбиття при похилому проходженні радіохвиль через іоносферу. Тому дане явище, як правило, проявляється в денні години, особливо при максимальній фазі сонячної активності.

1.2.4.2 Перешкоди обумовлені багатопроменевістю

Як було сказано в першому розділі, метеорні сліди виникають на висоті 80 ... 110 км, в результаті згоряння дрібного метеорного тіла. На цій висоті спостерігаються сильні вітри, здатні розірвати слід на кілька частин. При цьому на кожному (або на деяких) з них можуть виникати свої відбиваючі точки, що схематично зображено на рис. 1.10.

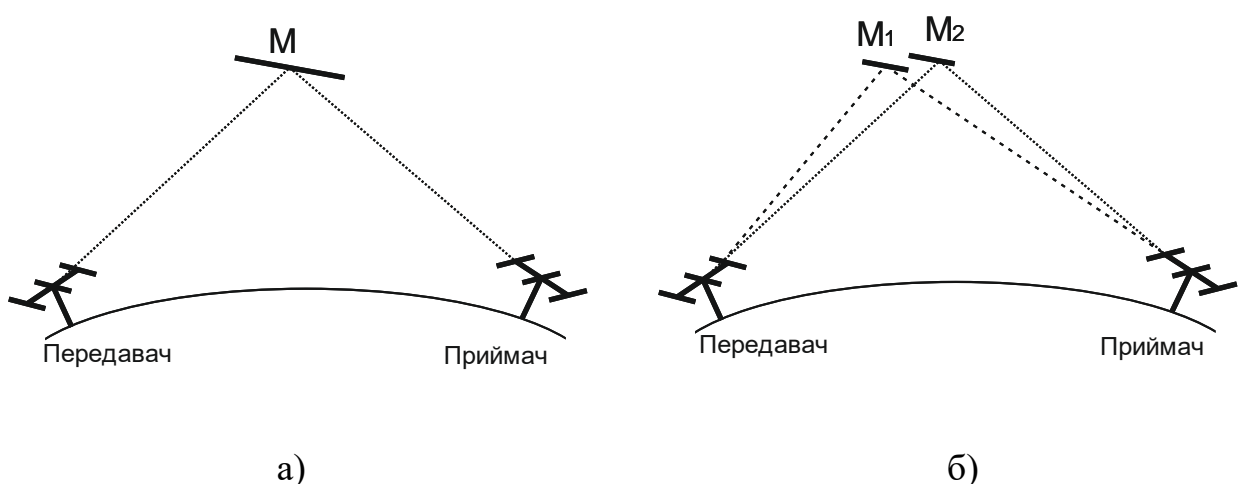


Рисунок 1.10 –а) дзеркальне відбиття від метеорного сліду,
б) ефект багатопроменевості

Внаслідок в приймальну точку одночасно приходять сигнали, що відбилися від двох та більше фрагментів метеора.

$$S(t) = A_1 \cdot S_1(t) + A_2 \cdot S_2(t + \Delta t_2) + A_3 \cdot S_3(t + \Delta t_3) + \dots + A_N \cdot S_N(t + \Delta t_N), \quad (1.10)$$

де $S_N(t)$ - сигнал відбитий від метеорного сліду,

Δt_N - часове зміщення щодо основного сигналу.

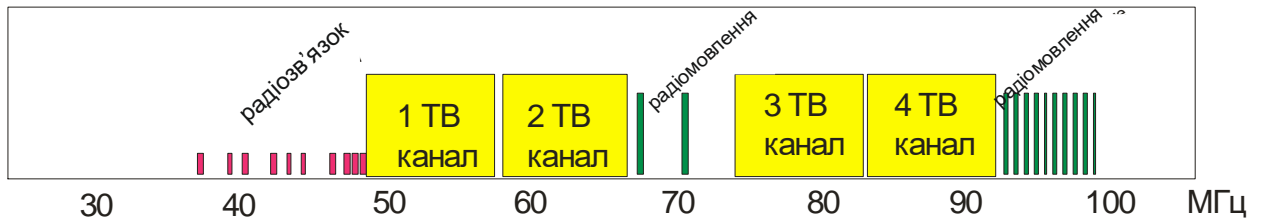
Шляхи поширення цих сигналів відрізняються, і як наслідок на вхід приймача приходять кілька копій одного і того ж сигналу, затримані за часом. Час взаємної затримки сигналів може становити кілька десятків наносекунд [27].

Під час передачі вузькосмугових сигналів через МРК багатопроменевість не чинить заважаючого ефекту, тому що тривалість одного інформаційного посилення становить кілька десятків мікросекунд, що набагато більше затримки. Однак, під час передачі широкосмугових сигналів, дане явище, необхідно враховувати.

1.2.4.3 Перешкоди обумовлені неповною ЕМС з діючими РЕЗ.

У частотному діапазоні 30 ...70 (100) МГц працюють зв'язні, радіомовні (РМ), телевізійні та інші РЕЗ. У Додатку А як приклад представлена інформація про деякі РЕЗ, що працюють в зазначеному діапазоні в м.Києві (інформація про потужності і смузі частот отримана на підставі [26-28]).

Таким чином, у зазначеному діапазоні в одному тільки Києві та області працює (82 + область) РЕЗ різного призначення. На малюнку 1.11 наведена графічна інтерпретація представленої в Додатку інформації. Ситуація з «заселеністю» діапазону в інших областях України та суміжних держав аналогічна.



Рисунку 1.11 – Розподіли РЕЗ в межах діапазону МРЗ

Як видно з рисунку, діапазон «заселений» досить щільно. Знайти в ньому вільну ділянку шириною в кілька десятків кілогерц - не проблема, але якщо потрібна смуга в кілька мегагерц, то знайти її буде набагато складніше.

Крім того, слід враховувати, що передавач метеорного зв'язку повинен бути досить потужним (не менше 1 кВт), що потребують додаткового узгодження під час отриманні дозволу на частоту, оскільки дальність поширення сигналу такого передавача може перевищувати розміри адміністративної області.

Аналіз представлених даних дозволяє стверджувати, що використання широкосмугових метеорних систем зв'язку з простим сигналом в густонаселених районах (тобто практично по всій території України) буде створювати перешкоди для зв'язкових та мовних РЕЗ.

Що стосується ЕМС на стороні приймача, то використання простого широкосмугового сигналу в системі зв'язку, змушує використовувати широкосмуговий приймач. Проблема використання широкосмугового приймача пов'язана з проблемами забезпечення ЕМС. Приймач, вхід якого «відкритий» для прийому корисного широкосмугового сигналу, буде крім корисного сигналу, приймати також шуми та перешкоди.

Також, на роботу системи зв'язку будуть впливати різні передавачі, що працюють в тому ж діапазоні. Як показують дані [30], та що було сказано раніше, в даному діапазоні працює близько 300 різних передавальних пристроїв. Навіть при використанні спрямованої антени типу «хвильовий

канал» засобом метеорного радіозв'язку, з коефіцієнтом спрямованої дії 5, значна частина перешкод буде приходити на вхід приймача.

1.3 Огляд існуючих систем метеорного зв'язку

Незабаром після відкриття явища метеорного поширення радіохвиль, в 50-х рр. почали з'являтися експериментальні метеорні системи передачі інформації (МСПІ).

Першою експериментальною радіолінією двостороннього переривчастого метеорного зв'язку стала «Janet». Вона діяла на трасі Торонто – Порт-Артур завдовжки 960 км. Радіолінія працювала на частоті близької до 40 МГц, ширина смуги пропускання становила 3 кГц.

Надалі в США проводилися дослідження з метою організації телетайпного метеорного зв'язку між кораблями та береговими службами. Така зацікавленість була викликана тим, що як обґрунтовано вважали тоді, метеорні системи зв'язку «виживали» в умовах ядерного конфлікту. Більш докладної інформації з даного питання немає. В теперішній час метеорні системи зв'язку застосовуються в системах зв'язку які потребують передачу невеликих об'ємів інформації на великі відстані.

Розглянемо сучасні системи метеорного радіозв'язку які і зараз використовуються. Окрім них слід також розглянути системи метеорної радіолокації, тому як системи метеорної локації використовуються для дослідження метеорного радіоканалу.

За час існування метеорного радіозв'язку, починаючи з 50-х років та до сьогодення, телекомунікаційні технології зробили великий стрибок вперед. Сьогодні, системи зв'язку зі швидкістю передачі даних в сотні Мбіт / с - повсюдне явище, в тому числі, на побутовому рівні.

Типові системи метеорного радіозв'язку, витрачають в середньому невелику потужність для передачі інформації (10 Вт). Завдяки цьому,

метеорні системи радіозв'язку зарекомендували себе як економічні, через що, їх зручно використовувати як периферійні станції, в важкодоступних районах.

Через особливості поширення, метеорні системи зв'язку, використовують спрямовані антенні системи типу хвильовий канал, з коефіцієнтом спрямованої дії 5 (рис. 1.12).

Через такого колосального прогресу у сфері телекомунікацій, сьогодні метеорні системи зв'язку не мають широкого застосування, а використовуються виключно в вузькоспеціальних цілях. Метеорні системи зв'язку можуть застосовуватися як засіб прихованої передачі інформації, тому що вони використовують малу потужність передавача. Крім того перехопити інформацію, що передається метеорним каналом практично неможливо. Антенні системи систем метеорного зв'язку легко «маскуються» під типові телевізійні антени.

Однією із переваг метеорних систем зв'язку для військових цілей вважалося те, що вони повинні зберігати працездатність в умовах аномально високої іонізації в нижніх шарах іоносфери, яка може виникнути в наслідок ядерного вибуху. Така подія призведе до «непрозорості» іоносфери для КВ діапазону. Розраховувати на супутникові канали зв'язку в цих умовах нерозумно.

Незважаючи на інтерес з боку військових, метеорний радіозв'язок розвивався також і в мирних цілях. Були навіть створені комерційні організації MCC (Meteorcomm) та SatCom. Вони займаються організацією зв'язку у системах де не важлива висока захищеність інформації (наприклад організацією контролю за станом стрілок на залізниці).



Рисунок 1.12 – Антена типу хвильовий канал для МРЗ

Метеорний радіозв'язок знаходить також використання в цивільних сферах життя, таких як системи оповіщення надзвичайних ситуацій, системи контролю вантажних перевезень, двосторонній зв'язок, та інші.

Прикладами використання метеороного радіозв'язку в цивільних цілях є:

- SNOTEL – контроль рівня снігу. (Аляска, США);
- AMBSC – система попередження сходу лавин (Айдахо, США);
- Філіппінська система контролю за станом маяків;
- системи контролю дрейфуючих льодовиків;
- Пакистанська система контролю водних ресурсів і льодовиків;
- Єгипет – контроль рівня річки Ніл;
- Єгипет – система моніторингу стану маяків;
- Великобританія - система контролю якості води [31];
- системи синхронізації часу МЕТКА-11 з функцією зв'язку.

Виходячи із аналізу кожної із цих систем впливає, що це системи збору і передачі метеорологічної і подібної інформації від великої кількості периферійних пунктів збору даних, в головний пункт. Прикладом таких систем, можуть бути системи розроблені компанією Meteorcomm, США, що

працюють у багатьох країнах світу. Розглянемо кілька систем метеорного зв'язку більш докладно.

1.3.1 Система контролю екологічної обстановки SNOTEL

Система контролю висоти снігового покриву в горах SNOTEL (SNOwpack TELemetry). Починаючи з 80-х років ця система успішно надає інформацію про стан снігового покриву в горах, ніж дозволяє прогнозувати стан водних ресурсів в річках. Система розрахована на роботу в складнодоступних районах, тому робота кожної із базових станцій автономна. Всього в складі системи SNOTEL задіяно близько 600 периферійних пунктів, що розташовуються на території 11 штатів, включаючи Аляску. Виносні пункти обладнані акумуляторами, що заряджаються за допомогою сонячних батарей. Незважаючи на велику кількість виносних пунктів - передача і обмін інформацією відбувається на дві базові станції - в цьому полягає одна з основних переваг систем метеорного радіозв'язку - велика дальність дії. Теоретично, при нормальних умовах, базова станція може охоплювати територію радіусом 2000 км. [17, 32]

1.3.2 Системи метеорного радіозв'язку MeteorComm

Однією із відомих систем метеорного зв'язку, є система, розгорнута в гірських районах Пакистану. Вона призначена для збору даних про погоду, стан снігового покриву і льодовиків у верхів'ях річок Тарейла, Мангла і Кабул. Мережа організована уздовж північного кордону Пакистану. Її зона обслуговування становить територію близько 320 тис. км². Ця система була розгорнута в два етапи. Перший етап (1993 г.) включав в себе розміщення 24-х периферійних пунктів на висотах від 2500 до 4300 м. Завданням кожного із датчиків було вимір висоти снігового покриву, температуру, відносну вологість повітря, швидкість і напрям вітру і освітленість. На другому етапі

(1998 г.) в долинах річок були встановлені ще 24 периферійних пункти, завданням яких був контроль рівня води в річках. В якості периферійних пунктів використовуються станції МСС-550В (рис 1.13)

Центральна станція розташована на Півдні Пакистану поблизу міста Лахор. З метою резервування вона складена із двох комплектів обладнання МСС-520В.



Рисунок 1.13 – Периферійна МСС-550В

Кожна із 48 периферійних станцій обладнана сонячними батареями потужністю 30 Вт, і акумуляторами на 80 А · год при напрузі 12 В. Детально характеристик головної станції представлені в таблиці 1.3 [17]. Діапазон робочих частот обмежений частотами від 43 до 44 МГц, що може свідчити про те, що система використовує вузькосмугові сигнали [33, 34].

Таблиця 1.3

| | |
|--------------------------------|-----------------|
| Вихідна потужність передавача | 250 Вт...10 кВт |
| Робоча частота у діапазоні | 43...44 МГц |
| Стабільність частоти, не гірше | 10^{-6} |
| Тип модуляції | ОФМ-2 |
| Швидкість модуляції | 4 или 8 кбіт/с |
| Чутливість приймача | -128 дБм |

Це не єдина система, що працює в комплекті з MCC-520В. Подібна система була розгорнута в Непалі. Метою станції працює в Непалі було оповіщення про можливі повені. В рамках цього проекту було встановлено 19 периферійних станцій в районах можливого затоплення, яка в разі небезпеки оповіщає інші. Оповіщення населення проводиться за допомогою сирен, а передача інформації від однієї станції до іншої здійснюється через метеорний радіоканал.

Вибір МРК як засобу передачі інформації в системах описаних вище не випадково. Ці системи працюють в гірських районах, в складно доступних місцях зі складним рельєфом. Периферійні станції знаходяться на різній висоті, а відстань між ними може становити тисячі кілометрів. Завдяки природі метеорного зв'язку, високі гірські хребти не є проблемою, так як точка відбиття знаходиться на великій висоті, і в цьому випадку гори не є перешкодою для передачі даних. Крім того, ці системи не вимагають великої потужності передавача периферійної станції. Уривчастість МРК в цьому випадку не є великою проблемою - інформація, наприклад, про вологість повітря в районі не змінюється протягом кількох секунд, а значить інформація про неї може передаватися раз в кілька хвилин - це і є середнім часом очікування метеорного відбиття.

Розглянемо недоліки інших систем зв'язку для використання їх в подібних системах. Використання провідного зв'язку в таких районах ускладнено, і до того ж через велику відстань між пунктами зв'язку економічно недоцільно.

Система контролю стану водних ресурсів в Великобританії замінила метеорні системи телеметрії, на системи, що працюють по GSM і GPRS. Зв'язок здійснюється за допомогою пристроїв, розроблених компанією «Meteor Communication Corporation Europe» - MCC-972P и MCC-972 ESNET (рис. 1.14).



Рисунок 1.14 – Система зв'язку MCC-972P

Такий крок викликаний тим, що в районах, де здійснюється вимірювання рівня забруднення води, є покриття стільникового зв'язку. Але, якщо говорити про малонаселенні гірські райони, а тим більше, якщо це системи контролю за станом маяків, то про GSM покритті мови і не може бути.

Використання засобів супутникового зв'язку може бути ускладнено тим, що для систем супутникового зв'язку, для забезпечення прийнятної ймовірності бітової помилки потрібно використовувати складне устаткування. Але основним недоліком використання супутникового зв'язку є висока вартість такої системи.

1.3.3 Система зв'язку ВАТ НДІ «Нептун»

Ще однією з сучасних систем метеорологічного зв'язку є апаратура метеорологічного зв'язку і синхронізації (АМСС), розроблена ВАТ НДІ «Нептун» на замовлення Російського Агентства з Систем Управління, рис. 1.15. Вона призначена для прийому і передачі даних і для високоточної синхронізації шкал часу радіонавігаційних станцій, а також для метеорологічного радіозв'язку. Ця система успішно пройшла кілька випробувань на трасах: Санкт-

Петербург - сел. Куповану (Московська обл. - 800 км), Санкт-Петербург - сел. Пісочне (канал УКХ - 40 км), Санкт-Петербург (Стрільна) - Мурманськ (Сафоново - 1200 км) [31]. При обміні інформацією, передбачений режим обміну файлами. Вся передана і прийнята інформація записується на диску і може бути виведена на принтер.



Рисунок 1.15 – Система метеорного радіозв'язку ВАТ НДІ «Нептун»

Основні технічні характеристики АМСС наведені в табл.1.4.

Незважаючи на успіх випробувань, апаратура так і не була затребувана і на даний час застаріла. У зв'язку з цим підприємство веде розробку метеорного системи передачі інформації нового покоління. [31].

Таблиця 1.4

| | |
|-------------------------------------|-------------------------|
| Дальність зв'язку | 20 – 1800 км |
| Діапазон робочих частот | 47...58 МГц |
| Вихідна потужність (в імпульсі), Вт | не менш ніж 300 |
| Смуга частот | 28 кГц |
| Чутливість при с/ш 10 дБ | не гірше 1,2 мкВ |
| Режим роботи | симплексний, пакетний |
| Вид модуляції | ФМ зі зміною фази 90° |
| Споживана потужність | не більше 150 Вт |
| Тип антени | Логоперіодична (ДС 70°) |

1.3.4 Апаратура комплексу МЕТКА-11

Метеорне поширення радіохвиль знаходить застосування не тільки в системах зв'язку, а й в апаратурі звірення еталонів часу. Прикладом такої апаратури є комплекс «МЕТКА-11», розроблений в ХНУРЕ [36].

Особливістю даного комплексу є наявність двох режимів - порівняння шкал часу і передача інформації. Апаратура комплексу «МЕТКА-11» працює на частоті в діапазоні 40 ... 50 МГц, при цьому вона має відносно невелику ширину смуги частот – 0.2 МГц. Також в комплексі використовується цифрова обробка і вимір тимчасового положення сигналів. [19] Завдяки таким характеристикам «МЕТКА-11» дозволяє досягти похибки вимірювань близько 1 нс, полегшується рішення задачі електромагнітної сумісності з діючими системами метрового діапазону. Більш докладно параметри радіометеорної системи звірення «МЕТКА-11» представлено в табл. 1.5.

У апаратурі «МЕТКА-11», для входження в зв'язок і усунення неоднозначності фазових вимірювань використовуються фазо-маніпульовані (ФМн) імпульси, що сформовані на основі коду Баркера, а для високоточних фазових вимірювань по огинаючим і когерентним несучим – двочастотний сигнал (ДЧС). По іншому реалізований ДЧС - у вигляді бінарної ФМн за законом меандру несучої частоти. До складу апаратури «МЕТКА-11» включена ЕОМ, яка виконує функції: формування грубої частини шкали часу з дискретністю 1 с; управління роботою пристроїв цифрового блоку; обчислення точної частини значення часового положення прийнятого сигналу по його цифрових відліках; накопичення та статистична обробка результатів порівняння, прийому та передачі інформації; завадостійке кодування та декодування інформації; обмін інформацією з оператором, що включає відображення даних на екрані дисплея та введення даних з клавіатури.

Таблиця 1.5

| Параметр | Найменування |
|---------------------------|---|
| | «МЕТКА-11» |
| Робоча частота, МГц | 45,5 |
| Імпульсна потужність, кВт | 2...4 |
| Вид сигналу | Фазоманіпульований ФМн+ Двочастотний ДЧС |
| Тривалість сигналу, мкс | 10x13– ФМн, 5x265– ДЧС |
| Похибка, нс | ≈1 |
| Ширина спектру, МГц | 0,2 |
| Період розробки, р. | 1995–2000 |
| Період випробувань, р. | 2000–2001 |

1.3.5 Експериментальна система метеорної радіозв'язку RANDOM

Однією з сучасних систем метеорної радіозв'язку є експериментальна система RANDOM (Radio Network for Data Over Meteor burst channel), характеристики якої наведені в табл. 1.6. Вона була розроблена вченими з університету Сідзуокі Японії в 1992 році [37].

Це перша система метеорної радіозв'язку, побудована в Японії. Дві станції рознесені на відстань 732 км. Система працює на частоті 48.375 МГц з максимальною пропускнуою здатністю 16 кГц. Максимальна випромінювана потужність складає 300 Вт. В якості антенної системи використовується 5-ти елементний хвильовий канал з горизонтальною поляризацією. У першій версії системи використовується частотна маніпуляція з мінімальним зсувом. Зараз, модуляція сигналу здійснюється за допомогою диференціальної фазової маніпуляції. Особливістю роботи даної системи є динамічна зміна кількості фаз.

Цей механізм працює наступним чином. Перш за все, система завжди використовує D-BPSK. У цей час головна станція розраховує відношення сигнал / шум. Потім, якщо сигнал досить сильний, то система переходить в

режим роботи на квадратурній фазовій маніпуляції D-QPSK [37]. Також є згадки про використання МСС в Антарктиді [38]

Таблиця 1.6

| | |
|---|-------------|
| Вихідна потужність задаючого генератора | 50 Вт |
| Робоча частота | 48,375 МГц |
| Смуга частот | 16 кГц |
| Віддалена вихідна потужність | 100 Вт |
| Максимальна потужність передачі | 300 Вт |
| Швидкість передачі, символна | 1200 симв/с |
| Центральна частота нижнього ПЧ | 4.8 кГц |
| Інтервал зондування | 178.33 мс |
| Інтервал даних | 10 хвилин |

В ході виконаного огляду сучасних систем метеорного зв'язку, можна зробити опис «образу» системи метеорного зв'язку, з усередненими характеристиками. Несуча частота сигналу, «середньостатистичної» МСПП, лежить в діапазоні від 35 до 47 МГц. Смуга частот, в середньому випадку становить 16 ... 500 кГц. Потужність роботи передавача - 100 ... 500 Вт. Швидкість передачі інформації в середньому дорівнює 5 ... 100 біт / с.

Варто також відзначити, що метеорні системи радіолокації, переважно працюють з вузькосмуговими сигналами. Наприклад, метеорна автоматизована радіолокаційна система (МАРС) (рис. 1.16, а) працює з вузькосмуговими сигналами (45 кГц). Детальні характеристики МАРС наведені в таблиці 1.7 [39].

Однак, останні розробки, такі як МЮ-радар (рис 1.16, б) розробка університету Кіото, відноситься до класу Мезосферних-стратосферних-тропосферних (МСТ) радарів [40]. В якості зондируючих сигналів використовуються шумоподібні сигнали, в основі яких лежить послідовність Баркера.

Таблиця 1.7

| | |
|---|---------------------|
| Робоча частота | 31.1 МГц |
| Потужність передавача в імпульсі | 1 МВт |
| Частота повторення імпульсів | 500 с ⁻¹ |
| Тривалість імпульсів | 30 мкс |
| Коефіцієнт посилення антен в основному пункті | 250 |
| Реальна чутливість приймача | 5 мкВ |
| Смуга пропускання приймального пристрою | 45 кГц |



а)



б)

Рисунок 1.16 – Системи метеорної радіолокації а) МАРС, б) МЮ-радар

1.4 Аналіз шляхів розвитку метеорних систем зв'язку.

З розгляду характеристик та областей застосування існуючих систем метеорного зв'язку може скластися враження, що ці системи поступово витісняються та «йдуть в минуле». Але ряд робіт, які були опубліковані порівняно недавно, свідчать про те, що метеорний радіоканал як і раніше цікавий для дослідників, в тому числі, в Україні.

Підвищенню пропускної спроможності метеорних систем зв'язку на коротких трасах присвячена робота [41]. В умовах коротких (менше 400 км) трас області концентрації корисних для зв'язку метеорних слідів можуть виявитися не над серединою траси, а з боків, або навіть позаду одного з пунктів. В [41] розроблена модель, що дозволяє прогнозувати необхідні

напрямки орієнтації ДН антен протягом доби. Вживані заходи можуть підвищити середню швидкість передачі на 40% в порівнянні з нерухомими антенами, що підтверджено експериментально.

Вдосконалення МСПІ повністю присвячена робота [21]. Розглянуто структуру взаємодії рівнів мережевий моделі (т. з. модель OSI, прийнятої в мережах зв'язку) стосовно МСПІ. Виділено фізичний, каналний та сеансово-транспортний рівні та проаналізовані шляхи вдосконалення на кожному з них.

Для фізичного рівня [21], перш за все, вважає за доцільне звернути увагу на АВХ. У традиційних метеорних системах передачі інформації передача починається тоді, коли потужність сигналу перевищить встановлений поріг і припиняється, коли впаде нижче нього. При цьому швидкість передачі протягом усього часу існування сліду залишається постійною. На рис. 1.17 сірим фоном відзначена область, в межах якої здійснюється передача. При фіксованій смузі частот швидкість передачі R_0 буде визначатися встановленим амплітудним порогом P_0 , а хвилеподібний зміни потужності являє собою перешкоду.

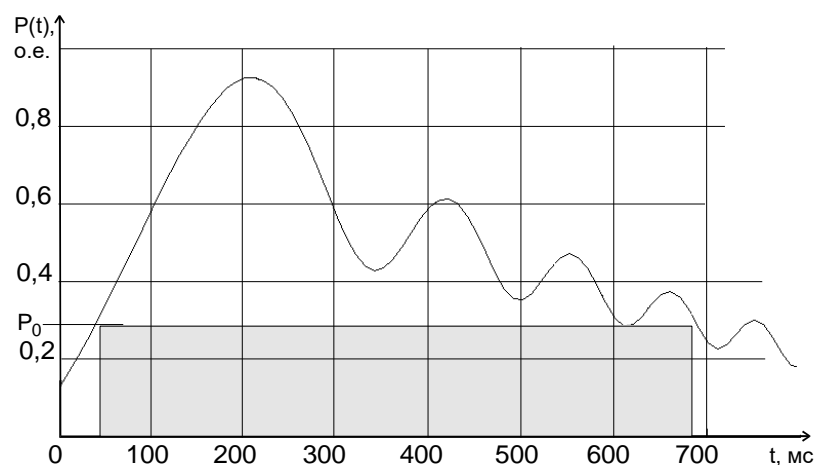


Рисунок 1.17 – Графічне представлення коефіцієнта використання АВХ метеорного сліду

В [21] пропонується не приймати зміну амплітуди як перешкоду, а безперервно вимірювати та навіть прогнозувати її. Потім, використовуючи факт взаємності каналу, відповідним чином змінювати вид модуляції та надлишковість кодування, що дозволить збільшити середню швидкість передачі в 2 ... 2,5 разів, у порівнянні з фіксованою швидкістю.

Для збільшення ефективності використання метеорного сліду в [21] пропонується відмовитися від довгих синхропоследовательностей, які йдуть попереду інформаційному повідомленню та «з'їдають» кілька мілісекунд часу його існування. Замість цього пропонується скористатися можливостями, які надає сучасна цифрова техніка - здійснювати аналого-цифрове перетворення з частотою дискретизації набагато більшою, ніж частота модуляції, для запису в пристрій [35, 42] Це дозволить здійснювати подальшу обробку окремо та незалежно від процесу прийому.

На каналному рівні [19] пропонує використовувати завадостійке кодування та перемежовування символів, яке повинно запобігти виникненню групових помилок. Зазначені заходи є традиційними для МРК та розглядалися в більш ранніх роботах [19, 43, 44]. Ці заходи дозволять збільшити ефективність використання каналу на одиниці - десятки відсотків.

На транспортному рівні пропонується варіювати тривалість інформаційного пакета в залежності від стану каналу та ймовірності бітової помилки, що теж дає вигоду в ефективності в кілька відсотків.

У висновках [21] стверджується, що більшість із запропонованих заходів не може бути реалізовано при збереженні аналогових способів формування та обробки сигналів. Отже, необхідний перехід на цифрові способи формування та обробки сигналів.

Говорячи про частотні властивості МРК, в [21] відзначається, що АЧХ каналу досить широка, тому частотну смугу систем зв'язку слід розширювати. Для корекції нерівномірності АЧХ каналу передбачається або використовувати еквалайзери, або роздільні потоки в різних частотних

смугах подібно до того, як це робиться в провідний (модемного) зв'язку [45] Будь-яких чисельних оцінок або конкретних рекомендацій в робота не наводиться. Це ж стосується обліку відмінності АВХ на різних частотах.

В роботі [46] розроблено модель метеорного радіоканалу, що базується на евристичному вирішенні дифракційної задачі при розсіянні сигналу на іонізованому метеорному сліді. За твердженням автора [46], отримано новий аналітичний вираз, що дозволяє розрахувати потужність когерентної компоненти розсіяного сигналу та описати особливості спостережуваних дифракційних коливань її рівня. Імітаційне моделювання, проведене з використанням даної моделі, дозволило оцінити зміну інтенсивності розсіяного сигналу в часі та обґрунтувати доцільність застосування для метеорної радіозв'язку ширококутових шумоподібних сигналів. Результати моделювання, проходження ЛЧМ сигналу через МРК, отримані в [46], представлені на рис. 1.18. Вони дозволяють оцінити смугу пропускання метеорного радіоканалу каналу не менше ніж в 10 МГц, а то та в 30 МГц.

Аналіз результатів [46] «... дозволяє припустити, що використання в системах метеорного зв'язку кодового поділу каналів та ансамблів ширококутових сигналів з хорошими взаємкореляційними властивостями, дозволить підвищити пропускну здатність даних систем. При цьому, для зменшення впливу дифракційних коливань, необхідно використовувати сигнали з шириною спектра, що перевищує 10 МГц. »

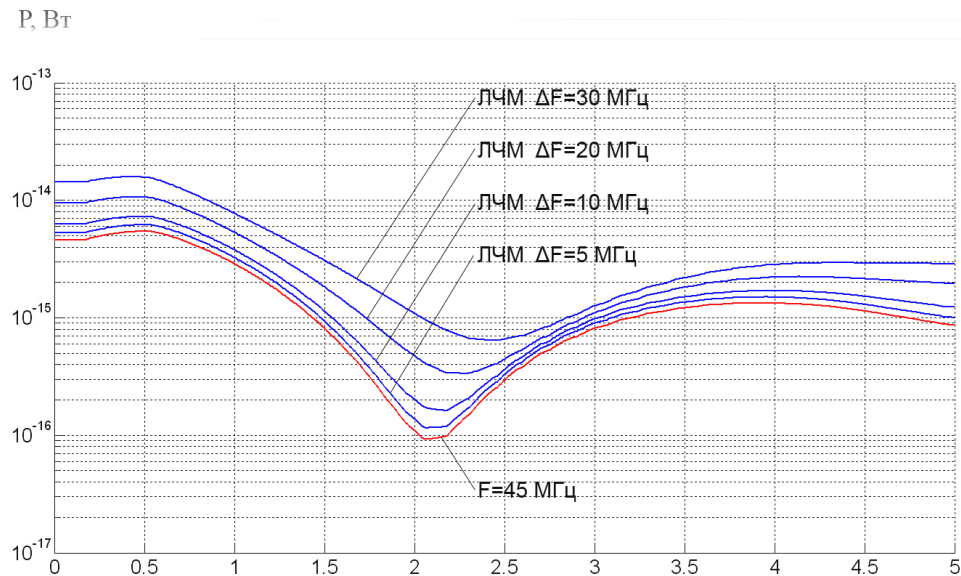


Рисунок 1.18 – Зміна потужності ЛЧМ сигналу, розсіяною на ненасиченому сліді [46]

Також в [46] відзначається, що «... внаслідок малого часу існування метеорного сліду» ... «актуальними завданнями є розробка та дослідження безпорогового методу швидкого виявлення та синхронізації ШШС для метеорного радіоканалу та методу цифрової узгодженої фільтрації великих ансамблів ШШС з базою $B \approx 1000$, що забезпечують ефективну роботу в умовах завмирань та впливу вузькосмугових перешкод».

Зроблений огляд показує, що науковий інтерес до метеорного радіоканалу зберігається. Що ж стосується його практичного використання та перспектив метеорних систем зв'язку, то можна сказати, що при існуючих швидкостях передачі інформації (десятки - сотні біт / с) вони так і залишаться системами зв'язку для віддалених, важкодоступних районів та надзвичайних ситуацій. Навіть якщо швидкість буде збільшена на кілька десятків відсотків, це ситуацію суттєво не змінить.

Але, якщо вдасться збільшити швидкість, не на відсотки, а в рази, то МСЗ будуть цілком здатні конкурувати з мобільними і супутниковими системами зв'язку.

Оскільки ряд авторів [21, 46] схиляються в бік застосування ШПС в МРК, коротко розглянемо їх.

1.5 Шумоподібний сигнал. Визначення, властивості, характеристики

Швидкість передачі інформації вузькосмуговими системами метеорологічного радіозв'язку становить кілька десятків кбіт/с. З огляду на це уваги уривчастість МРК, можна зробити висновок, що обсяг інформації, що передається по МРК досить низький. Збільшення швидкості передачі інформації МСЗ можливо з використанням широкосмугових сигналів.

Широкасмуговий сигнал - це сигнал, ширина спектра якого дорівнює одній десятій несучої частоти сигналу.

$$\Delta f = \frac{f_0}{10}, \quad (1.11)$$

де, Δf – ширина спектру сигналу,

f_0 – несуча частота сигналу.

Шумоподібним сигналом (сигналом складної форми або псевдо-випадковим сигналом) називається сигнал, база якого, істотно більше одиниці [47]. База сигналу визначає добуток ефективної смуги частот F радіосигналу на його тривалість.

$$B = \Delta f \cdot T \gg 1. \quad (1.12)$$

На відміну від простих широкосмугових сигналів, в основі ШПС лежить модулююча послідовність [48].

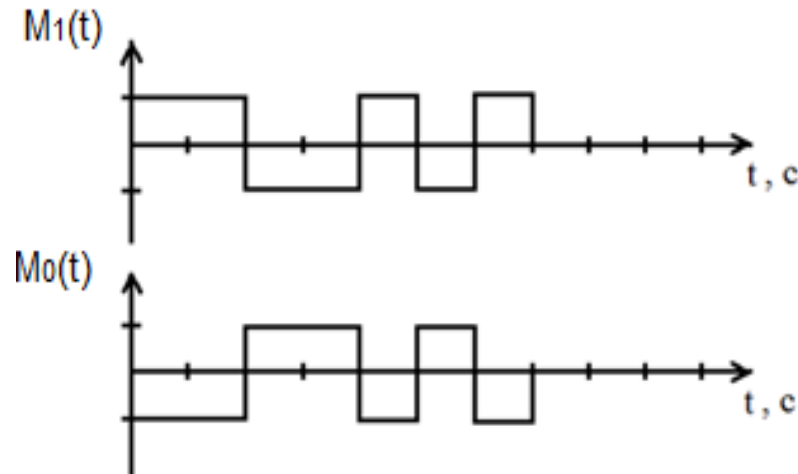


Рисунок 1.19 – Інформаційні біти «0» и «1»

Модулююча послідовність повинна мати хороші кореляційні характеристики, вони залежать від довжини, частоти проходження її імпульсів і посимвольній структурі. Вибір модулюючої послідовності важливий, в залежності від того, які кореляційні характеристики вимагає система від цього сигналу. Наприклад, в системах зв'язку з кодовим поділом абонентів, важливо, щоб послідовності абонентів мали низький рівень взаємної кореляції, для того, щоб зменшити ймовірність створення взаємних перешкод.

Окрім кореляційних характеристик, псевдослучайная послідовність повинна бути добре збалансована, тобто кількість нулів і одиниць повинна відрізнятися не більше ніж на символ. Ця вимога є важливою для виключення постійної складової інформаційного сигналу, що в свою чергу впливає на захищеність передачі інформації. [49] Широке застосування ШПС раніше було ускладнене складною апаратної реалізацією, проте з розвитком цифрової техніки, вони знаходять безліч застосувань.

Розглянемо більш докладно характеристики ШПС:

1) Завадостійкість

Завадостійкість ШПС визначається відношенням сигнал-перешкода на виході приймача q^2 з відношенням сигнал-перешкода на вході приймача P^2 :

Прийом ШПС кореляційним детектора, супроводжується посиленням сигналу, або зменшенням перешкоди у $2B$ раз. Для простих сигналів, при зменшенні порогу сигнал/шум на вході передавача до 10-15 дБ, сигнал на виході передавача не буде переданий.

$$q^2 = 2B\rho^2. \quad (1.13)$$

У той час як система зв'язку з ШПС дозволяє передавати сигнал навіть з $\rho^2 < 0$. При цьому виходячи з (1.13) можна помітити, що при збільшенні бази сигналу можна посилювати значно слабкі сигнали.

2) Кодове розділення абонентів в межах однієї смуги частот.

Можливість кодового поділу абонентів в межах однієї смуги забезпечується кореляційними властивостями модулюючої послідовності, де сигнали в одній смузі частот відрізняються за формою модулюючої послідовності.

3) Прихованість факту передачі інформації.

Енергетична скритність - рівень енергетичного спектра ШПС істотно нижче рівня енергетичного спектра білого шуму: $N_{\text{шпс}} \ll N_0$ тобто сигнали ШПС знаходяться «під шумом». В джерелі [47] наведені співвідношення за якими очевидно, що енергетична скритність, яка визначається відношенням сигнал-перешкода на вході приймача-аналізатора, залежить від бази сигналу – чим більше база сигналу, тим скритність більше.

4) Боротьба з багатопроменевістю

Широкосмуговий ШПС, завдяки хорошим кореляційним властивостями, може бути «згорнутий» (або стиснутий) у вузький імпульс, тривалість якого зворотно пропорційна використовуваній ширині смуги частот.

$$\tau_{\text{сж}} = \frac{1}{F} \quad (1.14)$$

Отже, вибираючи таку смугу сигналу, щоб тривалість стисненого імпульсу була менше часу запізнювання променів – $\tau_{сж} < \tau_{зап}$, можна здійснити роздільний прийом одного або ряду затриманих променів, при цьому, підсумовуючи їх енергію, можна підвищити стійкість перед перешкодами прийому ШПС.

5) Електромагнітна сумісність.

Також ШПС забезпечує хорошу електромагнітну сумісність в порівнянні з вузькосмуговими засобами зв'язку. ШПС має широкий спектр, але малу спектральну щільність потужності. Завдяки цьому, вплив на вузькосмугові системи зв'язку мінімізується.

В наступному розділі розглянемо основні види ШПС.

Висновки по розділу 1

На підставі огляду, виконаного в першому розділі, можна зробити наступні висновки:

1 Метеорний радіоканал є унікальним природним механізмом поширення радіохвиль з безліччю видатних властивостей: повна взаємність і оборотність, природна прихованість, велика дальність передачі, незалежність від супутникових, кабельних та інших засобів зв'язку та інші. Удосконалення МСЗ є важливим завданням.

2. Мала середня швидкість передачі МСЗ є їх «слабкою» стороною. Останні роботи по підвищенню середньої швидкості передачі спрямовані на вибір виду модуляції, оптимізацію довжини пакета ті інші, але в межах досить вузької смуги частот (десятки кілогерц). Зроблений огляд дозволяє стверджувати, що можливості МСЗ в рамках вузької смуги частот, мабуть, близькі до своєї межі. Подальше істотне збільшення їх швидкості передачі можливо тільки за рахунок значного розширення спектра сигналу.

3. З одного боку, МРК дозволяє застосовувати широкосмугові сигнали - існують модельні та експериментальні дані, які свідчать про те, що ширина його смуги частот становить не менше 10 МГц, а то і 30 МГц. Але, з іншого боку, в межах зазначеної смуги частот має місце суттєва нерівномірність (нерівномірність АЧХ), яка, до того ж, не є постійною (складний характер АВХ). Окрім того, питання перешкод і ЕМС, які порівняно легко вирішуються в вузькосмугових МСЗ, стають серйозною проблемою при розширенні смуги частот.

4. Просте розширення спектра за рахунок укорочення тривалості інформаційних посилок може привести до істотних спотворень і втрати інформації.

5. Розширення спектру частот МСЗ слід здійснювати шляхом застосування складних сигналів (сигналів з базою, набагато більше одиниці).

6. Застосування складних сигналів в МСЗ, вимагає вибору певного виду ШПС, який буде передаватися по МРК з мінімальними спотвореннями. Для цього необхідно виконати аналіз параметрів МРК в широкій смузі частот. Розробити критерії оцінки придатності сигналів для передачі їх по МРК. Розробити математичну модель МРК, що враховує параметри МРК в широкій смузі частот. І виконати моделювання передачі різних видів ШПС, з метою вибору найбільш відповідного ШПС для використання в МСЗ.

РОЗДІЛ 2

ТЕОРЕТИЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ ЗАСТОСУВАННЯ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ У МРК І ЗАВДАННЯ ЩО ВИНИКАЮТЬ ПРИ ЦЬОМУ

У другому розділі розглянуті властивості ШПС, які допомагають вирішувати завдання, що виникають при використанні широкої смуги МРК. Розглянуто різні види ШПС, виділені ті, які точно не підходять для розв'язуваної задачі. Матеріали розділу опубліковані в [6, 8, 10-12, 14, 15]

2.1 Властивості ШПС корисні для МРК

Спочатку розглянемо, як завдяки різним властивостям ШПС можна вирішувати задачу розширення смуги частот МСЗ.

2.1.1 ШПС як засіб боротьби з багатопроменевістю

На висоті знаходження метеорної області, спостерігаються сильні вітри. Вивченню вітрів в метеорної зоні присвячено безліч робіт [19, 50], в тому числі метод дослідження вітрів на основі аналізу сигналу, відбитого від метеорного сліду, запропонований харківськими вченими [50].

Причини виникнення багатопроменевості у МРК детально розглянуті в 1.2.4.2.

У результаті розриву метеорного сліду на кілька фрагментів, сигнал відбивається від кожного з них. Шляхи поширення сигналів, відбитих від різних точок, відрізняються і як наслідок на вхід приймача приходять дві копії одного і того ж сигналу, зміщені за часом.

$$X(t) = S(t) + S(t + \Delta\tau) . \quad (2.1)$$

Час взаємної затримки сигналів становить кілька десятків наносекунд [27].

При використанні вузькосмугових сигналів, дане явище не дасть ніякого негативного ефекту, так як часовий зсув буде не сильно помітний на тлі повної тривалості імпульсу (рис. 2.1).

Явище багатопроменевості часто зустрічається в наземних системах зв'язку. Наприклад в міських умовах виникнення багатопроменевості, за рахунок відображення корисного сигналу від різних міських споруд. У системах CDMA, методом боротьби з багатопроменевістю є застосування псевдовипадкової послідовності, і як наслідок застосування кодового поділу абонентів в межах однієї смуги частот [51, 52]. Цей же алгоритм з використанням послідовності Баркера застосовується в мережах IEEE802.11 [53]. Такий самий механізм може бути реалізований в системах метеорної радіозв'язку, при використанні ШПС.

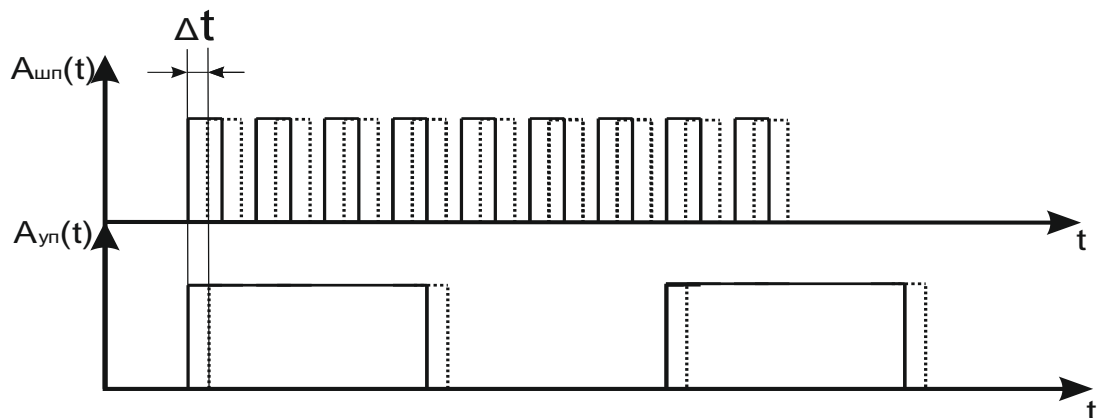


Рисунок 2.1 – Ефект багатопроменевості для УП і ШП сигналів

Під час передачі простого широкосмугового сигналу, тривалість імпульсу зменшиться, і величина затримки буде порівнянна з тривалістю імпульсу. Це призведе до серйозних помилок при обробці сигналу.

Спробуємо оцінити чисельно, яка величина затримки буде спостерігатися для двох променів сигналу, відбитих від різних частин метеорного сліду.

Нехай довжина шляху поширення сигналу по МРК дорівнює 2000 км. Час існування насичених метеорних слідів складає порядку декількох секунд. Так як метеорний слід має діаметр близько 1 м, значить, що відбиваюча область знаходиться в межах цього діаметра, а отже, навіть зрушення метеорного сліду на 1 метр, змістить область від якої буде відбиватися сигнал.

Для розрахунку, візьмемо випадок відбиття від насиченого метеорного сліду, з часом існування 3 секунди. Під час цього, вітер впливає на метеорний слід має швидкість руху близько 25 м / с. На рис. 2.2 зображено відбиття сигналу від «розірваного» метеорного сліду.

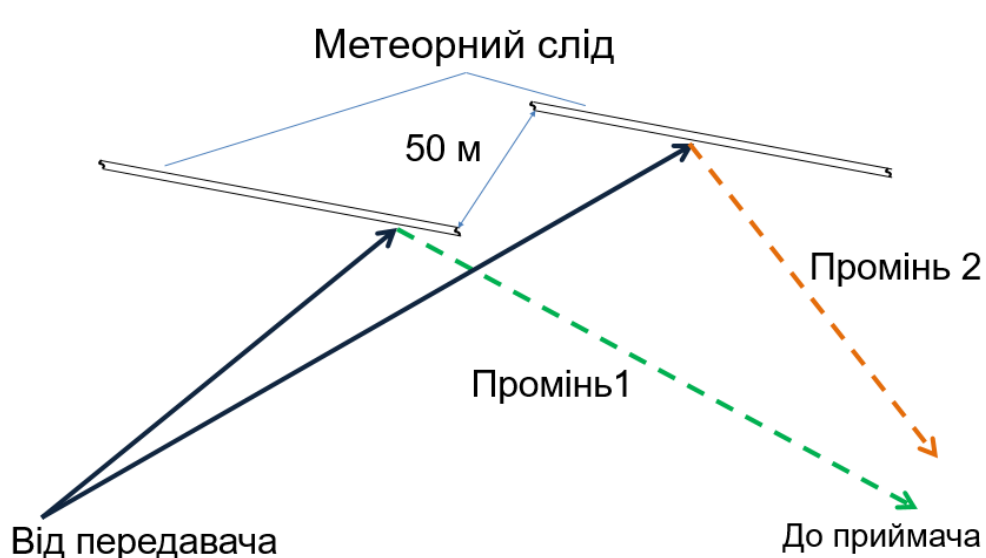


Рисунок 2.2 – Відбиття сигналу від розірваного метеорного сліду

У результаті впливу вітру з заданою швидкістю, в момент часу 2 с, тобто час, коли ведеться безпосередня передача інформації, слід, під впливом вітру зрушився на 50 м.

Час поширення сигналу по метеорному каналу для першого променя, при шляху рівному 2000 км, розрахуємо за такою формулою:

$$t_{p1} = \frac{S_1}{C} = 0.006666(6), \quad (2.2)$$

де S – дистанція поширення променя (2000 км),

C – швидкість світла.

При цьому, час поширення сигналу по МРК становить 0,006666(6) секунд.

Другий промінь, поширюється по дистанції, яка більше на 50 метрів, чим у першого променя. Таким чином, час поширення променя 2, можна розрахувати за наступною формулою:

$$t_{p2} = \frac{S_2}{C} = 0.00666833. \quad (2.3)$$

Розрахуємо різницю в часі приходу першого і другого променя.

$$\Delta t_p = \Delta t_{p2} - \Delta t_{p1} = 1.6 \cdot 10^{-7}. \quad (2.4)$$

Таким чином, різниця в приході променя 2 щодо променя 1 становить 160 нс.

Оцінимо, наскільки буде істотним вплив такої затримки для вузькосмугового і широкосмугового простих сигналів. Для простих сигналів база дорівнює 1

$$\Delta f \cdot \tau = 1. \quad (2.5)$$

Виходячи з цього виразу розрахуємо тривалість імпульсу для вузькосмугового і широкосмугового сигналу. Для сигналу з шириною

спектра 100 кГц, тривалість імпульсу становитиме 10 мкс. При цьому затримка в приході першого і другого променя, буде дорівнює всього 1.6% від тривалості імпульсу. Така затримка не зробить великого впливу на якість передачі інформації. Тому вузькосмугові сигнали менш схильні до впливу такого ефекту.

Для сигналу, у якого ширина смуги частот дорівнює 10 МГц, тривалість імпульсу становить 100 нс. Затримка сигналу для другого променя становить 160 нс, що при такій тривалості імпульсу, дорівнює 160% від тривалості інформаційного сигналу. Це означає, що при передачі широкосмугового сигналу, вплив багатопроменевості може привести до серйозних погрешностей у прийомі інформації. Тому, з метою збільшення швидкості передачі МСЗ, потрібно використовувати ШПС.

2.1.2 Метод активного захисту МСЗ від перешкод класу ЗПЗ

Однією з характеристик ШПС, є кодове розділення абонентів в межах однієї смуги частот. У метеорної радіозв'язку, як було сказано в розділі 1, зв'язок здійснюється між двома кореспондентами, і кодове розділення декількох абонентів не потрібно. Однак, в метеорного зв'язку кодове розділення теж необхідно, з наступних причин. По-перше, метеорному поширенню радіохвиль властива перешкода, яка називається ЗПЗ (докладно описана в 1.2.4.2). Якщо виникає така перешкода, то в пункт прийому можуть надходити сигнали від віддалених абонентів, які пов'язані в даний момент по метеорному каналу (шляхом відбиття від іоносфери). Саме їх кодове розділення і необхідно передбачити.

По-друге, при наявності ЗПЗ перешкодою може виявитися сигнал «свого» кореспондента, що надходить не через МРК, а через іоносферу, що схематично показано на рис. 2.3.

Повноцінний прийом ШПС шляхом його відбиття від іоносфери буде неможливий через велику дисперсність іоносферного каналу і нерегулярності

явища, але перешкоду прийому метеорного сигналу воно створювати буде. Розглянемо, як з цим явищем пропонується боротися в метеорних радіолокаційних системах на прикладі роботи автора [9, 8, 10, 14, 5].

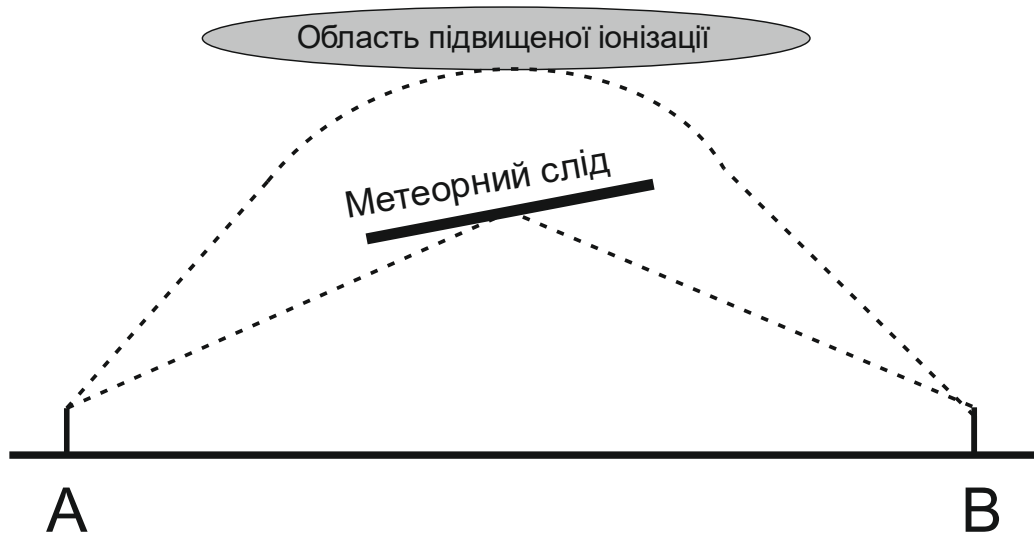


Рисунок 2.3 – Механізм виникнення перешкоди при ЗПЗ

У роботі для протидії перешкодам класу ЗПЗ пропонується використовувати кілька (до 10) різних широкосмугових сигналів для того, щоб протягом усього часу очікування відбиття від метеорного сліду можливі перешкоди ЗПЗ (на різних відстанях) мали б різні коди і не перешкоджали б декодування метеорного сигналу.

Завдяки тому, що відбиття від метеорного сліду і від іоносфери відбуваються на різних висотах (рис. 2.3), метеорна і іоносферних траси мають різні довжини і, відповідно, різні затримки. Тому аналогічний механізм можна застосувати і для систем зв'язку, періодично змінюючи код сигналу, щоб можливі перешкоди ЗПЗ не перешкоджали декодування сигналу, відбитого від метеорного сліду.

У метеорному радіозв'язку даний механізм може бути сформований таким чином (рис. 2.4). Для системи зв'язку, розраховується час поширення

сигналу по каналу зв'язку. На підставі аналізу гарячих зон, похилої дальності до метеорної зони, і відстані між пунктами зв'язку, можна отримати наближений час проходження сигналу по МРК. На підставі цього часу, в пунктах зв'язку прийом можливий тільки у кількох часових діапазонах. На рис. 2.4 показані кілька часових діапазонів, причому в момент часу Δt_1 передавач відправляє частину повідомлення, закодовану за допомогою послідовності $M1$. У момент часу Δt_2 в приймальному пристрої очікується прихід сигналу закодованого за допомогою модулюючої послідовності $M1$, а в той же час передавач генерує частину повідомлення сформованого за допомогою послідовності $M2$.

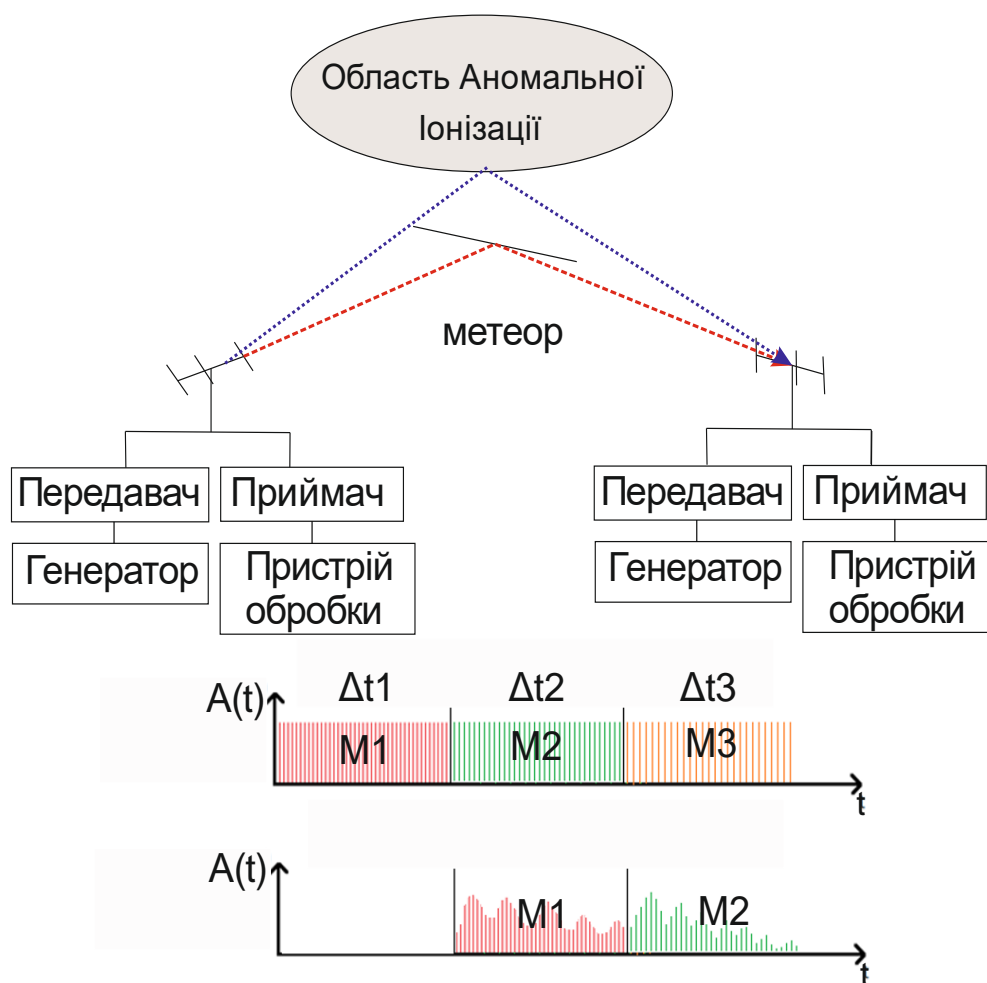


Рисунок 2.4 – Метод активного захисту МСЗ від перешкод ЗПЗ

Таким чином, сигнали, модульовані послідовністю М1 приймаються тільки в інтервал часу очікуваного приходу сигналу, що дозволяє відсіювати перешкоду. Важливо зауважити, що використання цього алгоритму в системі зв'язку, починається після того, як система зв'язку пройшла процес синхронізації.

В якості кодових послідовностей, які мають зазначену властивість, пропонуються послідовності Уолша [31] які в свою чергу формуються на основі матриці Адамара (2.6). Пари сигналів вибираються за критерієм мінімуму їх взаємної кореляційної функції (ВКФ), що більш детально розглянуто в [9].

$$W = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

І нарешті, по-третє, кодове розділення в МРК необхідно для поділу прямого і зворотного каналів. У вузькосмугових системах зв'язку (ВСЗ) цей поділ вирішується їх частотним розносом. У широкосмугових системах це навряд чи вдасться реалізувати, тому що будь-який з каналів буде займати всю (або майже всю) можливу смугу частот МРК (див. п. 1.) Тому для забезпечення можливості одночасної роботи системи на прийом і на передачу необхідно передбачити кодове розділення, також вибравши такі пари сигналів, ВКФ яких мінімальна.

Зазначені причини роблять мало придатним для використання в МРК ЛЧМ сигнал.

2.1.3 Забезпечення ЕМС за допомогою ШПС

У частотному діапазоні 30 ... 50 МГц широкопугового системі метеорного зв'язку доведеться «співіснувати», в основному з малопотужними вузькосуговими УКВ радіостанціями. У діапазоні 48 ... 80 МГц можуть працювати телевізійні, а в діапазоні 64 ... 73 МГц радіомовні станції. Варто зауважити, що в останні роки їх кількість в цьому діапазоні істотно зменшилася.

Усереднені (за даними Укрчастотнагляду [30]) характеристики зазначених РЕЗ, представлені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

| Діапазон, МГц | Типи РЕЗ | Типові параметри | | Спектральна щільність Вт/Гц |
|---------------------------------|------------------------------|-------------------|----------------------|---|
| | | Потужність, Вт | смуга частот, кГц | |
| 30...50 | Вузькосугові радіостанції | 15...25 | 25...50 | $2 \cdot 10^{-5} \dots 1 \cdot 10^{-3}$ |
| 48...56, 58...66, 76...84 | ТВ передатчики | 100...5000 | 8000 | $1 \cdot 10^{-5} \dots 6 \cdot 10^{-4}$ |
| 65...73 | Радіомовні передатчики | 100...2000 | 100 | $10^{-3} \dots 2 \cdot 10^{-2}$ |

Вплив працюючих в окремих місцевостях потужних РЕЗ (на типу РЛС МАРС [6, 19]), необхідно враховувати окремо.

При виборі ШПС і його параметрів необхідно виходити з того, щоб зазначені РЕЗ не створювали перешкоди для його прийому.

З іншого боку, необхідно враховувати, щоб ШПС також не створював перешкод для приймачів зазначених РЕЗ. У табл. 2.2 представлені типова

чутливість приймачів і допустиме відношення сигнал/шум (сигнал/перешкода) [25, 62, 63]

В останньому стовпчику таблиці вказана допустима спектральна щільність потужності перешкоди, розрахована як:

$$W = \frac{U_{\min}^2}{R\Delta fL}, \quad (2.7)$$

де U_{\min} - чутливість приймача,

Δf - смуга пропускання,

L - мінімально необхідне відношення сигнал/перешкода,

R - опір входу приймача (50 Ом для радіостанцій, 75 Ом для ТВ та радіомовних приймачів).

Таблиця 2.2

| Типи РЕЗ | Типові параметри | | | Допустима спектральна щільність перешкоди |
|-------------------------------------|-----------------------------|--------------------------------|--------------------------------|---|
| | Чутливість U_{\min} , мкВ | Допустиме відношення L , с/ш | Полоса частот Δf , кГц | |
| Приймач вузькосмугових радіостанцій | 2...5 | 5 | 25...50 | $\sim 10^{-12}$ мкВт/Гц |
| ТВ приймачі | 50...100 | 20 | 8000 | $\sim 10^{-13}$ мкВт/Гц |
| Радіомовні приймачі | 20...50 | 20 | 100 | $\sim 10^{-11}$ мкВт/Гц |

Також при виборі параметрів ШПС необхідно враховувати, що згідно з [25] забезпечувати задане відношення сигнал/шум (сигнал/перешкода) необхідно протягом як мінімум 90% часу. Коефіцієнт заповнення МРК, як правило, не більше 5%

Оцінимо вплив ВСЗ на МСП, за умови, що, потужність передавача ВСЗ дорівнює 15 Вт, займана смуга частот – 25 кГц, відстань до прийомної

антени МСПІ – 10 км. Для початку розрахуємо потужність сигналу ВСЗ на вході приймача МСПІ.

Для цього розрахунку доцільно скористатися виразом для поширення радіохвиль у відкритому просторі над земною поверхнею, (за умови того, що МСПІ працює в приміській зоні). Для обчислення потужності сигналу можна скористатися виразом (2.8)

$$P_r = P_t G_r G_t \frac{h_1^2 h_2^2}{d^4}, \quad (2.8)$$

де, P_r, P_t – потужність прийнятого та випроміненого сигналу відповідно,

G_r, G_t – коефіцієнт підсилення антени,

h_1 и h_2 – висота підйому антен,

d – відстань між передавачем та приймачем [67].

Розрахуємо потужність приймаемого сигналу. Коефіцієнт посилення антени хвильовий канал, яка використовується в метеорної радіозв'язку, становить 2.75 [5]. У складі радіостанція Льон-В, в основному використовується штирєва антена, з коефіцієнтом спрямованої дії рівним 1.5. Висоти підйому антен приймемо за 2 м.

$$P_{\text{упс}} = 15 \cdot 1.5 \cdot 2.75 \cdot \frac{2^2 \cdot 2^2}{10^4} = 0.097 [\text{Вт}] . \quad (2.9)$$

На підставі цих даних і вирази (2.8), потужність сигналу вузькосмугового приймача, що приймається МСПІ, становитиме 97 мВт.

Розрахуємо спектральну щільність потужності цього передавача, використовуючи вираз (2.7):

$$S_{\text{упс}}(f) = \frac{97 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^3} = 3.8 \cdot 10^{-6} (\text{Вт/Гц}). \quad (2.10)$$

Таким чином отримуємо, що спектральна щільність потужності, що приймається МСПІ становить всього 38 мкВт/Гц, з чого можна зробити висновок, що передавальна станція ВСЗ не робить великого впливу на МСПІ.

Розглянемо вплив вузькосмугової системи зв'язку на МСПІ. Відстань між приймальною і передавальною станцією становить 15 км. В цей же час, на відстані 20 км від приймальної станції, працює широкосмугова система метеорного радіозв'язку (рис 2.5).

Обчислимо потужність сигналу, що приходить на вхід вузькосмугового приймача, використовуючи вираз (2.8), прийемо, що коефіцієнти посилення антен, висоти підйому однакові в порівнянні з попереднім розрахунком потужність передавача МСПІ дорівнює $P_{\text{пер}} = 1 \text{ кВт}$.

$$P_{\text{упс}} = 1000 \cdot 1.5 \cdot 2,75 \cdot \frac{2^2 \cdot 2^2}{10^4} = 6.6 \text{ Вт} . \quad (2.11)$$

Виходячи з цього, потужність сигналу приходить на вхід приймача вузькосмугової системи зв'язку складає 6.6 Вт.

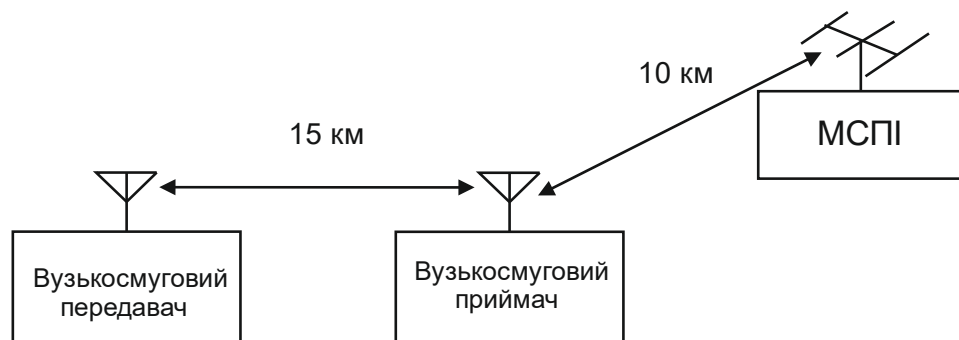


Рисунок 2.5 – Вплив МСПІ на УПС

Але, отримана потужність розподілена по всій смузі частот на якій передається широкосмуговий сигнал. Для того, щоб визначити потужність перешкоди для ВСЗ, потрібно спочатку визначити спектральну щільність потужності сигналу, який передається МСПІ, за умови що ширина смуги

частот сигналу, що передається Δf складає 10 МГц. Обчислимо спектральну щільність потужності сигналу, використовуючи вираз (2.7).

$$S_{\text{упс}}(f) = \frac{6.6}{10 \cdot 10^6} = 6.6 \cdot 10^{-7} \text{ (Вт/Гц)} . \quad (2.12)$$

Таким чином, спектральна щільність потужності сигналу, що передається МСПШ становить 0.66 мкВт/Гц.

Далі, для визначення відношення сигнал / перешкода на вході приймача ВСЗ, потрібно визначити потужність корисного сигналу, що приходить на вхід приймача вузькосмугової системи зв'язку. використовуючи вираз (2.8) знаходимо, що потужність корисного сигналу, що приходить на вхід приймача ВСЗ становить 19 мВт.

$$\frac{S}{N} = \frac{0.019 \text{ Вт}}{0.66 \cdot 10^{-6} \cdot 25 \cdot 10^{-3}} = \frac{0.019 \text{ Вт}}{0.0165 \text{ Вт}} = 1.15 . \quad (2.13)$$

Отримане значення не зовсім задовільно для роботи вузькосмугової системи зв'язку. Однак, якщо взяти до уваги той факт, що метеорна система передачі інформації має низький коефіцієнт заповнення, а час її роботи становить лише кілька хвилин на добу, а також за умови, що в найбільш частих випадках метеорні відображення існує не більше однієї секунди, абоненти які використовують вузькосмугову систему передачі інформації спостерігатимуть незначні перешкоди. З іншого боку, системи, що працюють в даному діапазоні зв'язку також мають невеликий коефіцієнт заповнення, тому що вони, в основному, є засобами телефонного зв'язку, тому сеанси зв'язку також не тривалими, а це знижує ступінь впливу перешкоди на блок приймача.

Третім фактором, який знижує ймовірність виникнення перешкоди, є те, що в деяких видах ШПС може використовувати кілька різних частот, для передачі одного інформаційного біта, а це значить, що час використання

однієї частоти скорочується в залежності від бази сигналу і кількості різних частот, що використовуються для передачі інформаційного біта.

Всі наведені вище обчислення, мають місце для одиничного випадку, і корисні в рамках опису принципу роботи блоку приймача УПС. В рамках даної моделі, час передачі та час роботи вузькосмугової системи зв'язку буде випадковим, але він необхідний, для оцінки ступеня впливу МСПІ на прийом вузькосмугового сигналу. На підставі даної моделі, в подальшому можна буде оцінити наскільки заважають один одному МСПІ і УПС, однак зараз це не є завданням роботи. Метою роботи є вибір ШПС, найбільш придатного для передачі його через метеорний радіоканал.

2.1.4 Прихованість ШПС

За рахунок того, що ШПС є надширокосмуговим сигналом, його спектр розподілений по широкомій ділянці частотного діапазону. Спектральна щільність потужності при цьому порівняна із спектральною щільністю потужності шуму. Це призводить до того, що при передачі ШПС зливається з шумом. При здійсненні радіомоніторингу панорамним приймачем, складно визначити, що в певній частині діапазону ведеться передача ШПС.

За рахунок того, що в основі ШПС лежить модулююча послідовність, неможливо здійснити випадковий прийом. Ці фактори дозволяють говорити про те, що ШПС має параметричну та енергетичну прихованість. Використання ШПС в МСЗ, дозволить збільшити захищеність переданої по МРК інформації у декілька разів.

2.2 Види ШПС

Отже, для використання ШПС у системах МРЗ, сигнал повинен відповідати декільком вимогам:

1. Сигнал повинен дозволяти працювати в умовах багатопроменевості, яка виникає при розриві метеорного сліду вітром. При цьому величина запізнювання сигналу може складати до 160 нс.

2. Перешкоди ВНЗ не повинні заважати прийому ШПС по МРК.

3. Рівень перешкод, створюваний «метеорних» сигналом в пункті передачі не повинен перевищувати допустимий. Тобто, повинна забезпечуватися ЕМС з вузькосмуговими і іншими РЕЗ в пункті передачі.

4. Перешкоди, створювані вузькосмуговими і іншими РЕЗ в пункті прийому метеорного сигналу не повинні заважати його прийому. Тобто, повинна забезпечуватися ЕМС в пункті прийому.

5. Частотна характеристика МРК не повинна істотно погіршувати перелічені вище корисні властивості сигналу.

Крім того, в окремих випадках може стояти завдання забезпечення скритності передачі і прийому сигналу.

У табл. 2.3 зібрані перелічені вище вимоги до сигналу та властивості ШПС, які можуть їх задовольняти.

Далі розглянемо різні види ШПС й те, в якій мірі вони мають зазначені властивості.

2.2.1 Багаточастотні ШПС

Багаточастотні сигнали формуються на основі суми N гармонік, амплітуда, частота й фаза яких визначається законом формування сигналу. Приклад багато частотного сигналу представлений на рис 2.2.

База сигналу багаточастотного сигналу, залежить від кількості гармонік, з яких він складається.

$$B = FT = \frac{N}{T} T = N, \quad (2.14)$$

де N – кількість гармонік сигналу.

Цей сигнал також відноситься до класу безперервних, в зв'язку з цим обробка не може бути виконана за законами цифрової техніки, тому його практичне використання ускладнене складністю реалізації системи обробки. Система обробки повинна мати кілька каналів, налаштованих на прийом певної гармоніки в певний момент часу.

Спектр багаточастотного сигналу, в смузі частот МРК, складається з 3-х частотних складових при тривалості кожної з них 2 мкс представлений на рис. 2.7. Частоти сигналів, з яких сформовано сигнал: 40 МГц, 45 МГц, 50 МГц. Такий сигнал здатний забезпечити швидкість передачі близько 500 кбіт/с.

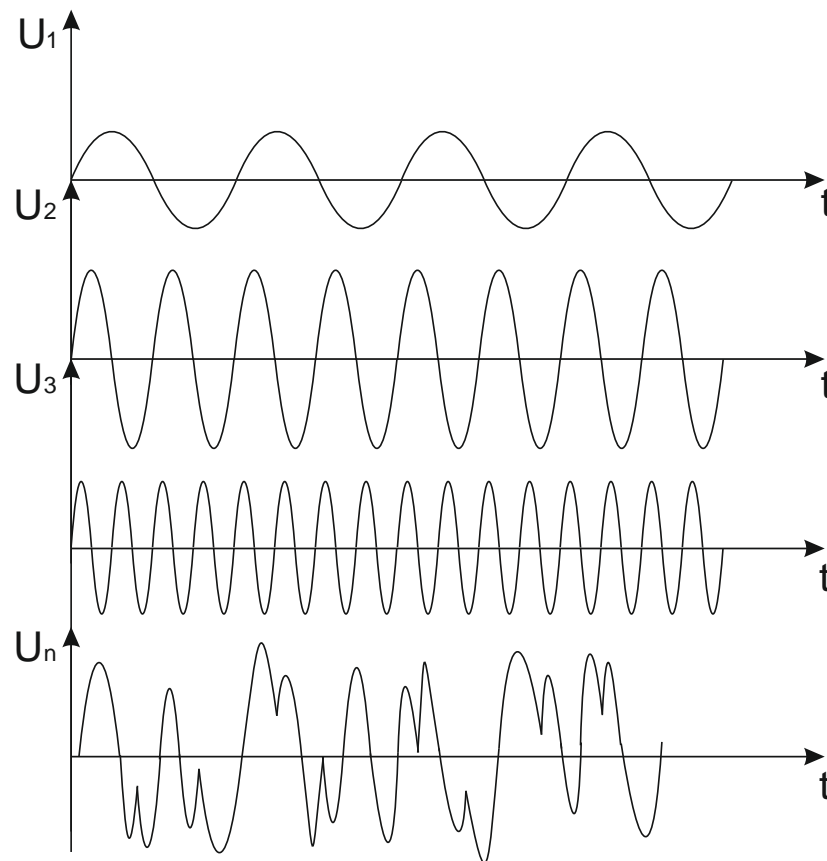


Рисунок 2.6 – Формування багаточастотного ШПС

Використання цього виду ШПС в системах метеорного радіозв'язку пов'язано із складністю через нерівномірність амплітудно-часових й амплітудно-частотних характеристик метеорного радіоканалу. Оскільки,

якщо детектування передбачатиме в собі розрізнення однієї гармоніки на тлі іншого по амплітуді, то розрізнити їх може бути дуже складно. У певний момент часу, одна гармоніка матиме амплітуду більше іншої, в інший момент часу все буде навпаки. Такі неоднозначності можуть привести до помилки синхронізації й детектування, й як наслідок ведуть до збільшення бітової помилки. Крім того, при переході МСПІ на використання цифрових методів обробки, даний сигнал не можна буде використовувати.

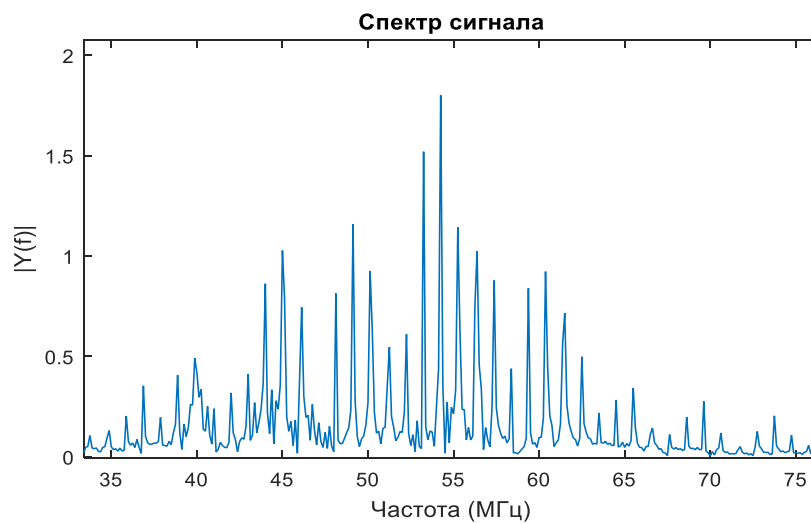


Рисунок 2.7 – Спектр багаточастотного ШПС

2.2.2 Фазоманіпульовані ШПС

Фазоманіпульований ШПС це сигнал, в якому фаза змінюється за вказаним законом. Частота сигналу для ФМ-ШПС є постійною. У той час як, кодова послідовність задається зміною фази сигналу. Зазвичай фаза приймає значення 0 й π . Форма ФМ-ШПС сигналу представлена на рис. 2.8.

База ФМ-ШПС дорівнює кількості елементів модулюючої послідовності. Тривалість імпульсу модулюючої послідовності дорівнює

$$\tau_0 = \frac{T}{N}, \text{ ширина спектру дорівнює ширині спектру сигналу } F = 1/\tau_0 = N/T.$$

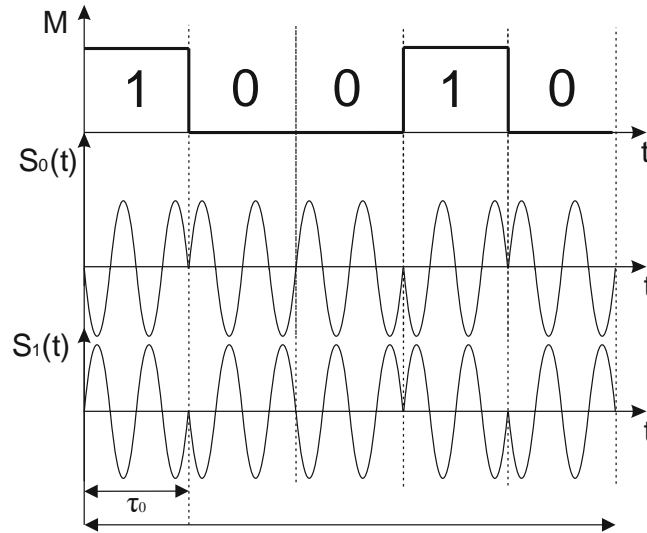


Рисунок 2.8 – Вид ФМ-ШПС сигнала

База ФМ-ШПС дорівнює:

$$B = FT = \frac{T}{\tau_0} = N. \quad (2.15)$$

ФМ-ШПС сигнали є дискретними, а в зв'язку з цим дозволяють використовувати цифрові методи обробки сигналу. Також ФМ-ШПС дозволяють використовувати відносно великі бази $B = 10^6$ [60].

Спектр ФМ-ШПС для сигналу з частотою 40 МГц за умови модуляції 4-х позиційним кодом Баркера з тривалістю одного елемента коду 1 мкс зображений на рис. 2.9. Такий код здатний забезпечити швидкість 250 кбіт/с.

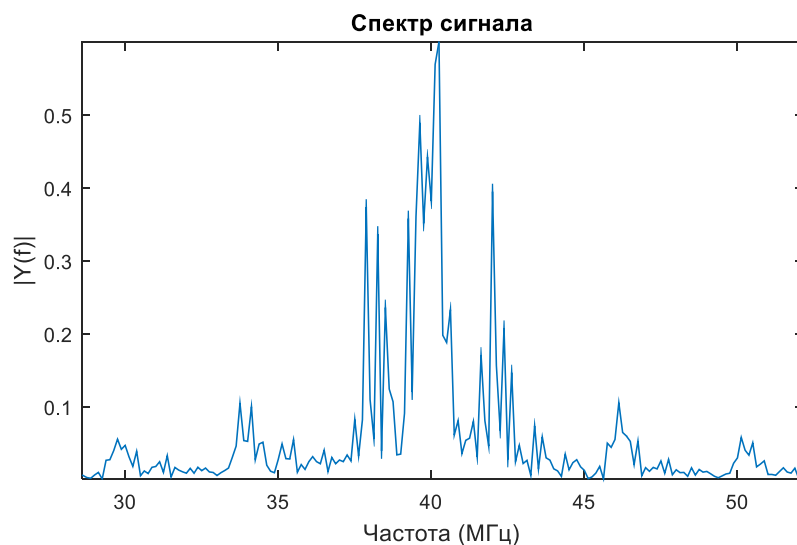


Рисунок 2.9 – Спектр ФМ-ШПС

Можна припустити, що через нерівномірну АЧХ МРК цей вид сигналів найбільш прийнятний для передачі його по МРК, так як при його формуванні використовується одна несуча частота. Однак, для перевірки цього твердження необхідно провести моделювання.

2.2.3 Дискретні частотні ШПС

Дискретний частотний ШПС (ДЧ-ШПС) являє собою послідовність радіоімпульсів, несучі частоти яких змінюються по заданому закону.

Нехай число радіоімпульсів в сигналі N і кожен імпульс має свою частоту, що відрізняється від частот інших, отже, кількість різних частот $M=N$. З цього випливає, що база сигналу дорівнює:

$$B = FT = \left(\frac{M}{\tau_0}\right) (M \cdot \tau_0) = M^2 = N^2 \quad . \quad (2.16)$$

З (2.16) можна зробити висновок, що для отримання необхідної бази B число частотних каналів обробки має дорівнювати $M = \sqrt{B}$, що істотно менше, в порівнянні з МЧ-ШПС. Форма ДЧ-ШПС представлена на рис. 2.10.

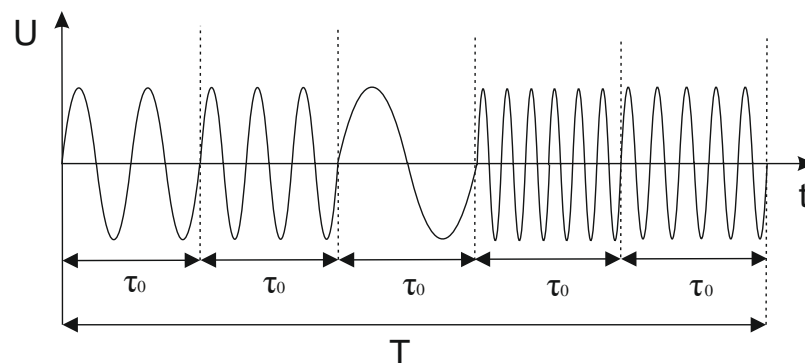


Рисунок 2.10 – ДЧ-ШПС сигнал

Спектр ДЧ-ШПС сигналу зображений на рис. 2.11. В основі цього сигналу лежить 4 частотні складові (40 МГц, 45 МГц, 50 МГц, 55 МГц),

кожна з яких має тривалість 1 мкс. Такий сигнал забезпечує швидкість передачі інформації 250 кбіт/с.

В случае использования ДЧ-ШПС в системах метеорной радиосвязи, основным недостатком является то, что каждая из частот сигнала должна быть ортогонально друг другу, и максимально отличаться.

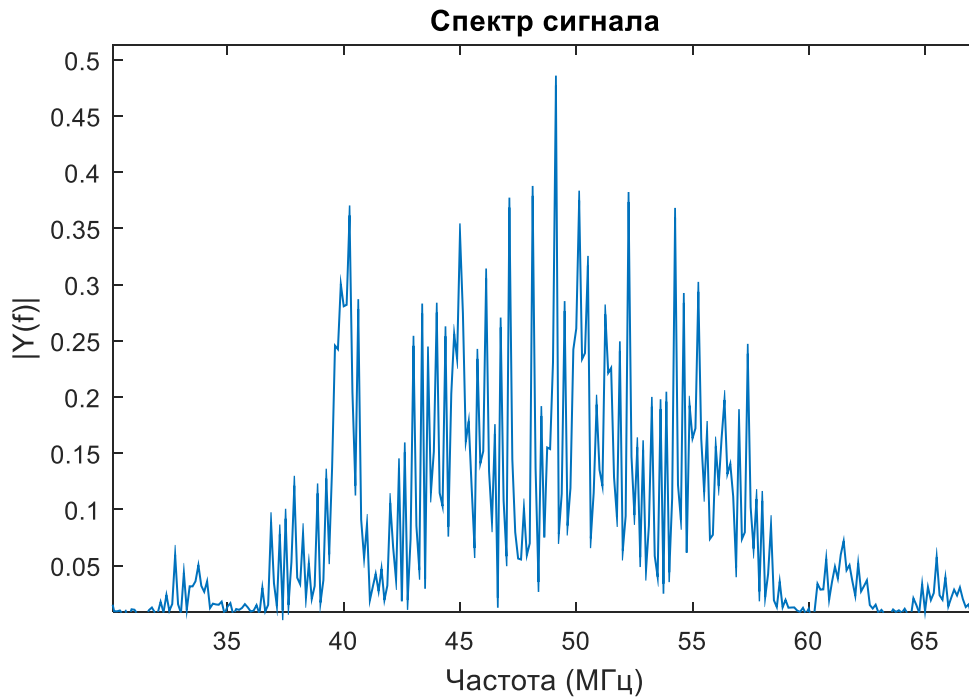


Рисунок 2.11 – Спектр ДЧ-ШПС

2.2.4 Дискретні складові частотні ШПС

Дискретні складові частотні ШПС це по суті ДЧ-ШПС сигнали, тільки кожна зі складових не тільки має власну частоту, але і є шумоподібним сигналом. На рис. 2.12 зображений ДСЧ-ШПС, який складається з двох елементів, кожен з яких представляє собою 5-елементний ФМ-ШПС.

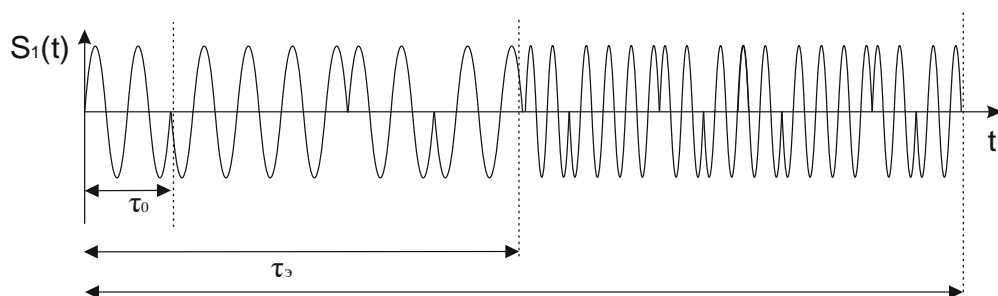


Рисунок 2.12 – Дискретний складовий частотний ШПС

База ДСЧ-ШПС визначається як:

$$B = FT = NM^2. \quad (2.17)$$

З (2.17) можна зробити висновок, що для обробки ДСЧ-ШПС потрібно організувати $M = \sqrt{B/N}$ частотних каналів.

Спектр ДСЧ-ШПС складається з трьох частотних складових 40 МГц, 45 МГц, 50 МГц. Тривалість окремого частотного елемента сигналу 400 нс, тривалість всього інформаційного біта - 1.2 мкс. Такий сигнал дозволяє передавати інформацію зі швидкістю 800 кбіт/с.

У випадку метеорного радіозв'язку, можна вважати, що ДСЧ-ШПС дозволяє скоротити кількість частотних каналів, а значить можна організувати набагато більші бази сигналу, ніж у випадку з ДЧ-ШПС. Однак, використання частотно модульованих сигналів в МСЗ може негативно позначитися на якості прийому інформації. Для визначення якості інформації, що передається таким чином доцільно провести моделювання.

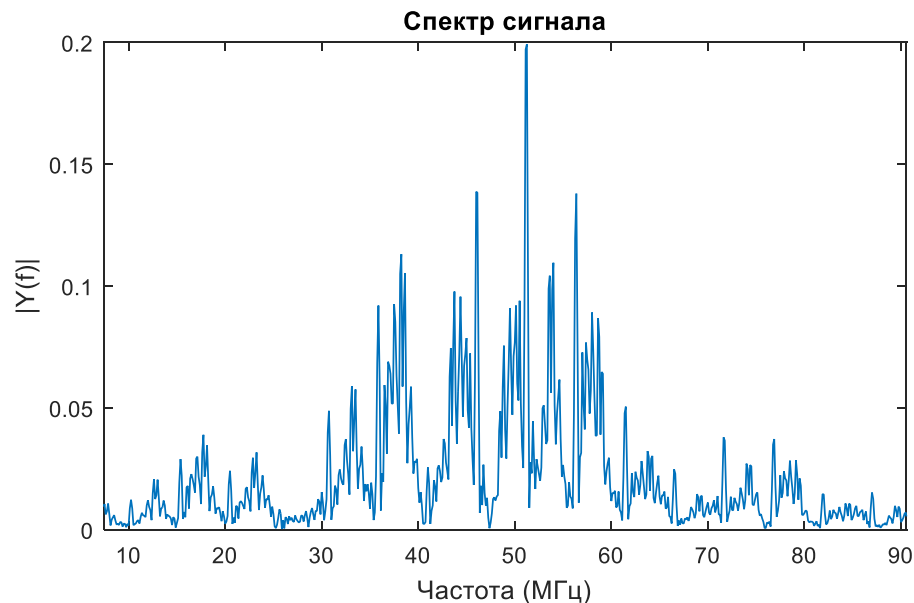


Рисунок 2.13 – Спектр ДСЧ-ШПС

Наведені вище спектральні діаграми не призначені для будь-яких чисельних оцінок, а служать тільки для того, щоб мати уявлення про розподіл потужності по смузі частот.

Результат аналізу різних ШПС в двозначної формі (+/-) представлений в табл.2.3.

Таблиця 2.3

| Проблема/Завада, що вирішується | Властивість ШПС | Вид ШПС | | | | | |
|------------------------------------|---|-------------|-------------|--------|--------|-------------|--------|
| | | Л Ч М | М Ч М | Ф М | Д Ч | Д С Ч | Ч М |
| Робота в умовах багатопроменевості | Вузька АКФ після обробки | + | + | - | - | - | - |
| Робота в умовах перешкод ЗПЗ | Можливість кодового розділу сигналів | - | - | + | + | + | - |
| ЕМС з РЕЗ у пункті передачі | Достатня ЕМС із вузькосмуговими сигналами | + | + | + | + | + | + |
| ЕМС з РЕЗ у пункті прийому | Достатня ЕМС із вузькосмуговими сигналами РЕЗ | + | + | + | + | + | + |
| Нерівномірний АЧХ | Відносно рівномірний спектр | ? | ? | ? | ? | ? | ? |
| Прихованість | Енергетична прихованість | + | + | + | + | + | + |
| | Параметрична прихованість | + | + | + | + | + | + |

У таблиці наведено перешкоди (або інші проблеми), які виникають в МРК при передачі сигналу, і як той чи інший вид ШПС дозволяє боротися з цими проблемами. Відкритим залишається питання, пов'язане з нерівномірністю АЧХ метеороного радіоканалу. Розглянемо його більш детально.

2.3 Поведінка ШПС в каналі з нерівномірною АЧХ.

Через те, що смуга частот МРК обмежена кількома одиницями-десятками мегагерц [53, 71], сигнал який обирається повинен мати спектр, який повністю «розміщувався» би в частотному діапазоні метеорного радіоканалу (30...100, а краще 40...70 МГц). Це одна із основних вимог до ШПС. Якщо, наприклад, передбачається використовувати ДЧ-ШПС, то його смуги частот повинні бути такими, щоб не виходили за межі вказаного діапазону. Ширина смуги частот метеорного радіоканалу, з точки зору вузькосмугових систем є широкою, однак, для широкосмугових сигналів, канал має порівняно вузьку смугу частот.

З точки зору вузькосмугових систем зв'язку, МРК має широку смугу частот, а з точки зору широкосмугових - вузьку. Обсяг інформації, що передається вузькосмуговим сигналом обмежений кількома десятками кбіт/с. Зокрема, в існуючих системах метеорного радіозв'язку при смузі частот в 20 кГц, швидкість передачі інформації становить 20 кбіт/с. Графічно, інтерпретувати пропускну здатність системи метеорного радіозв'язку з використанням вузькосмугового сигналу можна як на рис. 2.14.

Обсяг інформації, який можливо передати по МРК за час одного відбиття, за умови, що діапазон МРК лежить в межах від 40 до 70 МГц, становить 30 Мбіт/с. Графічно вона представлена на рис. 2.15.

Обсяг інформації, який можливо передати по МРК за час одного відбиття, за умови, що діапазон МРК лежить в межах від 40 до 70 МГц, становить 30 Мбіт/с. Графічно вона представлена на рис. 2.15.

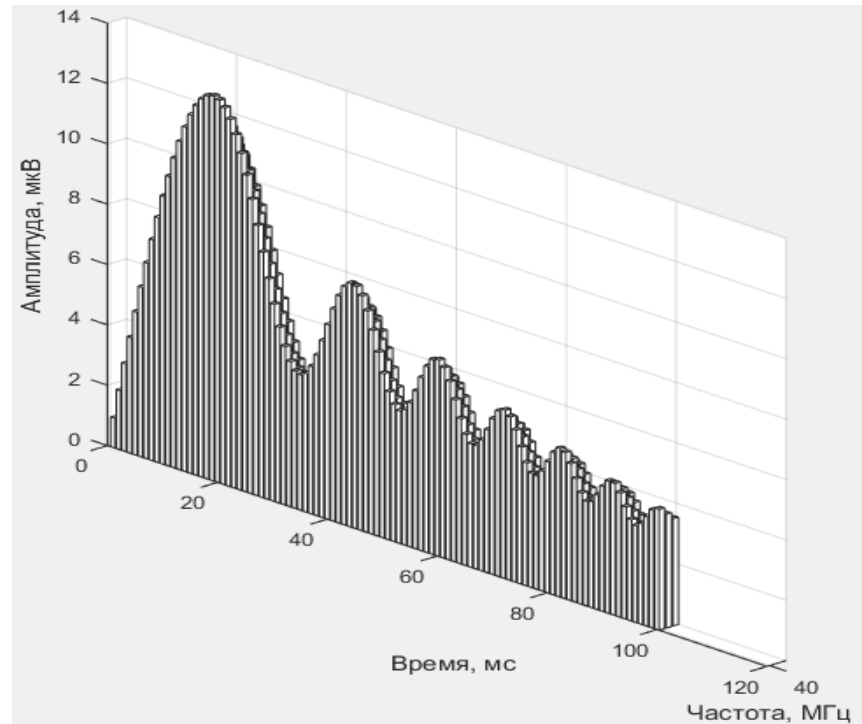


Рисунок 2.14 – Обсяг інформації що передається вузькосмуговою МСП

З цього можна зробити висновок, що сучасні системи метеорної радіозв'язку використовують діапазон МРК неефективно. Підвищити ефективність використання МРК, можна збільшивши смугу частот сигналів, і якщо збільшити її до 5 МГц, при використанні простих широкосмугових сигналів, швидкість передачі МСС може бути збільшена до декількох Мбіт / с. При використанні ШПС, швидкість передачі буде менше, ніж при використанні простих широкосмугових сигналів, проте завдяки надмірності ШПС ймовірність бітової помилки повинна бути значно зменшена.

Складний характер АЧХ і АЧсХ, обмеженість частотного діапазону, і складність спектрів ШПС не дають можливість точно сказати який з них, найкраще буде переданий по МРК. Однак якість інформації, що передається по МРК, можна визначити за допомогою оцінки ймовірності бітової помилки.

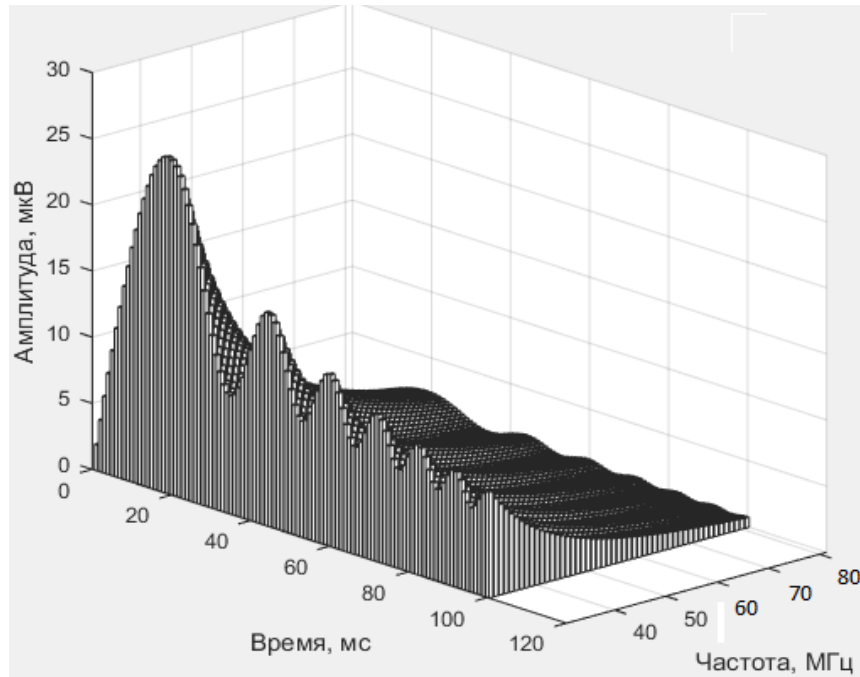


Рисунок 2.15 – Обсяг інформації, який можна передати через МРК за час одного відбиття

Для вибору найбільш підходящого сигналу ШПС, для передачі його по МРК, необхідно провести моделювання, і отримати кількісну оцінку якості інформації, що передається.

Выводы по разделу 2

За результатами теоретичного обґрунтування застосування ШПС, в системах метеорологічного зв'язку, можна зробити наступні висновки:

1. ШПС мають властивості, які можуть дозволити вирішити основні проблеми, що виникають при передачі інформації через МРК, такі як вплив перешкод, обумовлених багатоприменовостю, перешкод ЗПЗ, ЕМС на стороні приймача і передавача. Однак, поки невідомо, наскільки ШПС дозволять компенсувати спотворення обумовлені нерівномірністю АЧХ МРК. Для вирішення цього питання необхідно провести моделювання.

- 2 При багатоприменовості, взаємна затримка між двома сигналами становить 160 нс. Для вузькосмугового сигналу ($\Delta f = 100$ кГц) така затримка

становить 1.6% від тривалості інформаційного символу, а для простого широкосмугового сигналу - 160% (при $\Delta f = 10$ МГц). Очевидно, що вплив багатопроменевості на прості широкосмугові сигнали найбільш критичний, тому з метою збільшення швидкості передачі інформації МСЗ, потрібно використовувати ШПС.

3 З використанням ШПС може бути реалізований метод активного захисту МСЗ від перешкод класу ЗПЗ. Цей метод дозволяє приймати тільки корисні сигнали, і виключати прийом перешкоджаючих сигналів, відбитих від ЗПЗ. Не всі види ШПС дозволяють виробляти кодове розділення, проте для тих сигналів у яких є така можливість не відомо, як це поліпшить якість передачі інформації.

4. Використання простих широкосмугових сигналів в МСЗ дозволить збільшити швидкість передачі інформації в кілька разів, однак це збільшить ймовірність помилок в каналі. Збільшення швидкості передачі інформації в МРК без істотного збільшення помилок, можливо при використанні сигналів з великими базами. Поки невідомо, сигнали з якими базами мають найкращу якість передачі.

5 Метеорний радіоканал є широкосмуговим тільки з точки зору вузькосмугових систем, тому потрібно уважно вибирати характеристики шумоподобного сигналу перед використанням його в МРК.

6. У розділі розглянуті кілька видів ШПС. За результатами аналізу показано, що можна виділити 3 види сигналу (ДЧ-ШПС, ФМ-ШПС, ДСЧ-ШПС), які дозволяють вирішувати відразу кілька проблем передачі інформації через МРК. Однак, сказати відразу який з цих сигналів потрібно використовувати в МСЗ без моделювання, і кількісної оцінки неможливо.

РОЗДІЛ 3

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МЕТЕОРНОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ШУМОПОДІБНОГО СИГНАЛУ

В рамках роботи була розроблена модель МСПІ, яка дозволить вибрати шумоподібний сигнал, параметри якого в найкращій мірі підходять для вирішення завдання передачі інформації по МРК з дотриманням умов, перелічених в п.2.2. Розглянемо її склад, структуру і особливості.

Матеріали розділу опубліковані у [5, 13]

3.1 Загальна структура моделі

У состав моделі входять:

- модель джерела ШПС;
- модель МРК;
- модель приймача ШПС;
- модель приймача вузькосмугової системи передачі (ВСП);
- модель передавача ВСП;
- модель шуму, впливаючого на приймач ШПС.

Загальна структура моделі представлена на рис. 3.1

Основою моделі є аналітичні вирази, що описують, роботу відповідного об'єкта або процес. Для виконання розрахунків аналітичні вирази реалізовані в програмній формі на мові MATLAB. Завдяки швидкодіючої обчислювальної техніки в моделі реалізована можливість багаторазового повторення різних варіантів сигналів з різними параметрами, особливостями каналу, завадової ситуації, багатопроменевості і т. і., що дозволяє вибрати найкращий варіант по заданому критерію.

Розглянемо більш докладно кожен елемент моделі.

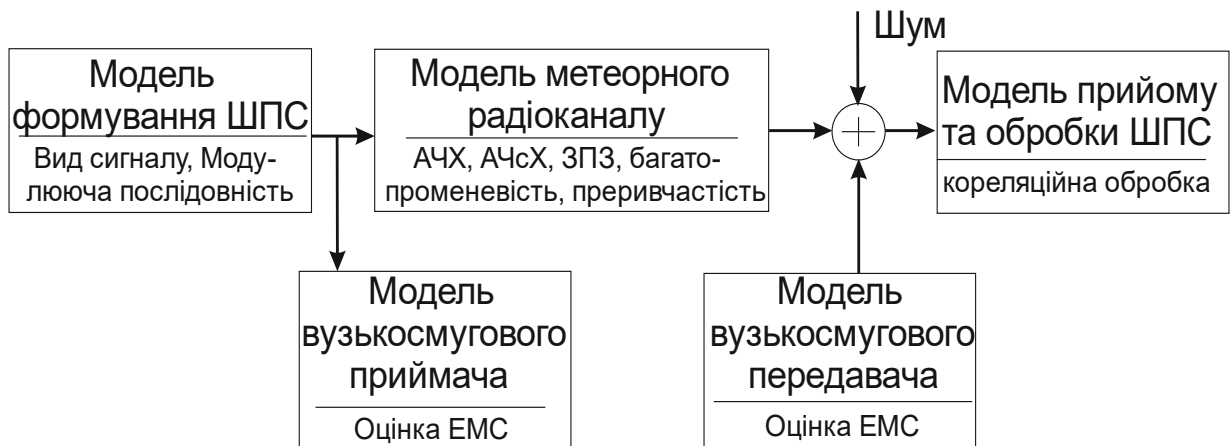


Рисунок 3.1 – Загальна структура моделі МСПІ

3.2 Модель джерела ШПС

Модель джерела ШПС формує необхідний шумоподібний сигнал з необхідними параметрами. Як показано в [47], формування ШПС реалізується шляхом перемноження інформаційного сигналу, представленого в двійковій формі (+1 / -1) на модулюючу послідовність з подальшим перенесенням спектру в високочастотну область.

В якості моделі інформаційного сигналу використовується випадковий синхронний телеграфний сигнал (ВСТС), приклад реалізації якого показаний на рис. 3.2.

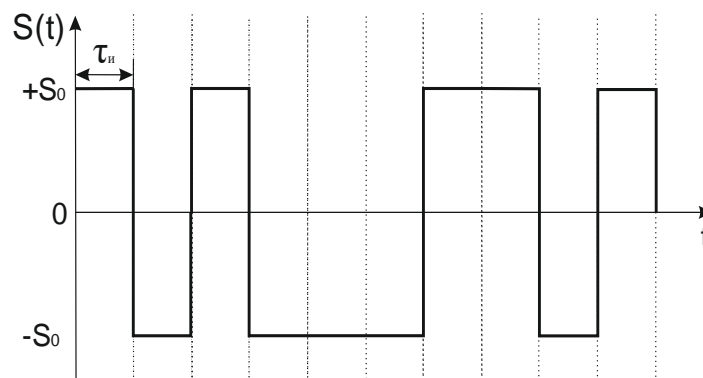


Рисунок 3.2 – Випадковий синхронний телеграфний сигнал

Кожен з інформаційних бітів заданий рівнем A_0 , що відповідає логічній «1» и $-A_0$, що відповідає логічному «0». Тривалість одного інформаційного біта дорівнює τ_{II} . При використанні ШПС, тривалість одного елемента цього сигналу буде залежати від кількості елементів в модулюючій послідовності і складе:

$$\tau_0 = \frac{T_A}{N_{\text{мод}}}, \quad (3.1)$$

де $N_{\text{мод}}$ – кількість біт у модулюючій послідовності.

Модулююча послідовність може являти собою будь-яку послідовність (Баркера, Уолша, М-послідовність) або будь-яку іншу, заздалегідь задану. У моделі вона реалізується прямою вказівкою. Наприклад, якщо модулююча послідовність повинна являти собою 11-позиційну послідовність Баркера, то вона задається у вигляді:

$$M = \{111-1-1-11-1-11-1\}. \quad (3.2)$$

Структурна схема моделі блоку формування ШПС, представлена на рис. 3.3.

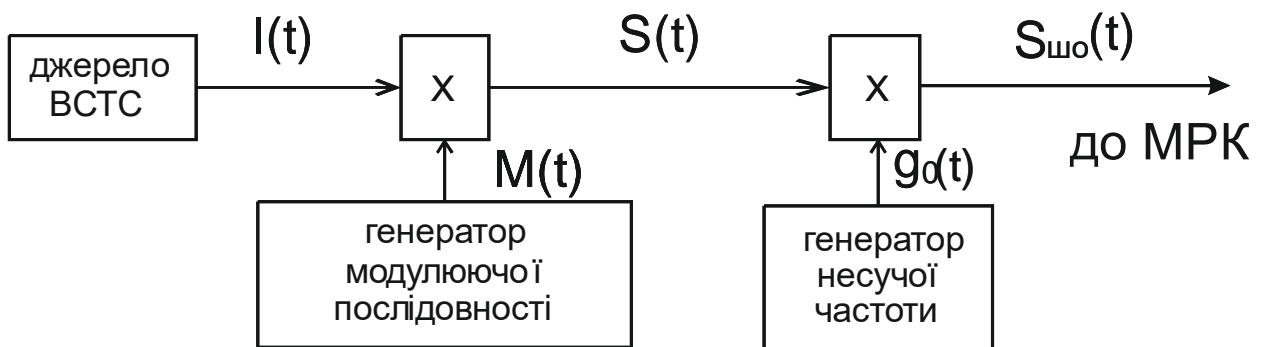


Рисунок 3.3 – Структурна схема блоку формування ШПС

На вході блоку формування ШПС, формується ВСТС - , після чого він перемножується з модулюючою послідовністю, в результаті чого виходить сигнал $S(t)$

$$S(t) = I(t) \cdot M(t) \quad (3.3)$$

Далі, сигнал перемножується з несучою $g_0(t)$, і на виході виходить інформаційний сигнал $S_{ш01}(t)$ и $S_{ш00}(t)$, які позначають інформаційний «0» і інформаційну «1» відповідно.

$$S_{ш01}(t) = A \cdot \cos(2\pi f t) , \quad (3.4)$$

$$S_{ш00}(t) = A \cdot \cos(2\pi f t + \pi) . \quad (3.5)$$

Сформований на основі модулюючої послідовності ФМ-ШПС $S_{ш0}$ матиме вигляд зображений на рис. 3.4. На рис. 3.4 зображений процес формування ШПС.

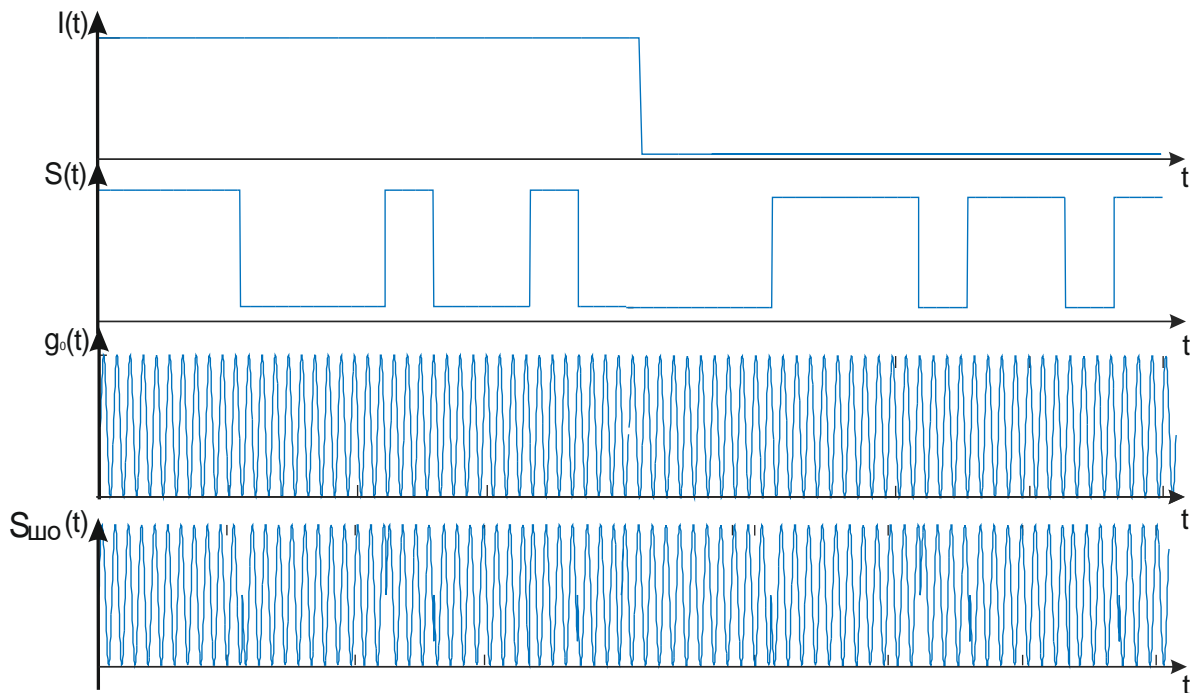


Рисунок 3.4 – Процес формування ФМ-ШПС

Також в моделі є можливість генерації інших видів ШПС.

Для моделювання дискретно-частотного ШПС, була розроблена модель подібно до тієї, що використовується в ФМ-ШПС, однак постійно змінюваним параметром для ДЧ-ШПС є частота.

ДЧ-ШПС сигнали, в основному використовують безліч частот, для модуляції сигналу, однак для порівняння доцільно використовувати сигнали з однаковою модулюючою послідовністю. Тому, в якості тестового ДЧ-ШПС сигналу, використовується двочастотної ДЧ-ШПС. Вид сигналу, який базується на послідовності Баркера, і використовується в моделі, представлений на рис. 3.5. На рисунку зображена модулююча послідовність $M(t)$ і 2 сигнали ДЧ-ШПС, визначаючих «0» і «1» відповідно $S_{ш01}(t)$ і $S_{ш00}(t)$.

Сигнали ДЧ-ШПС, які використовуються в моделі

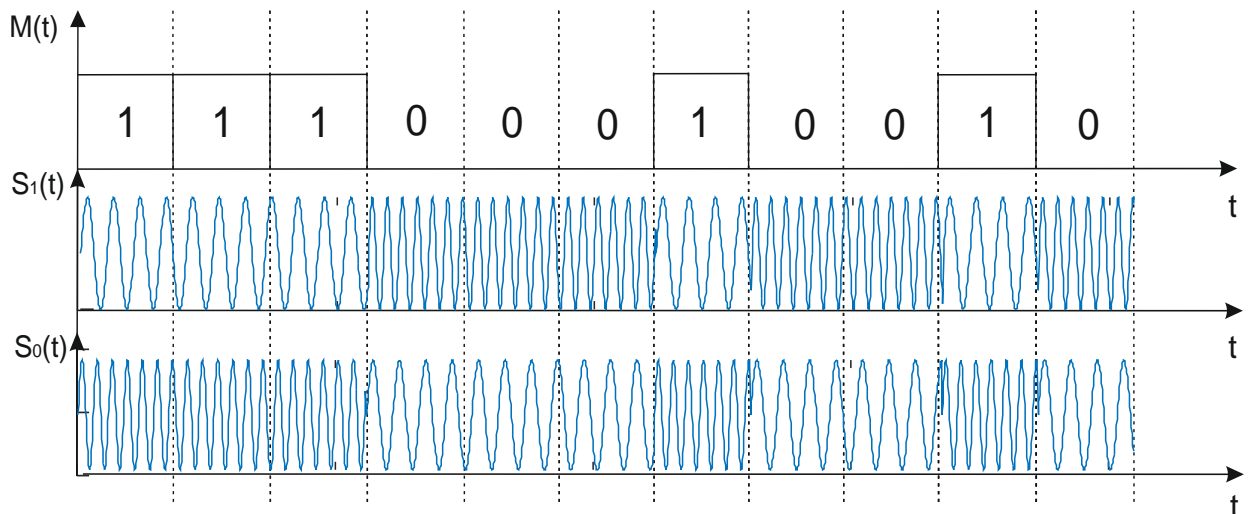


Рисунок 3.5 – ДЧ-ШПС, з модулюючою послідовністю

У загальному вигляді, аналітичний вираз ДЧ-ШПС використовуваного в моделі можна записати у вигляді дійсної функції часу:

$$S(t) = \sum_{n=1}^N U_0 \text{rect}(t - (n-1)\tau_0) \cos[\omega_0 t + (q(n)-1)\Delta\omega(t - (n-1)\tau_0) + \Theta_{0q(n)}], \quad (3.6)$$

де аргумент $0 \leq t \leq T$,

$\Theta_{0q(n)}$ - початкова фаза n-го імпульсу,

U_0 - амплітуда сигналу,

$rect(t)$ - при значеннях $0 \leq t \leq \tau_0$ - одиничний імпульс, чи логічна функція логічна функція включення.

Для формування ДСЧ-ШПС, вимагає більш складний механізм формування, так як кожен біт модулюючої послідовності являє собою окремий, «внутрішній» ШПС. Детальніше принцип формування ДСЧ-ШПС викладено в підрозділі 2.2.1

Для формування ДСЧ-ШПС, в моделі, використовуються моделі сигналів $S_{ш01}(t)$ і $S_{ш010}(t)$ – це сигнали «1» і «0» відповідно, «внутрішньої» модулюючої послідовності, яка в ДСЧ-ШПС визначає логічну «1», а сигнали $S_{ш001}(t)$ і $S_{ш000}(t)$ – це «1» і «0» внутрішньої модулюючої послідовності, яка визначає «0» ДСЧ-ШПС.

Приклад ДСЧ-ШПС, формуючого в моделі показаний на рис. 3.6:

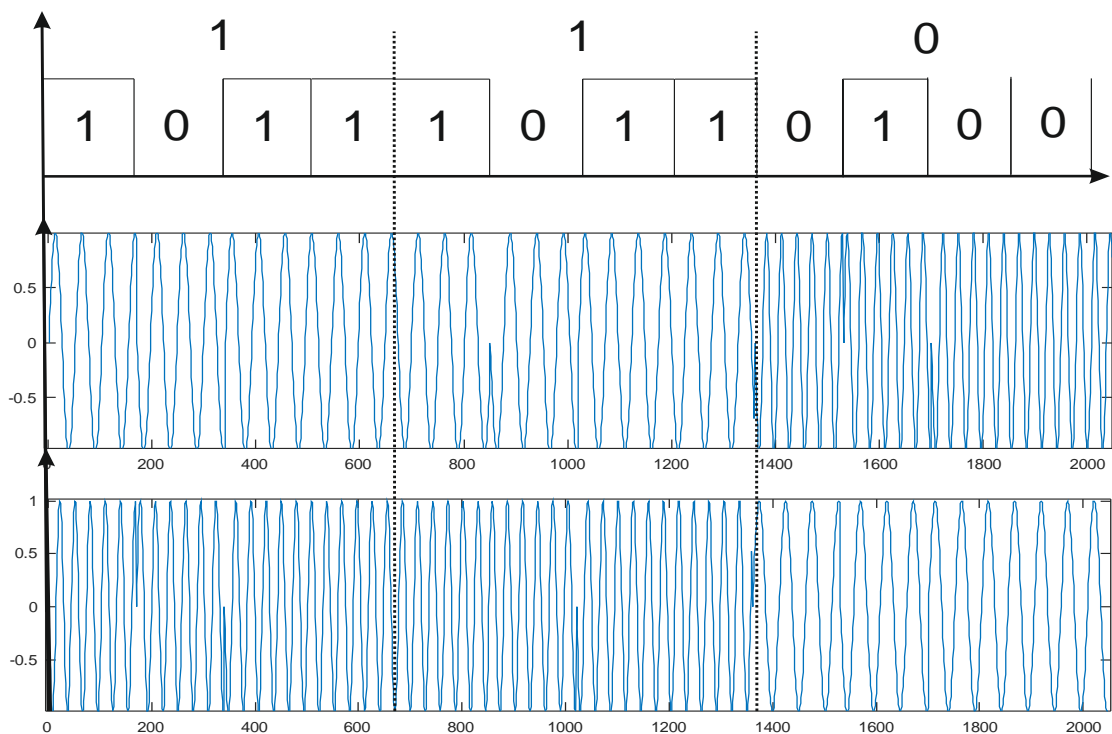


Рисунок 3.6 – ДСЧ-ШПС і модулююча послідовність

3.2.1 Формування модулюючих послідовностей ДЧ-ШПС і ДСЧ-ШПС.

Вибір модулюючої послідовності для ДСЧ-ШПС є важливим завданням, тому що формуючі сигнали послідовності повинні бути оптимальними одна одній. Два сигналу називаються оптимальною парою, якщо їх апериодична взаємкореляційна функція має властивість не більше одного збігу одночасно по частоті і часу при їх довільних апериодических зсувах відносно один одного. Існує кілька основних методів формування [47].

Модулюючі послідовності, сформовані за цим методом будуть лежати в основі ДЧ і ДСЧ ШПС.

Послідовності які лежать в основі ДЧ-ШПС системи побудовані за наступним алгоритмом.

Алгоритм Варакіна, для формування оптимальних і квазіоптимальних послідовностей полягає в формуванні лінійних рекурентних послідовностей максимального періоду за правилом:

$$a_j(v) \equiv c_0 a^{j+v} (\bmod m), \quad (3.7)$$

де, $c_0 = \overline{1, m}$; де m – об'єм системи,

$v = \overline{0, m-1}$ - величина частотно-кодуючої послідовності.

Для побудови ДЧ-ШПС системи потрібно створити ДЧ-ШПС що складається з $M=10$ елементів, коефіцієнт $a = 2$.

На підставі виразу (3.7) отримаємо модулюючу послідовність M :

$$M = \{1, 2, 4, 8, 5, 10, 9, 7, 3, 6\}. \quad (3.8)$$

Наступний крок - формування кодової матриці Q , кожна будь-ка якої є циклічним зсувом лінійної рекурентної послідовності максимального періоду.

$$Q = \begin{bmatrix} L^0 M \\ L^1 M \\ \dots \\ L^{m-1} M \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

де L^t - оператор циклічного зсуву на t – елементів. В результаті цієї дії отримуємо матрицю:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 4 & 8 & 5 & 10 & 9 & 7 & 3 & 6 \\ 2 & 4 & 8 & 5 & 10 & 9 & 7 & 3 & 6 & 1 \\ 4 & 8 & 5 & 10 & 9 & 7 & 3 & 6 & 1 & 2 \\ 8 & 5 & 10 & 9 & 7 & 3 & 6 & 1 & 2 & 4 \\ 5 & 10 & 9 & 7 & 3 & 6 & 1 & 2 & 4 & 8 \\ 10 & 9 & 7 & 3 & 6 & 1 & 2 & 4 & 8 & 5 \\ 9 & 7 & 3 & 6 & 1 & 2 & 4 & 8 & 5 & 10 \\ 7 & 3 & 6 & 1 & 2 & 4 & 8 & 5 & 10 & 9 \\ 3 & 6 & 1 & 2 & 4 & 8 & 5 & 10 & 9 & 7 \\ 6 & 1 & 2 & 4 & 8 & 5 & 10 & 9 & 7 & 3 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

По отриманій кодовій матриці побудуємо частотно-часові матриці, розглядаючи кожен рядок матриці як послідовність, що кодує.

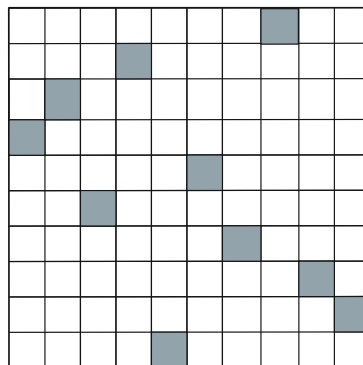


Рисунок 3.7 – Частотно-часова матриця для модулюючої послідовності для ДЧ-ШПС

Сформований в блоці формування ШПС позначимо далі $S_{ш0}(t)$.

Таким чином, блок формування ШПС дозволяє нам встановлювати:

- інформаційне повідомлення;
- модулюючу послідовність (послідовності);
- несучу частоту (частоти);
- закон модуляції, (фазову маніпуляцію, дискретну частотну і ін).

3.3 Модель МРК

Модель метеорного радіоканалу враховує кілька основних особливостей передачі ШПС через метеорний радіоканал:

- переривчастість;
- нерівномірність амплітудно-частотної характеристики;
- нерівномірність амплітудно-часової характеристики;
- перешкоди, що обумовленні зворотно-похилим зондуванням;
- ефекти, пов'язані з багатопроменевістю.

Структурна схема моделі МРК, представлена на рис. 3.7

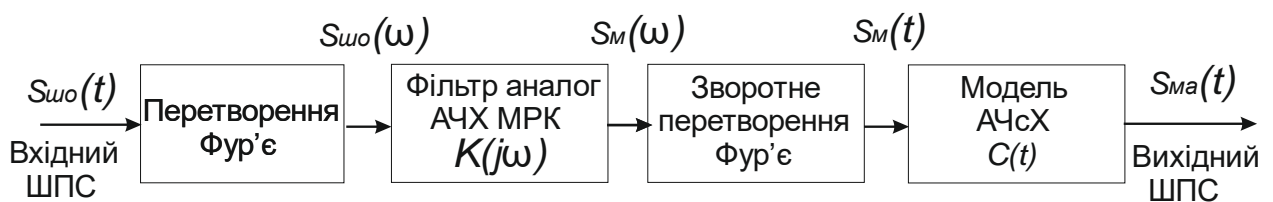


Рисунок 3.7 – Структурна схема моделі МРК

Врахування впливу нерівномірності АЧХ, в моделі, реалізований наступним чином. Вираз для сигналу у часовій області, отримане на етапі формування ШПС, піддається перетворенню Фур'є.

$$S_{ш0}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ш0}(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (3.13)$$

Спектр сигналу пропускається через фільтр, АЧХ якого відповідає АЧХ метеорного радіоканалу.

Передавальна характеристика фільтра має вигляд:

$$K_M(j\omega) = \frac{4,1 \cdot 10^{-4} + 1,2 \cdot 10^{-3} e^{-j\omega t} + 1,2 \cdot 10^{-3} e^{-j3\omega t} + 4,1 \cdot 10^{-4} e^{-j4\omega t}}{1 - 2,68 e^{-j\omega t} + 2,41 e^{-j2\omega t} - 0,73 e^{-j3\omega t}}, \quad (3.14)$$

а, його графік показаний на рис. 3.8. Характеристика штучно обмежена на частотах нижче 30 МГц.

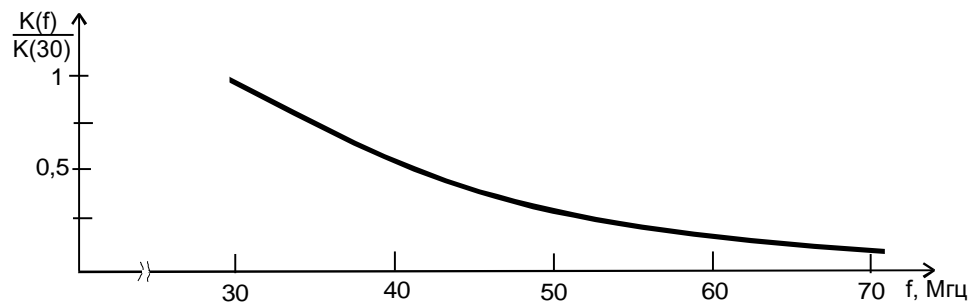


Рисунок 3.8 – АЧХ МРК у моделі.

Після перетворення Фур'є, інформаційний сигнал в частотній області перемножується з передавальною характеристикою фільтра.

$$S_M(\omega) = K(\omega)S_{Ш}(\omega). \quad (3.15)$$

Для того, щоб зробити зворотне перетворення Фур'є для сигналу, що пройшов через метеорний канал, потрібно фазовий спектр сигналу. На сьогоднішній день, фазові характеристики метеорного радіоканалу недостатньо вивчені.

Вираз (1.5) визначає тільки залежність амплітуди від частоти, фазова складова не визначена. Фізично, ФЧХ МРК обумовлена різною затримкою для сигналів з різними частотами (довжинами хвиль) на шляху поширення.

Цей фактор може бути врахований досить просто. При поглибленому аналізі слід враховувати створювані на сліді зони Френеля, розміри яких на різних частотах будуть різними, а також те, що відображення сигналів з різними частотами походить від різних шарів сліду [46]. В роботі [17] сказано, що нерівномірність фазового спектра на частотах від 40 до 60 МГц буде становити не більше 0.1 радіана, що є незначною величиною. У зв'язку з цим, додамо в вираз для частотної залежності фазову складову, яка буде становити 0.1 радіан на зазначеному автором [17] проміжку частот, ФЧХ МРК набуде вигляду представлений на рис. 3.9:

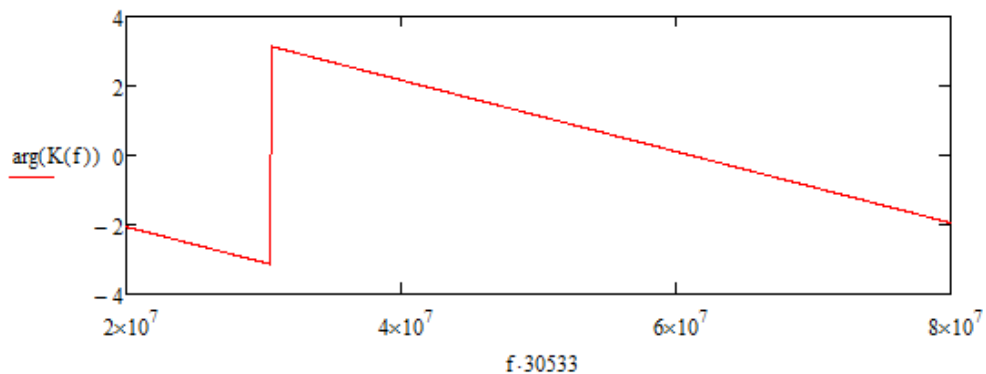


Рисунок 3.9 – Фазочастотна характеристика МРК

У даній роботі для наближеної оцінки цими особливостями можна знехтувати і вважати ФЧХ метеороного радіоканалу подібною ФЧХ фільтра нижніх частот з аналогічною амплітудно-частотною характеристикою. Це дозволить підібрати такий поліном фільтра, вид АЧХ якого буде максимально наближений до АЧХ МРК.

Критерієм подібності передавальною характеристики фільтра до виразу (1.5) може бути найменша розбіжність в декількох точках. Для визначення максимально придатного полінома фільтра, зручно скористатися методом найменших квадратів. Метод найменших квадратів - це математичний інструмент, чисельно показує ступінь розбіжності однієї кривої відносно

іншої. У нашому випадку, цими кривими будуть $|K(f)|$ та $|K_{mrk}(f)|$. Вираз, який буде визначати ступінь розбіжності цих кривих:

$$D = \frac{\sqrt{(K(f_1) - K_{mrk}(f_1))^2 + (K(f_2) - K_{mrk}(f_2))^2 + \dots + (K(f_n) - K_{mrk}(f_n))^2}}{n}, \quad (3.16)$$

де, $K(f_n)$ значення кривої на частоті f_n ,

n – кількість точок.

У нашому випадку, були обрані точки на частотах від 30 МГц до 70 МГц, з кроком 10 МГц. Найменша розбіжність (або найбільша збіжність) було досягнуто, коли застосовувався фільтр третього порядку, який базується на поліномі (3.14). Ступінь розбіжності значень передавальною характеристики фільтра з передавальною характеристикою МРК показана на рис 3.10:

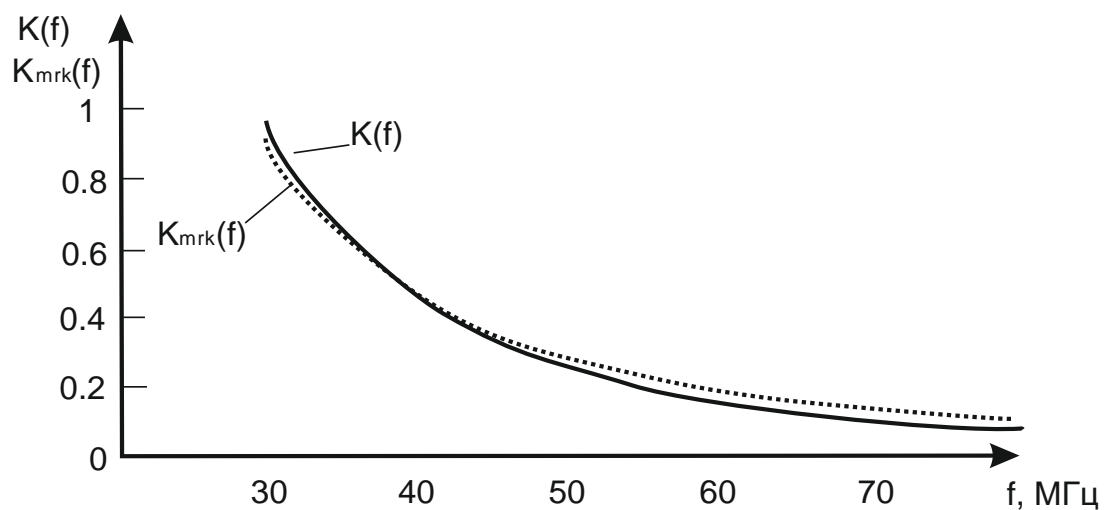


Рисунок 3.10 – Порівняння АЧХ МРК і фільтра.

На графіку пунктиром зображена характеристика для виразу (1.5), а АЧХ фільтра - безперервною лінією. Як видно з графіка ФНЧ 3-го порядку має близькі частотні характеристики подібні частотній характеристиці МРК.

Після перемноження сигналу, з передавальною характеристикою фільтра, здійснюється зворотне перетворення Фур'є:

$$S_M(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} S_M(\omega) e^{-j\omega t} d\omega. \quad (3.17)$$

Моделювання амплітудно-часових характеристик МРК можна розділити на дві складові:

- моделювання тривалості існування сліду;
- моделювання форми АЧсХ.

Закон розподілу тривалостей метеорних слідів представлений на рис. 1.6. Як видно, навіть в логарифмічному масштабі він нерівномірний. Для формування метеорних слідів відповідно до зазначеного закону в моделі формується випадкове число N з рівномірним законом розподілу в діапазоні $0 \dots 99$. Потім згідно табл. 3.1 йому ставиться в відповідність постійна часу τ_c .

Таблиця 3.1

| N | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 0 | 0.2 | 0.2 | 0.3 | 0.5 | 0.2 | 1 | 0.2 | 0.5 | 0.1 | 0.1 |
| 10 | 0.3 | 0.5 | 2 | 0.3 | 0.1 | 0.2 | 1 | 0.2 | 0.1 | 1 |
| 20 | 0.1 | 0.2 | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.1 | 0.3 | 2 | 0.5 | 0.1 |
| 30 | 0.5 | 1 | 0.5 | 0.3 | 0.1 | 2 | 0.1 | 0.2 | 0.2 | 0.3 |
| 40 | 1 | 0.1 | 0.3 | 0.1 | 0.2 | 3 | 1 | 0.1 | 0.2 | 1 |
| 50 | 0.1 | 2 | 0.3 | 0.1 | 0.3 | 0.2 | 0.1 | 2 | 0.1 | 0.5 |
| 60 | 0.5 | 0.2 | 0.1 | 1 | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.3 | 1 | 0.2 |
| 70 | 0.5 | 0.5 | 0.2 | 0.5 | 0.2 | 0.1 | 0.3 | 0.1 | 0.2 | 0.1 |
| 80 | 0.3 | 0.1 | 2 | 0.1 | 0.3 | 0.1 | 0.2 | 0.1 | 0.1 | 0.1 |
| 90 | 0.1 | 0.3 | 0.2 | 1 | 0.2 | 0.5 | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.1 |

На підставі отриманої тривалості далі моделюється форма АЧсХ.

Оскільки процес формування АЧсХ метеорного сліду нерозривно пов'язаний з формуванням зон Френеля, те для опису АЧсХ метеорного сліду доцільно скористатися функцією інтеграла Френеля [22, 64, 65].

Вирази, що характеризують інтеграл Френеля, мають такий вигляд:

$$C(z) = \int_0^z \cos\left(\frac{\pi t^2}{2}\right) dt, \quad (3.18)$$

$$S(z) = \int_0^z \sin\left(\frac{\pi t^2}{2}\right) dt. \quad (3.19)$$

Графічно вираз (3.18) і вираз (3.19) представлено на рис 3.11.

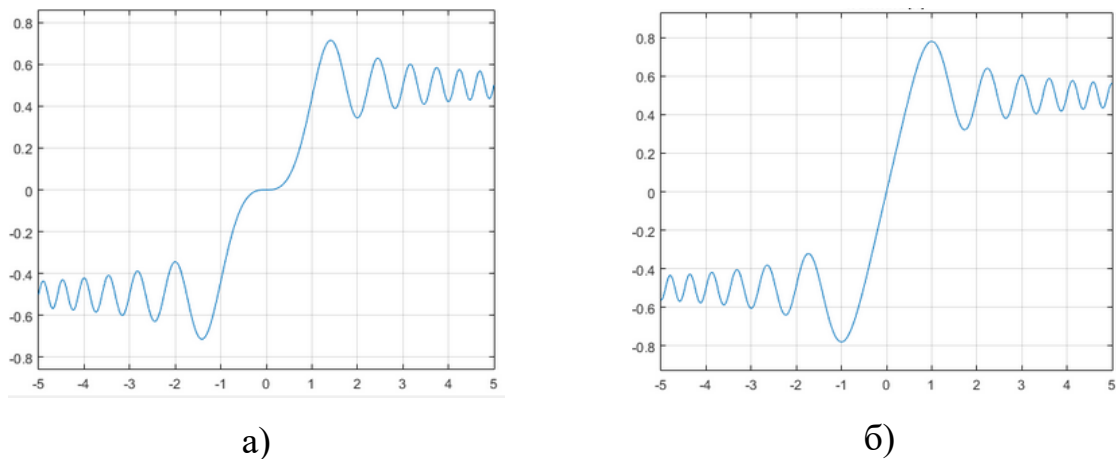


Рисунок 3.11 – а) синус-інтеграл, б) косинус-інтеграл Френеля.

При описі АЧсХ метеорного сліду, можна знехтувати значенням функції, в початковий період часу, так як на цей етап припадає процес синхронізації, і входження в зв'язок. Тому не важливо, яке з виразів брати за основу. Для формування залежності, максимально наближеною до АЧсХ метеорного сліду, дану залежність необхідно доповнити експоненціальним спадом (рис. 1.5 а, б).

Цей спад, з точки зору фізики, обумовлений руйнуванням метеорного сліду. Тому, для більш точної апроксимації АЧсХ інтегралом Френеля, потрібно забезпечити загасання рівня амплітуди. В ході математичного моделювання було з'ясовано, що при виконанні математичних операцій над синус-інтегралом, виникають деякі складнощі, пов'язані з тим, що функція нелінійно зростає на етапі формування сліду. Косинус-інтеграл більш

практичний з цієї точки зору, так як математичні дії не завдають такої явної шкоди функції.

Апроксимація функції проводилася на основі порівняння реальної АЧсХ метеороного сліду з функцією інтеграла Френеля. В результаті апроксимації було отримано виразу описує огибающую АЧсХ метеороного сліду:

$$C(t) = \frac{1}{\left(e^{\frac{t}{650}}\right)^{-2.2}} \int_0^t \cos\left(\frac{\tau^2}{(250-2f)}\right) d\tau. \quad (3.20)$$

Форма АЧсХ, отримана при використанні цього виразу для опису зображена на рис. 3.12.

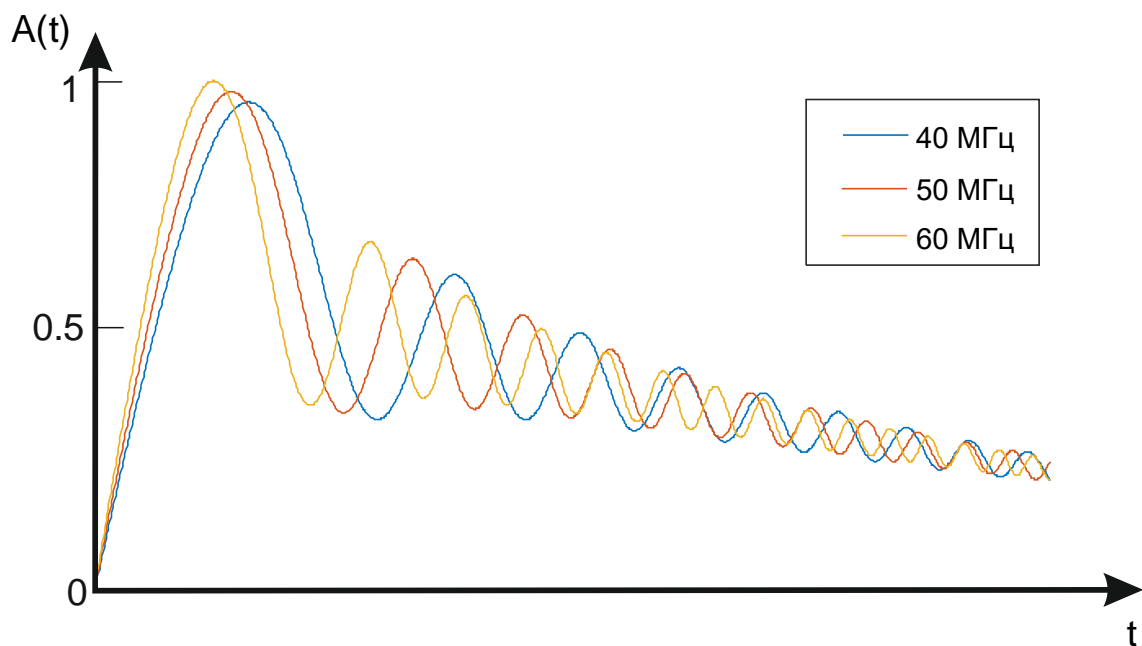


Рисунок 3.12 – Форма АЧсХ на основі інтеграла Френеля

У виразі (3.20) введена залежність від частоти, таким чином, що при використанні сигналу ШПС, з несучими на різних частотах, довжини зон Френеля для цих частот враховані, і будуть для різних частот відрізнятися.

Аналіз форми і моделювання АЧсХ сигналу відбитого від метеорного сліду представлені в роботі [66].

Форма АЧсХ, в моделі, змінюється кожен сеанс зв'язку, шляхом перебудови коефіцієнтів інтеграла Фур'є (3.20), з діапазону допустимих.

В процесі моделювання часова реалізація сигналу, що пройшов через фільтр МРК (3.14) множиться на АЧсХ сліду (3.20) і коефіцієнт ослаблення K_M . Значення коефіцієнта ослаблення вибирається в межах від 100 до 160 дБ:

$$S_{MA}(t) = K_M S_M(t) C(t). \quad (3.21)$$

Для перевірки стійкості запропонованого сигналу до перешкод типу ЗПЗ (див. Вище), програма моделі доповнена відповідним чином.

Величина загасання сигналу відбитого від зон аномальної іонізації залежить від відстані до області відбивання. У реальному випадку, висота появи області високої іонізації є випадковою, тривалість існування також залежить від безлічі факторів [66], причиною цього може бути і ефект Деллинджера. Для наших цілей, головним завданням є визначення, який з типів сигналу є найбільш підходящим для використання його в метеорному радіозв'язку, тому не має значення через який момент часу з'явиться ЗПЗ і який час воно буде виникати - важливо як буде проходити ШПС через МРК, і як буде змінюватися значення ймовірності бітової помилки. Явлення ВНЗ моделюється наступним образом.

Сформований ШПС (3.21) піддається перетворенню Фур'є (3.13), після чого пропускається через ФНЧ з частотою зрізу 40 МГц (3.22). Оскільки на практиці явище ЗПЗ на більш високих частотах спостерігається досить рідко.

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi 40)^{2*n}}}. \quad (3.22)$$

Після зворотного перетворення Фур'є (3.17) формується дев'ять копій сигналу $S_{ВНЗ0}(t + \Delta\tau_{ВНЗ})$, де $\Delta\tau_{ВНЗ}=10$ мкс – взаємна затримка копій сигналу один щодо іншого, ніж імітується відображення від просторово розподіленої області підвищеної іонізації.

Затримані копії складаються один з одним,

$$S_{ВНЗ}(t) = \sum_{k=0}^9 S_{ВНЗ0}(t + k\Delta\tau_{ВНЗ}), \quad (3.24)$$

і знову затримуються на регульоване в моделі час (від 0 до 8 мс), що відповідає запізнюванню іоносферного сигналу щодо метеорного. Моделювання спотворень, пов'язаних з частотною дисперсією іоносферного відбиття і інші особливості цього виду ПРХ, в роботі не проводиться. Модель досить спрощена, оскільки вона служить тільки для оцінки можливості ШПС протистояти даному виду перешкоди.

Після зазначених перетворень і ослаблення, яке може здаватися в діапазоні від 0,1: до 10 по відношенню до основного сигналу, відбувається їх взаємне додавання.

Включення перешкоди ЗПЗ в модель виробляється оператором складання, і включається в міру необхідності, для того щоб перевірити той чи інший сигнал на предмет його стійкості до такого роду перешкоди.

Аналогічним чином реалізована модель багатопроменевості, що виникає при метеорному відображенні. Для цього сигнал (3.21) затримується на час $\Delta\tau_{МЛ} = 5 \dots 150$ нс, послаблюється в 1 ... 3 рази і складається з (3.21):

$$S_{МАВМ}(t) = S_{МА}(t) + K_{ОСЛ} S_{ВНЗ}(t). \quad (3.25)$$

Ця частина моделі також включається в міру необхідності для аналізу стійкості розглянутого ШПС до даного виду перешкоди. Структура моделі в частині формування перешкод, викликаних ЗПЗ і багатопроменевістю представлена на рис. 3.13

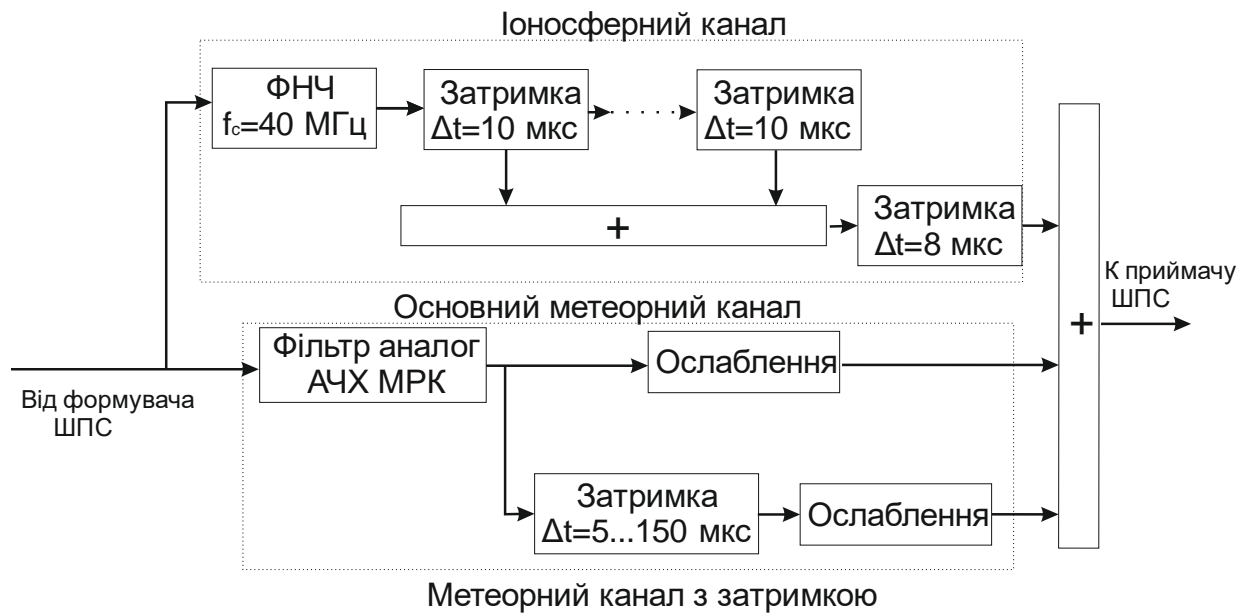


Рисунок 3.13 – Детальна структура моделі МРК

У загальному вигляді, модель МРК для широкопasmового сигналу можна записати таким виразом:

$$S_{МАВМ}(t, \omega) = K_{АЧХ}(\omega) \cdot C_{АВХ}(t, \tau_1 \dots \tau_n) \cdot \left[S_{МА}(t, \omega) + \sum_{k=0}^i S_{ВНЗ}(t, \omega) + \sum_{k=0}^i S_{МЛ}(t, \omega) \right] \cdot [K_{ОСЛ}] \quad (3.26)$$

Дана модель є безперервною моделлю стохастичного каналу, так як в моделі присутня розподіл усіх розсіювання для деяких елементів [73].

3.4 Модель приймача. Модель шуму

Модель приймача ШПС побудована на основі кореляційного детектора, який визначає, який сигнал прийшов на вхід приймального пристрою. Детально схема роботи кореляційного детектора описана в підрозділі 2.3. Модель приймача була заснована на моделі приймача описаного в роботі [5].

В якості методу обробки сигналу, у моделі застосовано взаємокореляційний метод прийому сигналу з відомою початковою фазою.

Основне призначення блоку приймального пристрою в нашій моделі пов'язано з оцінкою якості детектування сигналу, тобто засноване на оцінці ймовірності бітової помилки, при використанні того чи іншого сигналу. Приймальний пристрій обробляє одночасно:

- потік корисного сигналу, що приходить в різні моменти часу, і спотворений в результаті проходження через метеорний радіоканал;
- перешкоди класу ЗПЗ;
- перешкоди, що обумовленні багатопроменевістю;
- шуми у ефірі.

Шуми формуються в моделі і додаються вже до суміші перших трьох сигналів і перешкод. Шуми формуються на основі використання моделі Білого Гауссового Шуму.

$$S_{MABMШI}(t) = S_{MABA}(t) + N_{AWGN}(t). \quad (3.27)$$

Структурна схема моделі приймача зображена на рис. 3.14. Вся суміш приходить на вхід приймача, і розходить по двом «плечах» кореляційного детектора.

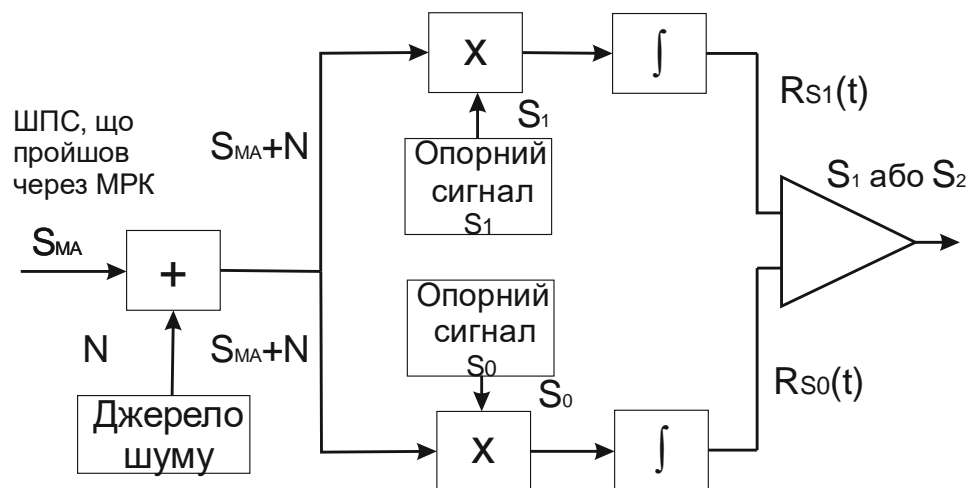


Рисунок 3.14 – Структурна схема моделі приймального пристрою

У першому каналі моделі обчислюється ВКФ між вхідною сумішшю і сигналом S_0 визначальним інформаційний «0» повідомлення.

$$R_{s_1}(\tau) = \int_0^T (S_{MA}(t) + N(t)) \cdot S_1(t - \tau) dt, \quad (3.28)$$

$$R_{s_0}(\tau) = \int_0^T (S_{MA}(t) + N(t)) \cdot S_0(t - \tau) dt. \quad (3.29)$$

В іншому – суміш порівнюється з сигналом S_1 , який визначає інформаційну «1» порівнюється одночасно з сигналом, що визначає 0 і 1. Часові діаграми процесу роботи приймального пристрою представлені на рис 3.15.

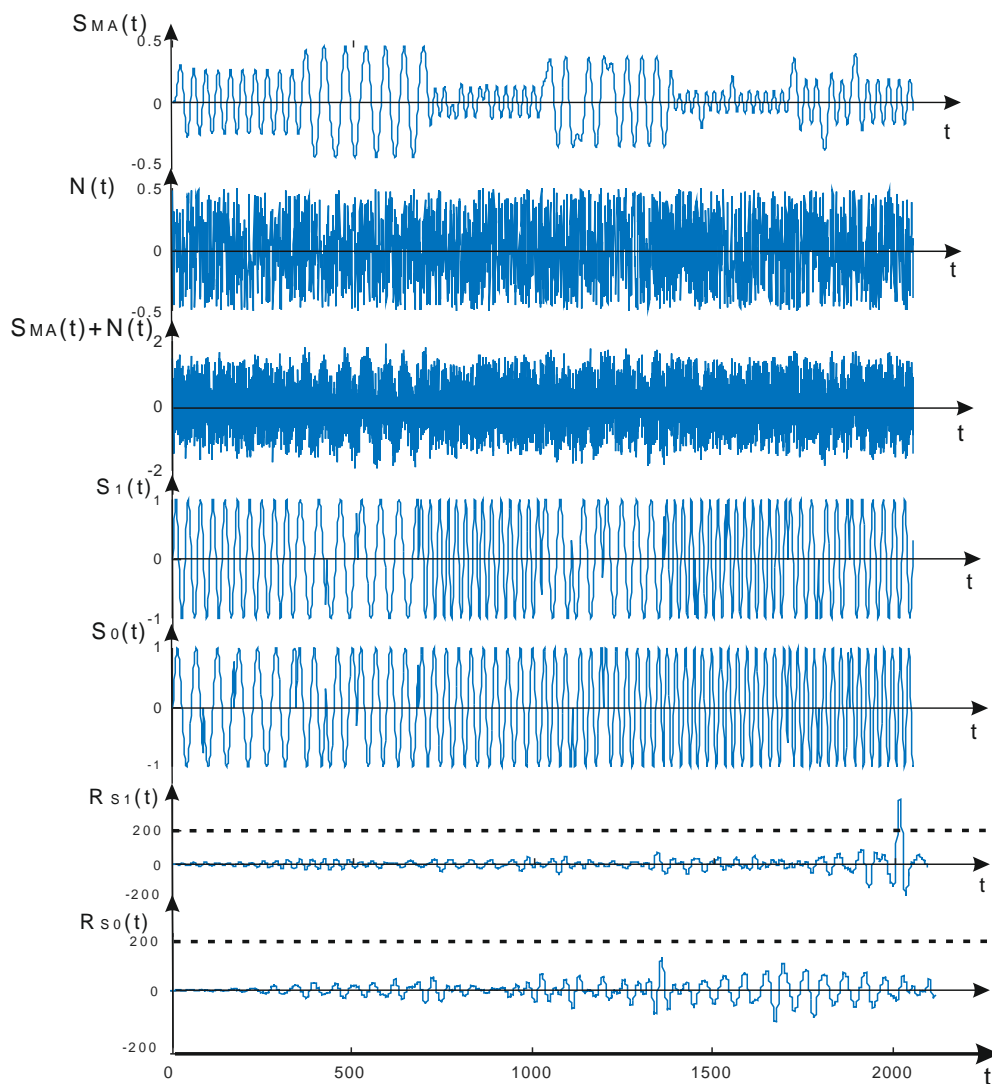


Рисунок 3.15 – Часові діаграми обробки сигналу в приймальному пристрої

Після того, як кореляційний детектор визначить який саме сигнал прийшов на вхід приймача, його «висновок» порівнюється з тим, який сигнал був дійсно переданий, і на підставі цього робиться висновок про коректність визначення сигналу приймачем

$$BER = \frac{N_{\text{ош}}}{N} . \quad (3.30)$$

Для визначення бітових помилок робиться велика кількість випробувань (в нашому випадку 10^5). Потім, кількість помилок ділиться на загальні кількість випробувань і таким чином обчислюється ймовірність бітової помилки (3.30).

3.5 Модель приймача і передавача ВСЗ

Для врахування перешкод, які можуть бути створені вузькосмуговими передавачами, які працюють в тій же смузі, що і ШП система метеороного зв'язку, модель доповнена блоком передавача вузькосмугової системи зв'язку.

Сигнал, що формується в цьому блоці, має вигляд:

$$S_{\text{ЧМ}}(t) = A_{\text{ЧМ0}} \cos((\omega_0 + mU_{\text{РП}}(t))t), \quad (3.31)$$

де $A_{\text{ЧМ0}}$ - амплітуда несучого коливання,

ω_0 - його несуча частота;

m - індекс частотної модуляції;

$U_{\text{РП}}(t)$ - мовоподібна перешкода.

У якості модулюючого сигналу перешкоди використовується саме мовоподібна перешкода, тому що радіостанції, що працюють в зазначеному діапазоні, як правило, використовується для передачі мови. Якщо ці

параметри для певної місцевості невідомі, то можна брати середні, на прикладі типової радіостанції «ЛЕН» (потужність передавача – 15 Вт, несуча частота – 45 МГц, індекс модуляції – 3.)

Для оцінки потужності перешкоди використовується класичний вираз (2.8) [67]:

Виразивши з (2.8) дальність, можна знайти відстань, на якому вузькосмугова система із заданими параметрами не створить перешкод ШПС, прийнятих по МРК.

Окрім моделі передавача ВСЗ, для оцінки впливу МСПІ на ВСЗ, в модель включена модель приймача ВСЗ. Блок приймача вузькосмугової системи зв'язку дозволяє оцінити вплив перешкоди, створюваної ШПС, і визначити електромагнітну сумісність метеорної системи передачі інформації з вузькосмуговими засобами зв'язку.

У смузі частот, в якій працює вузькосмуговий приймач, немає сенсу аналізувати спектральну структуру ШПС, його можна вважати просто шумом. Це дозволяє звести роботу моделі в цій частині до оцінки спектральної щільності потужності ШПС (2.7) в місці передбачуваного розміщення вузькосмугового приймача і порівнянні її з допустимим. (Зокрема приймач Лен-В, вимагає відношення сигнал / шум 12 дБ [68]). Оцінка якості сигналу, що пройшов через МРК, виконується за допомогою розрахунку ймовірності бітової помилки.

Висновки по розділу 3

1 Розроблено математичну модель МРК, яка враховує характеристики метеорного радіоканалу в широкій смузі частот. За допомогою цієї моделі може бути обраний вид ШПС, найбільш придатний для передачі по МРК.

2. Модель АЧсХ, враховує частоту несучого коливання, і на основі цього перебудовує довжину зони Френеля для сигналу, тим самим змінюючи

форму АЧсХ. Для кожного з випробувань, модель приймає різний вигляд АЧсХ, з безлічі можливих. Модель уривчастості імітує різний час тривалості існування метеорного сліду. Тривалість існування сліду вибирається випадково, а ймовірність вибору ґрунтується на ймовірнісних характеристиках МРК.

3 АЧХ метеорного радіоканалу апроксимована моделлю фільтра нижніх частот. Дана модель має високу ступінь збіжності з реальною АЧХ метеорного радіоканалу. Максимальна збіжність була досягнута застосуванням методу найменших квадратів, для порівняння реальної АЧХ і форми передавальної характеристики фільтра.

4. Оцінка якості сигналу, що пройшов через МРК, виконується за допомогою розрахунку ймовірності бітової помилки. Для кожного сеансу зв'язку, проводиться 10^5 ітерацій для більш точного визначення ймовірності бітової помилки.

5. За підсумками розділу, отримано математичний вираз для моделі метеорного радіоканалу в широкій смузі частот. Дана модель є безперервною моделлю стохастичного каналу, так як в моделі присутній розподіл розсіювання для часових характеристик МРК.

РОЗДІЛ 4

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОХОДЖЕННЯ ШПС ПО МРК

У заключному розділі представлені результати моделювання проходження різних сигналів через метеорний радіоканал. Розглянуто різні види сигналів з різним набором параметрів. Вироблені рекомендації щодо їх використання. Матеріали розділу опубліковані в [9, 10, 14].

Почнемо з того, що перевіримо, які результати дає розроблена нами модель для простих сигналів. Це дозволить одночасно перевірити адекватність моделі (оскільки поведінка простих сигналів в МРК досить добре вивчено) і отримати дані про проходження сигналів з $B = 1$.

4.1 Моделювання проходження через МРК простих сигналів

4.1.1 Сигнали з мінімальною частотною маніпуляцією (МЧМ)

Спочатку розглянемо сигнал, найбільш часто використовуваний в МРК – МЧМ [19]. Ці сигнали характеризуються тим, що значення частот відповідних логічного «0» і «1» відрізняються на величину зворотну половині швидкості передачі інформації.

Параметри модельованого сигналу наступні:

- частота сигналів інформаційного «0» и «1» - $f_0=40$ и $f_1=40.02$ МГц
- швидкість передачі інформації 20 кбіт/с
- ширина смуги частот 40 кГц.

За допомогою розробленої моделі були отримані залежності ймовірності бітової помилки для сигналів, з різними розносом між частотами. Для дослідження були обрані сигнали мінімальної частотної маніпуляцією, тобто сигнали, які раніше застосовувалися в метеорному радіозв'язку. Результат моделювання представлений на рис. 4.1.

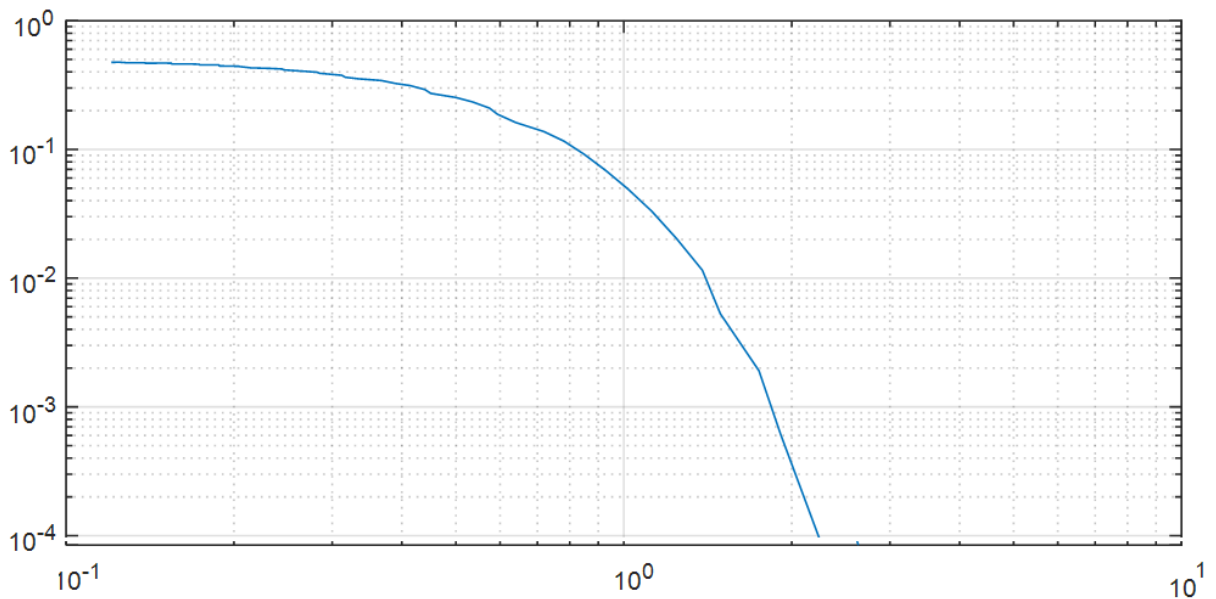


Рисунок 4.1 – Імовірність бітової помилки для МЧМ сигналу

Такі сигнали передаються з задовільною ймовірністю бітової помилки в тих випадках, коли значення відносини сигнал / шум знаходиться поблизу 1, що характерно для МРК. Також можна помітити, що результати моделювання приблизно відповідають значенням BER для таких сигналів з інших джерел [75], отже, це підтверджує адекватність моделі.

4.1.2 Сигнал с фазовою маніпуляцією (B=1)

Параметри модельованого сигналу наступні:

- маніпуляція фази +/- 180°;
- швидкість передачі інформації 20 кбит/с;
- ширина смуги частот 20 кГц.

Рівняння сигналів:

$$S_0(t) = A_0 \cos(2\pi f_1 t + \pi) \quad (4.1)$$

$$S_1(t) = A_0 \cos(2\pi f_1 t) \quad (4.2)$$

У якості «опорної» частоти візьмемо 40 МГц. Результати моделювання представлені на рис. 4.2 у вигляді синьої кривої. Наприклад, при відношенні $c / \text{ш} = 0.8$, ймовірність бітової помилки для сигналу з частотою 40 МГц, дорівнює $BER=10^{-3}$.

Розглянемо ситуацію зі збільшенням частоти при збереженні випромінюваної потужності. З огляду на нерівномірність АЧХ метеороного каналу збільшення частоти призведе до зменшення рівня сигналу, що еквівалентно погіршення $c / \text{ш}$. На графіку (рис. 4.2) у вигляді кольорових кривих показано погіршення ймовірності бітової помилки в міру зростання частоти, викликане нерівномірністю АЧХ. Оскільки, для тієї ж потужності, що передається на частоті 60 МГц додаткове ослаблення призводить погіршення $c / \text{ш}$ до 0,6 і зростання BER до $9 \cdot 10^{-2}$.

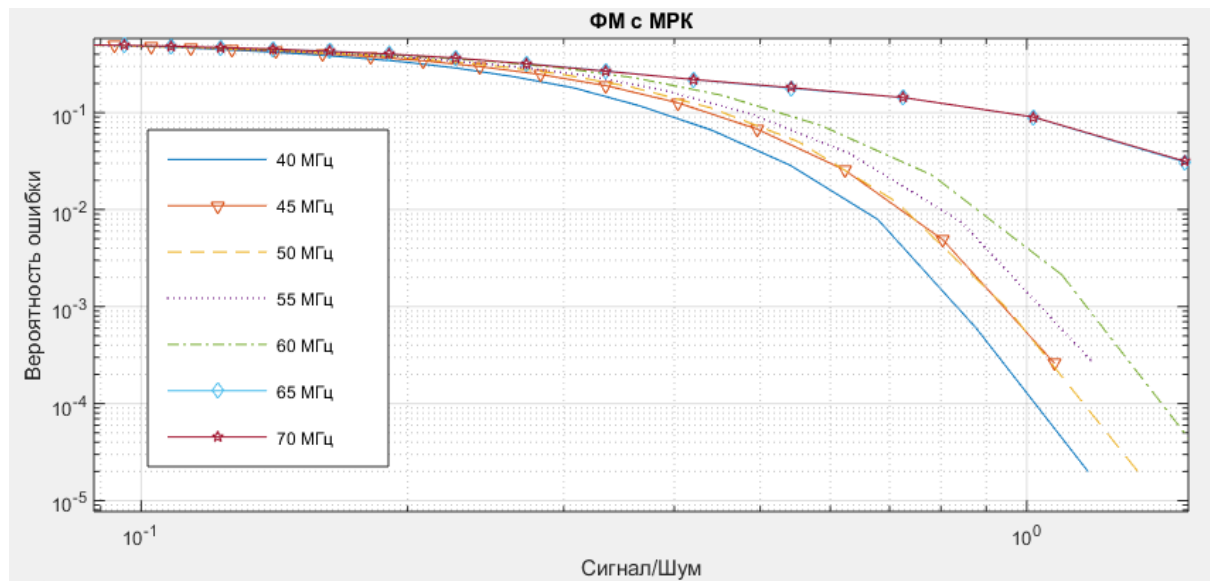


Рисунок 4.2 – Ймовірність бітової помилки для ФМ з МРК

Як і слід було очікувати, з ростом частоти сигналу ймовірність помилки збільшується

4.2 Моделювання проходження ШПС через МРК

Далі розглянемо поведінку складних сигналів (сигналів з базою більше 1). При моделюванні зберігалися тривалість інформаційних сигналів, і їх енергетичні параметри (енергія на біт), задані при моделюванні простого сигналу. Але в випадку ШПС ця енергія розподілялася по спектру відповідно до закону, властивим кожному з розглянутих видів модуляції.

4.2.1 Моделювання ФМ-ШПС

Сигнал моделювався відповідно до вираження (4.3). В даному виразі представлено аналітичний вираз для сигналу з $B = 7$.

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} A_0 \cos(2\pi f_1 t), \text{ } _npu \text{ } 0 \leq t < t_1 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t), \text{ } _npu \text{ } t_1 \leq t < t_2 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t + \pi), \text{ } _npu \text{ } t_2 \leq t < t_3 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t), \text{ } _npu \text{ } t_3 \leq t < t_4 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t + \pi), \text{ } _npu \text{ } t_4 \leq t < t_5 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t + \pi), \text{ } _npu \text{ } t_5 \leq t < t_6 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t), \text{ } _npu \text{ } t_6 \leq t < t_7 \\ 0, \text{ } _npu \text{ } t < t_7 \end{array} \right. \quad (4.3)$$

У якості модулюючої послідовності:

- для $B = 7$ використовувалася М-послідовність виду

1 1 0 1 0 0 1;

- для $B = 11$ використовувалася послідовність Баркера

1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 ;

- для $B = 15$ використовувалася М-послідовність

1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 ;

-для $B=31$ застосовувалася М-послідовність виду

1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 ;

При цьому тривалість інформаційного елемента була постійною і становила 7 мкс, що відповідає бітовій швидкості ~ 140 кбіт / с. Таким чином, тривалість одного елемента модулюючої послідовності становила- 1 мкс для $V = 7$;

- 0,64 мкс для $V = 11$;
- 0,47 мкс для $V = 15$;
- 0.22 мкс для $V = 31$.

Фази елементів розрізнялися рівно на π . При цьому ширина спектра сигналу становила – 1 МГц для $V = 7$;

- 1.56 МГц для $V = 11$;
- 2.1 МГц для $V = 15$;
- 4.5 МГц для $V = 31$.

Моделювання було проведено на різних несучих частотах метеорного радіоканалу.

Результати розрахунку ймовірності бітової помилки показані на рис. 4.3.

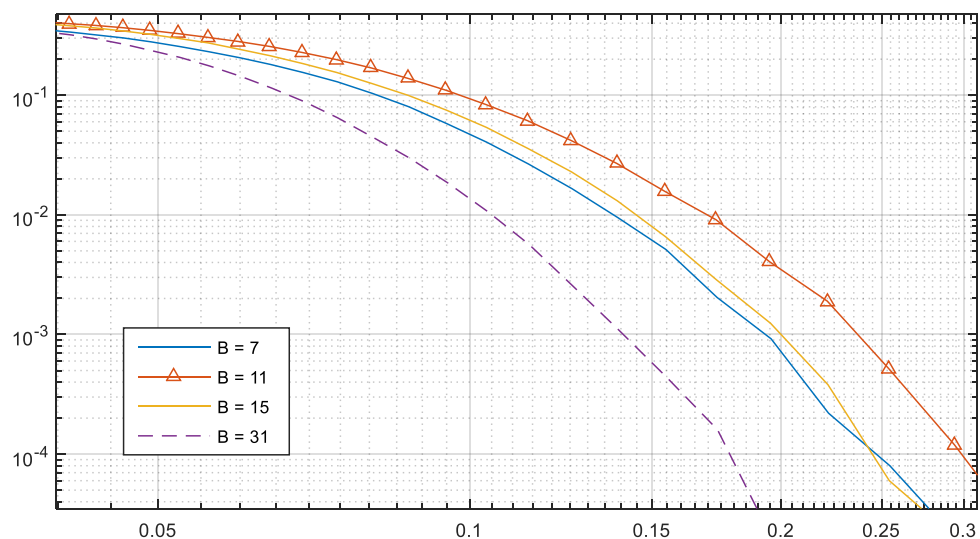


Рисунок 4.3 – Результати моделювання ймовірності бітової помилки ФМ-ШПС з різними базами із середньою частотою 40 МГц

Найкращі результати відповідають сигналу з базою 31, що цілком очікувано.

Окрім того, моделювання було проведено на різних частотах метеорного радіоканалу, результати якого представлені на рис.4.4.

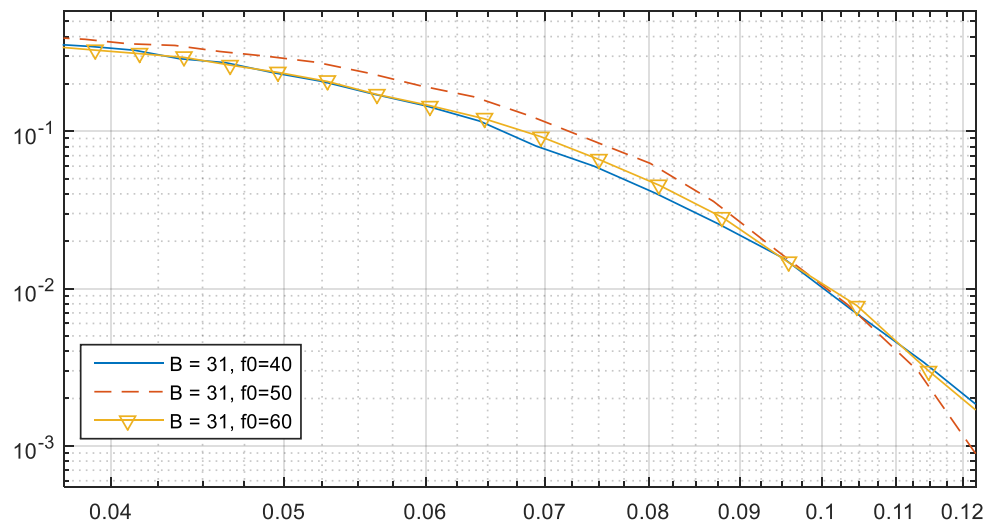


Рисунок 4.4 – Результати моделювання ймовірності бітової помилки ФМ-ШПС з різними несучими частотами з базою $B = 31$

Це дослідження показує, що для сигналів з $B = 31$ зміна частоти несуттєво позначається на ймовірності бітової помилки. Це можна пояснити тим, що еквівалентне c / η для ШПС в цьому випадку істотно краще, ніж вказано на графіку (воно відповідає початковій області на рис. 4.2, де всі криві, практично, зливаються.)

4.2.2 Моделирование ДЧ ШПС

Сигнали моделювалися відповідно до вираження (4.4). При цьому тривалість інформаційного сигналу дорівнює 7 мкс. Параметри сигналів представлені в табл. 4.1, час-частотні діаграми на рис. 4.5.

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} A_0 \cos(2\pi f_1 t), \text{ при } 0 \leq t < t_1 \\ A_0 \cos(2\pi f_2 t), \text{ при } t_1 \leq t < t_2 \\ A_0 \cos(2\pi f_3 t), \text{ при } t_2 \leq t < t_3 \\ \dots \\ A_0 \cos(2\pi f_n t), \text{ при } t_{n-1} \leq t < t_n \end{array} \right\}, \quad (4.4)$$

де n – кількість частот використаних у сигналі.

Відповідно до виразу (2.16) база даного виду ШПС дорівнює квадрату кількості частот, використовуваних сигналів.

Таблиця 4.1

| База | Тривалість елемента, мкс | Розніс між частотами, МГц | Ширина спектру, МГц | |
|------|--------------------------|---------------------------|---------------------|----------------|
| | | | Одного елемента | Всього сигналу |
| 9 | 2,33 | 0.4 | 0,429 | 1.3 |
| 16 | 1,75 | 0.5 | 0,571 | 2 |
| 36 | 1.17 | 0.8 | 0,854 | 4.85 |
| 49 | 1 | 1 МГц | 1 | 7 |

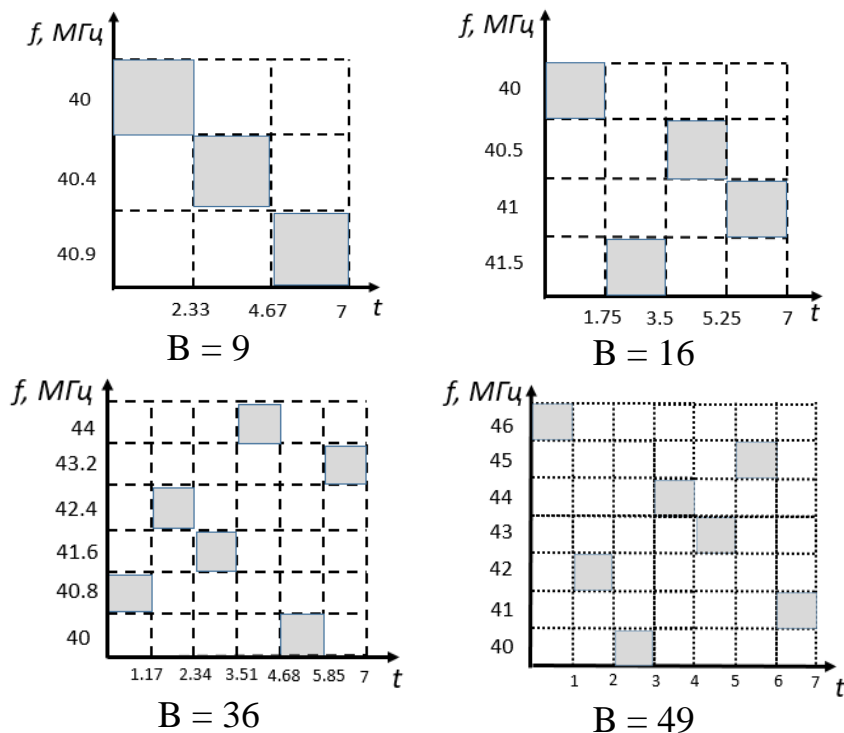


Рисунок 4.5 – Часо-частотні діаграми для різних баз ДЧ-ШПС

Приклад сигналу із $B = 49$ показаний на рис. 4.6:

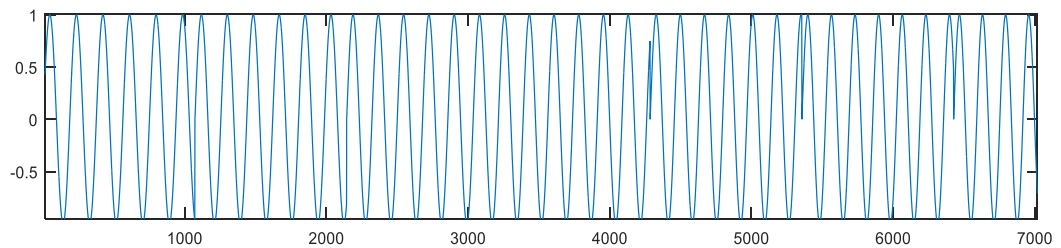


Рисунок 4.6 – Інформаційний біт ДЧ-ШПС

Результати моделювання графічно представлені на рис. 4.7.

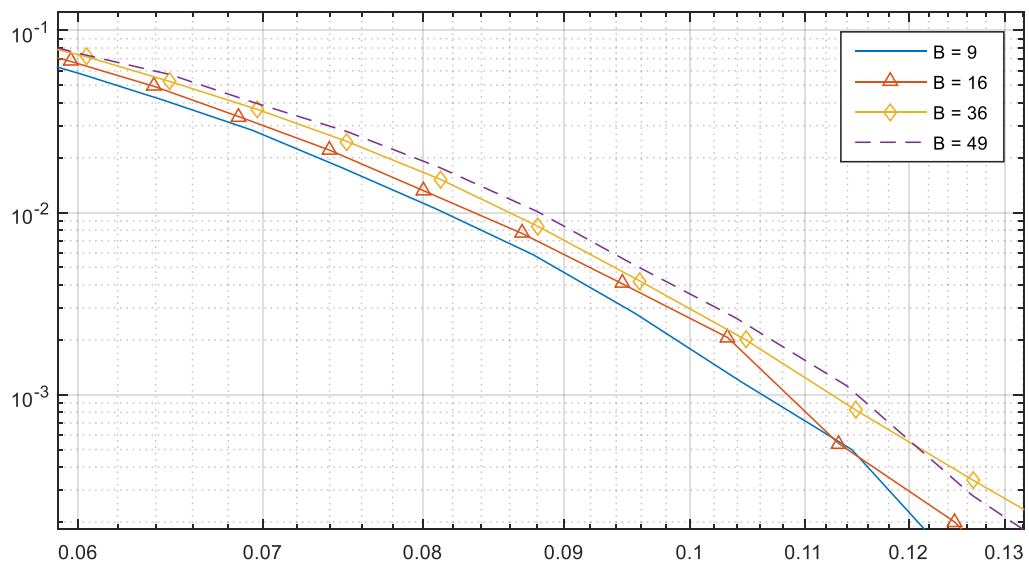


Рисунок 4.7 – Результати моделювання ймовірності бітової помилки ДЧ-ШПС з різними базами із середньою частотою 40 МГц

На перший погляд результат представляється парадоксальним - з ростом бази ймовірність бітової помилки погіршується, хоч і не суттєво. Але якщо повернутися до табл. 4.1 і подивитися, як зі збільшенням бази збільшується ширина спектра сигналу, це явище стає цілком зрозумілим. Виграш в еквівалентному збільшенні відносини s / η за рахунок збільшення бази «з'їдається» спотвореннями спектра сигналу, викликаними

нерівномірної АЧХ каналу. Для ДЧ-ШПС це особливо істотно, тому що для збільшення бази потрібно істотно більший частот.

Моделювання проходження ДЧ-ШПС з фіксованою базою на різних частотах, представлено на рисунку 4.8. Як і для ФМ ШПС збільшення частоти несуттєво позначається на зміні BER.

За результатами моделювання проходження сигналів з різними базами, видно, що при збільшенні бази ймовірність бітової помилки знижується. Однак відмінності між бітовими помилками сигналів не великі. Відмінності ймовірності бітової помилки на різних частотах також не великі.

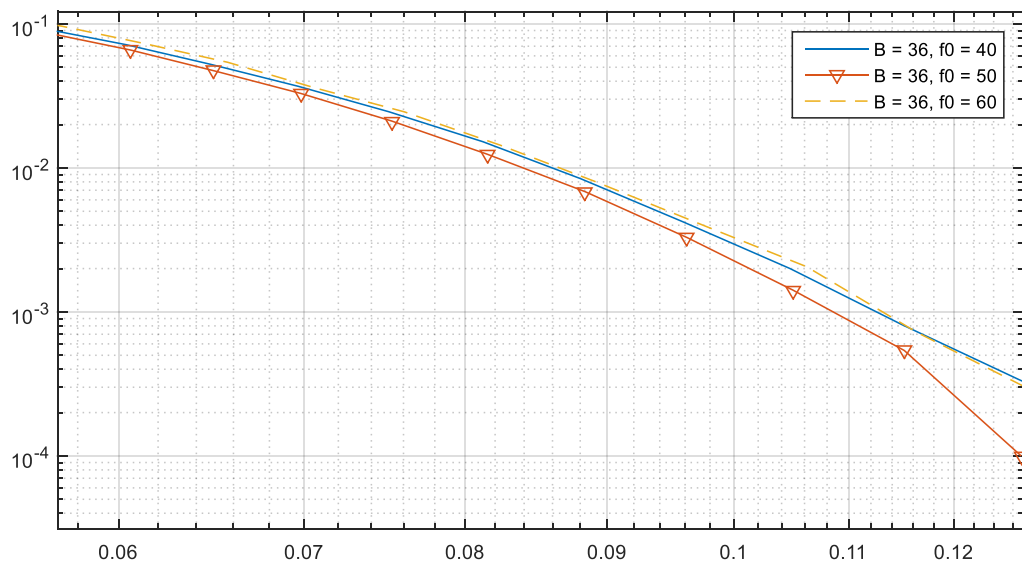


Рисунок 4.8 – Результати моделювання ймовірності бітової помилки ФМ-ШПС з різними несучими частотами з базою $B = 36$

4.2.3 Моделювання ДСЧ-ШПС

Детально ДСЧ ШПС описані в підрозділі 2.2.1. Формування сигналів вироблялося відповідно до вираження (4.5) при цьому тривалість інформаційного сигналу, як і раніше - 7 мкс.

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} A_0 \cos(2\pi f_1 t), \text{— нпу — } 0 \leq t < t_1 \\ A_0 \cos(2\pi f_1 t + \pi), \text{— нпу — } t_1 \leq t < t_2 \\ A_0 \cos(2\pi f_2 t), \text{— нпу — } t_2 \leq t < t_3 \\ A_0 \cos(2\pi f_2 t + \pi), \text{— нпу — } t_3 \leq t < t_4 \\ A_0 \cos(2\pi f_3 t), \text{— нпу — } t_4 \leq t < t_5 \\ A_0 \cos(2\pi f_3 t + \pi), \text{— нпу — } t_5 \leq t < t_6 \\ A_0 \cos(2\pi f_4 t), \text{— нпу — } t_6 \leq t < t_7 \\ A_0 \cos(2\pi f_4 t + \pi), \text{— нпу — } t_7 \leq t < t_8 \\ 0, \text{— нпу — } t < t_8 \end{array} \right\}, \quad (4.5)$$

Параметри сигналів представлені в табл. 4.2, часо-частотні діаграми на рис. 4.9.

Відповідно до виразу (2.16) база даного виду ШПС дорівнює квадрату кількості частот, використовуваних сигналів.

Таблица 4.2

| База | Використана модулююча послідовність | Тривалість елемента, мкс | Розніс між частотами, МГц | Ширина спектру, МГц | |
|------|-------------------------------------|--------------------------|---------------------------|---------------------|----------------|
| | | | | Одного елемента | Всього сигналу |
| 8 | 10 | 1,75 | 0,5 | 0,571 | 1,1 |
| 16 | 0101 | 0,875 | 1,2 | 1,150 | 2,4 |
| 36 | 0101 | 0.583 | 1,7 | 1,715 | 5,1 |
| 64 | 0101 | 0.437 | 2,3 | 2,3 | 9.2 |
| 100 | 0101 | 0.375 | 2.6 | 2.5 | 10 |

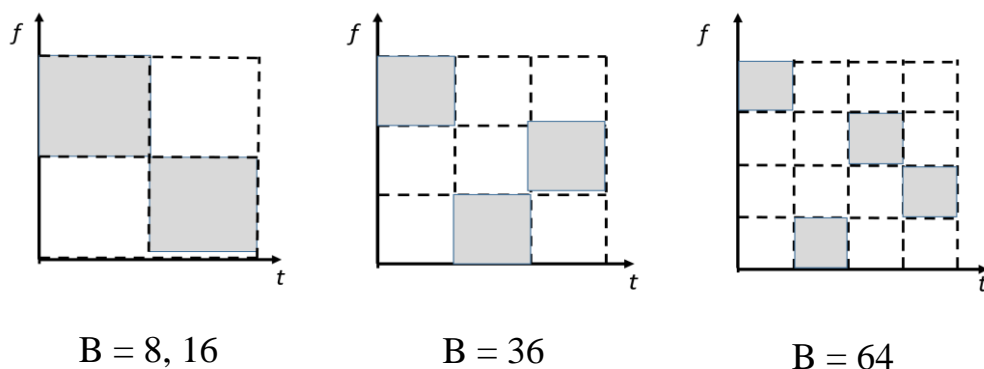


Рисунок 4.9 – Час-частотні діаграми для різних баз ДСЧ-ШПС

Приклад сигналу з $B = 36$ показаний на рис 4.10:

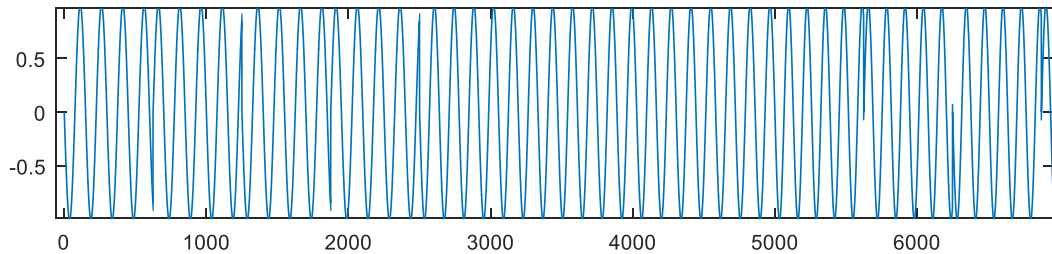


Рисунок 4.10 – Інформаційний біт ДСЧ-ШПС

Результати моделювання графічно представлені на рис. 4.11.

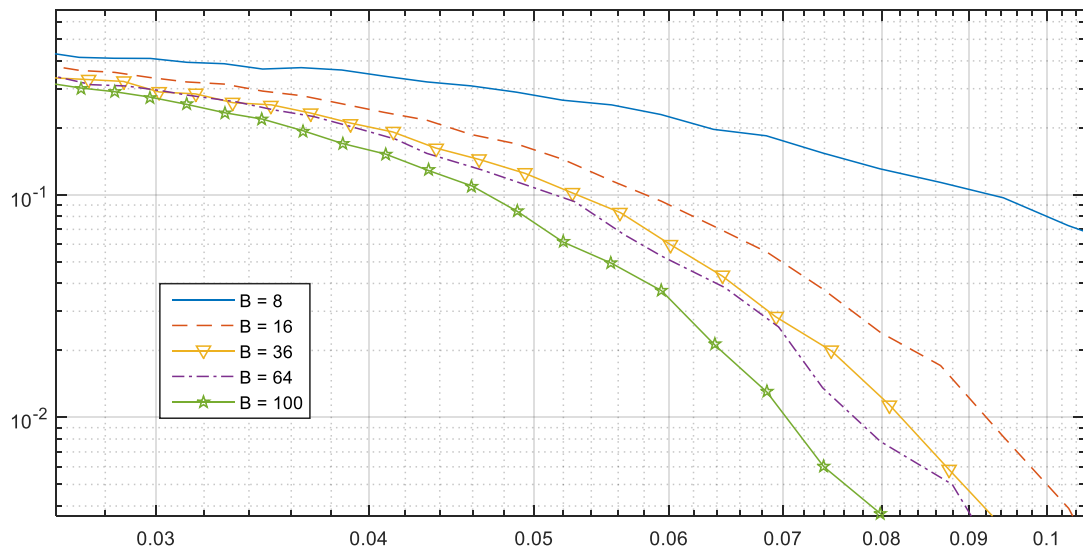


Рисунок 4.11 – Результати моделювання ймовірності бітової помилки ДСЧ-ШПС з різними базами із середньою частотою 40 МГц

Моделювання проходження ДСЧ-ШПС з фіксованою базою на різних частотах, представлено на рисунку 4.12:

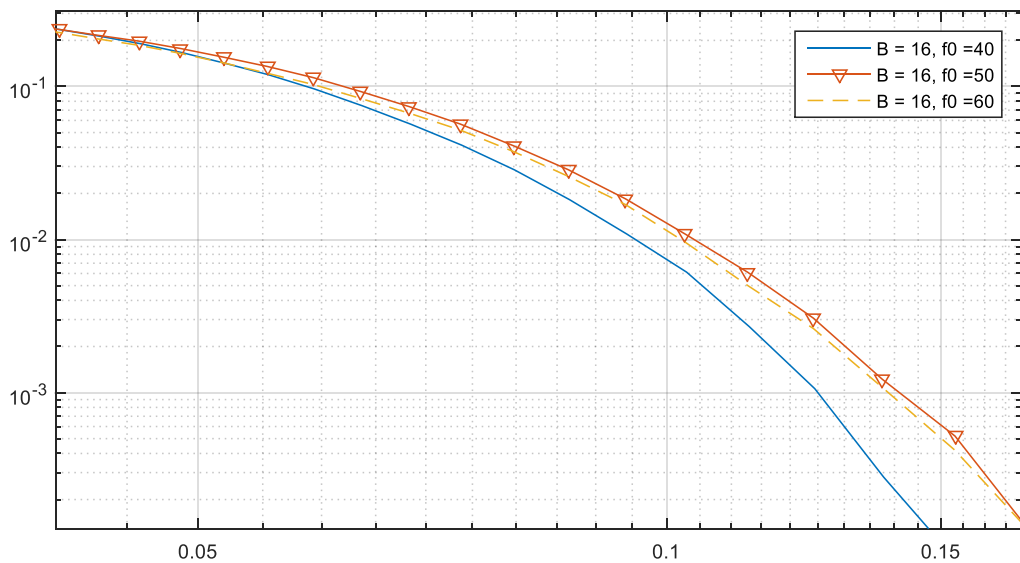


Рисунок 4.12 – Результати моделювання ймовірності бітової помилки ДСЧ-ШПС з різними несучими частотами з базою $B = 16$

За результатами моделювання проходження сигналів з різними базами, видно, що при збільшенні бази сигналу з 8 до 16 погіршується ймовірність бітової помилки. Подальше збільшення бази сигналу зменшує ймовірність бітової помилки, але при збільшенні бази сигналу до 100, смуга частот, яку займає повним сигналом стає дорівнює 10 МГц, що є межею метеорного радіоканалу. Найменша ймовірність бітової помилки спостерігається при передачі на частоті 40 МГц.

4.3 Аналіз результатів моделювання

Для вибору сигналу, найбільш придатного для передачі його по метеорному радіоканалу, порівняємо результати ймовірності бітової помилки для сигналів, у яких була найменша бітова помилка в своєму класі.

Ймовірність бітової помилки для трьох ШПС (ФМ-ШПС, ДЧ-ШПС, ДСЧ-ШПС) зображена на рис. 4.13. Дана залежність побудована для

сигналів, з несучою частотою 40 МГц, так як на цій частоті у сигналів спостерігалася найнижча ймовірність бітової помилки. Бази сигналів:

- для ФМ-ШПС – $V = 31$;
- для ДЧ-ШПС – $V = 9$;
- для ФМ-ШПС – $V = 64$;

Як видно з рисунка, найменшу ймовірність бітової помилки забезпечує ДСЧ-ШПС сигнал, і можна зробити висновок, що він є найбільш підходящим для використання в системах метеорному радіозв'язку. Адаптація сигналу до каналу вимагає вирішення декількох завдань.

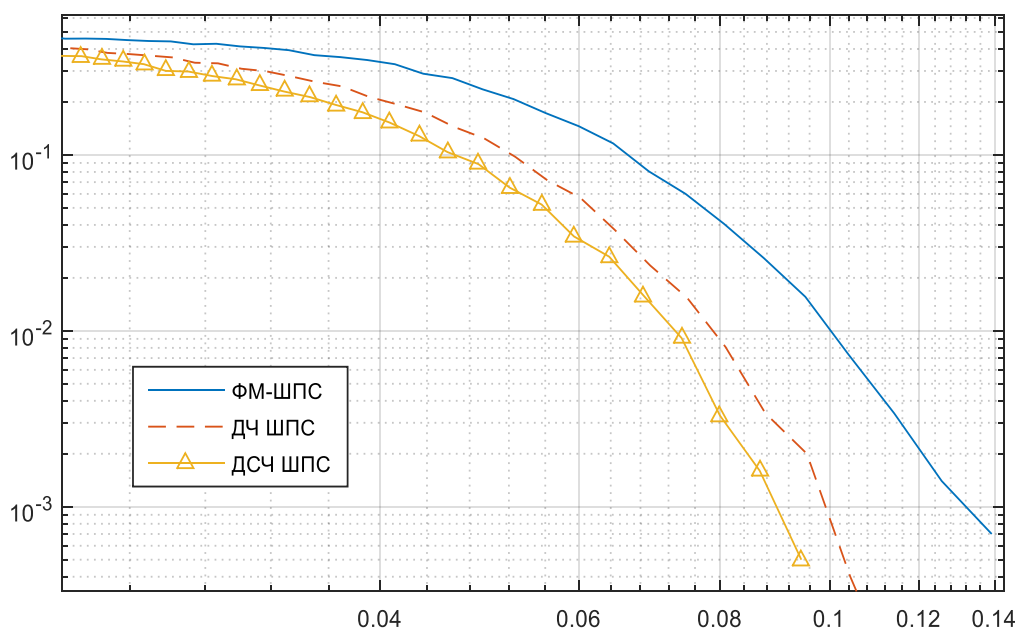


Рисунок 4.13 – Порівняння результатів моделювання ймовірності бітової помилки для різних видів ШПС

4.4 Вибір параметрів ДСЧ-ШПС

У підрозділі проводиться моделювання проходження ДСЧ ШПС для визначення оптимальної бази ДСЧ ШПС і розташування частотних складових.

Виходячи з характеристик ДСЧ-ШПС, розглянутих в попередніх розділах, обраний вид ШПС повинен відповідати наступним вимогам:

Потрібно визначити вимоги для параметрів ДСЧ-ШПС.

Ці вимоги можна розділити на 2 групи:

- Розташування несучих частот сигналу;
- Вимоги до модулюючої послідовності і бази сигналу.

4.4.1 Вимоги до розташування несучих частот сигналу

Виходячи, з наведених раніше характеристик МРК, вимоги до самого виду сигналу, повинні бути максимально витримані, щоб уникнути помилок при прийомі і передачі сигналу.

З розділу 1 відомо, що в МРК найбільшу якість переданого сигналу, спостерігається при передачі на частотах поблизу 40 МГц. Однак, використання дискретного-частотного складового ШПС саме по собі має на увазі використання декількох частот. Застосування в ДСЧ-ШПС занадто близько розташованих частот, може збільшити ймовірність бітової помилки. Подібне явище показано в розділі 3, де при моделюванні ДЧ-ШПС на близько розташованих частотах, ймовірність бітової помилки значно збільшується.

Для визначення, найбільш раціонального розташування частот для передачі ДСЧ-ШПС по МРК, потрібно провести моделювання проходження різних сигналів по МРК.

За даними досліджень, зроблених в підрозділі 4.2, стало відомо, що ймовірність бітової помилки збільшується зі зростанням частоти сигналу.

Тому, будемо досліджувати тільки різні варіанти побудови ДСЧ-ШПС, а саме розподілу частот вздовж частотного спектра, з метою виявлення, при якому розподілі буде менше ймовірність бітової помилки.

Розташування частот поблизу частоти 40 МГц, має бути найоптимальнішим, так як в цій області АЧХ МРК має найбільш великі значення. Рівномірний розподіл частот за діапазоном частот МРК, може бути некоректним, так як з ростом частоти, АЧХ МРК убуває, а значить, використання частотних складових на вищих частотах діапазону МРК, підвищить ймовірність бітової помилки.

Передача інформації по МРК поблизу частот 70 МГц, значно підвищує ймовірність бітової помилки. Це було з'ясовано в результаті моделювання в підрозділі 4.2. Тому, розподіл частотних складових ДСЧ-ШПС на частотах вище 70 МГц, збільшить ймовірність бітової помилки. Тому для побудови ДСЧ-ШПС, доцільно використовувати частоти в діапазоні від 40 до 70 МГц.

В ході моделювання було розглянуто три варіанти розподілу частот в діапазоні МРК: рівномірний розподіл частота за діапазоном (рис 4.14). Були обрані частоти 40, 45, 50, 55, 60, 65 МГц.

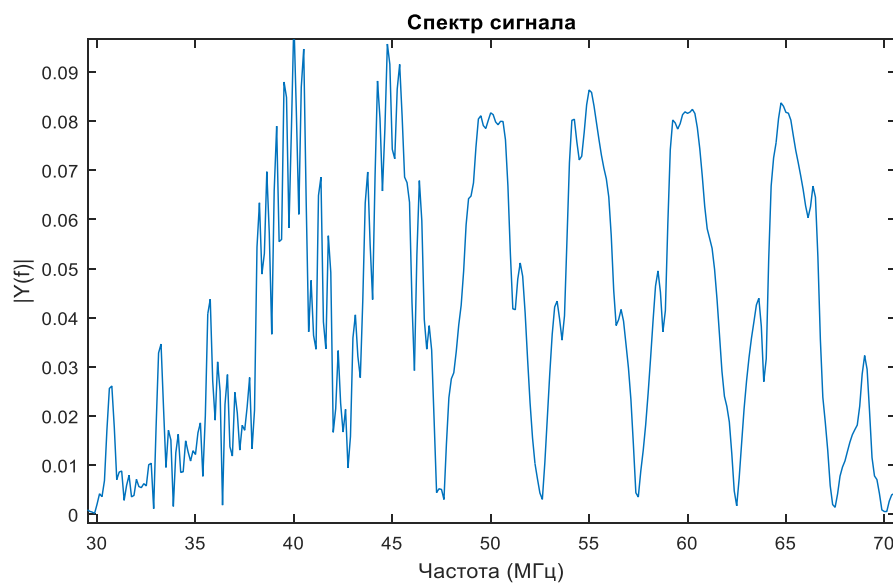


Рисунок 4.14 – Розподіл частот рівномірно по діапазону.

Другий варіант - коли частоти розташовані ближче до низьких частот обраного діапазону (ближче до 40 МГц) (рис. 4.15). Для моделювання було обрано такі частоти: 40, 42, 45, 47, 50, 60 МГц.

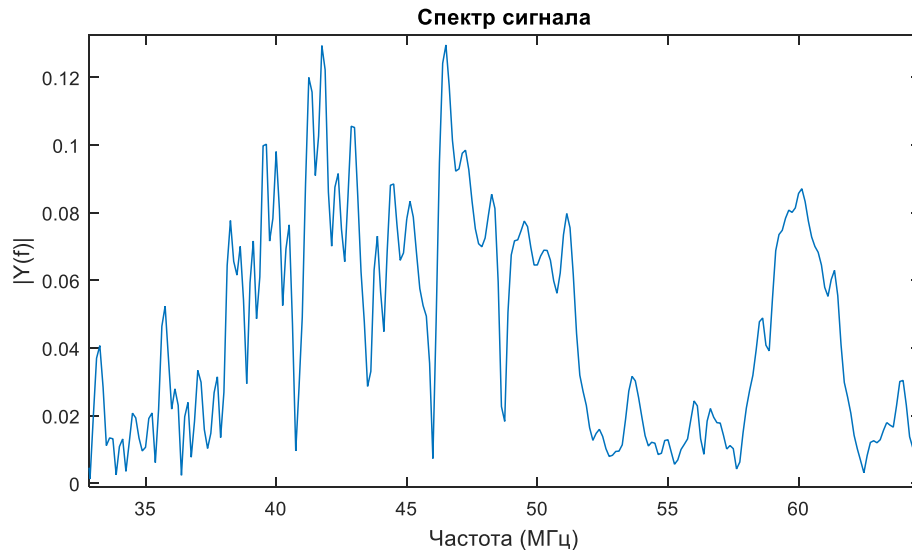


Рисунок 4.15 – Розподіл частот поблизу 40 МГц.

Третій випадок - коли частоти для побудови ДСЧ -ШПС розташовуються ближче до верхніх частотах обраного діапазону (ближче до 70 МГц) (Рис 4.16). Для моделювання були обрані частоти 40, 50, 55, 58, 60, 62 МГц.

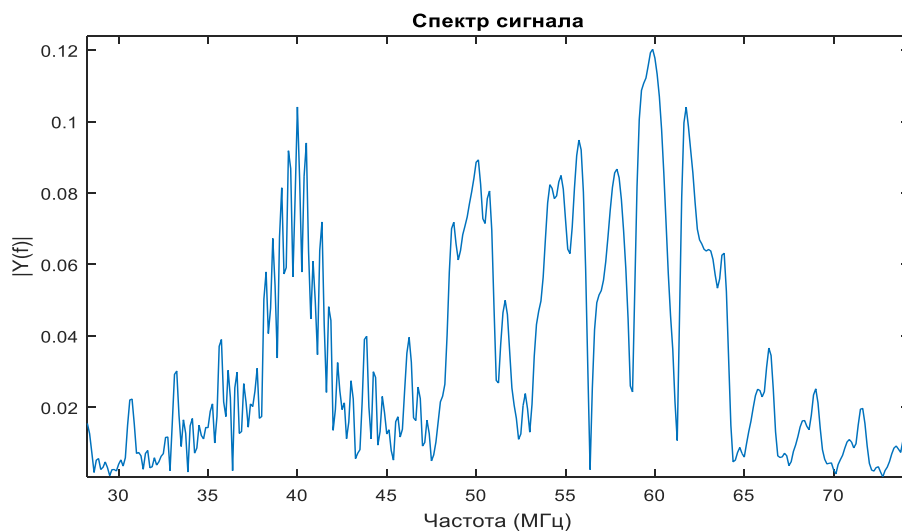


Рисунок 4.12 – Розподіл частот поблизу 70 МГц.

Результати моделювання наведені на рис 4.17.

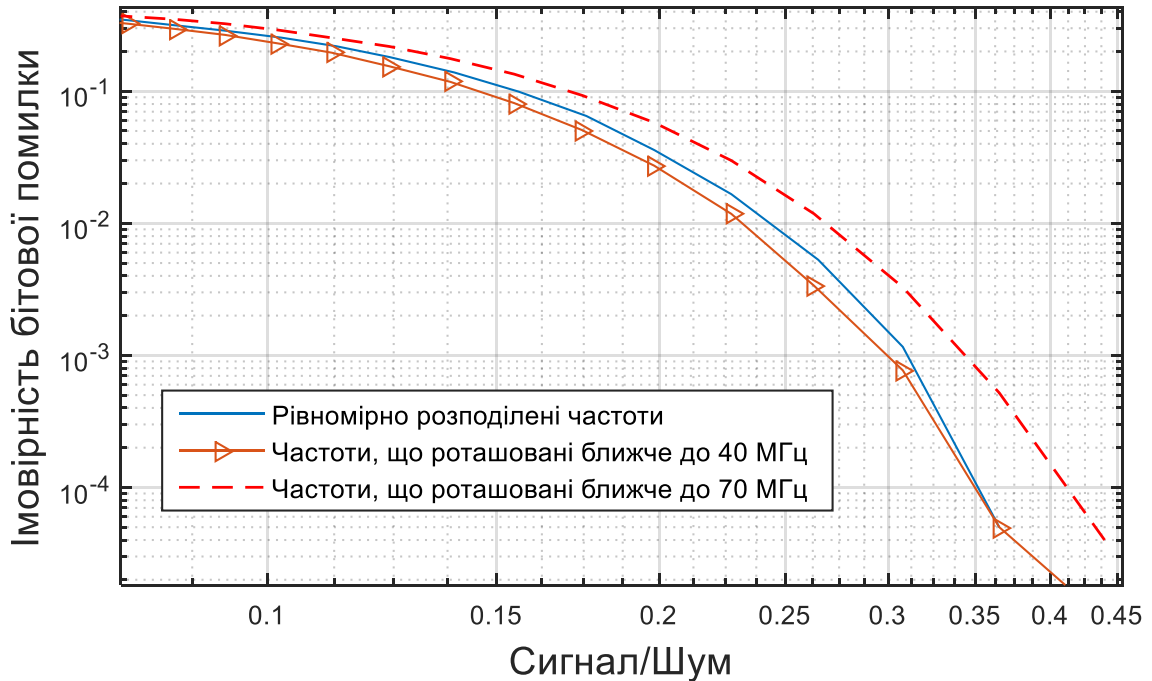


Рисунок 4.17 – Розподіл ймовірності бітової помилки для різних варіантів побудови ДСЧ-ШПС

Як видно з графіка 4.17, розподіл частотних складових ДСЧ-ШПС на видаленні від частоти 40 МГц, підвищує ймовірність бітової помилки, а тому, для найбільшої точності передачі даних, частоти ДСЧ-ШПС слід розподіляти в поблизу 40 МГц.

4.4.2 Моделювання проходження сигналів із різною базою

В основі шумоподібних сигналів може бути кілька видів модулюючих послідовностей. Вимоги до модулюючої послідовності повинні вирішувати питання якості передачі інформації.

У системах метеорологічного радіозв'язку, для цифрової передачі інформації, досить мати 2 різних шумоподібних сигнали. Кожен з цих сигналів повинен

мати високу автокорреляційну характеристику. Хороші автокорреляційні характеристики важливі, так як потрібно точно синхронізувати приймач. ШПС, який за своєю природою може бути нижче рівня шумів, для зв'язку вимагає точного часу синхронізації, для якісного визначення в який момент часу прийшов символ корисного сигналу, і як наслідок з цього моменту починається відлік наступних символів.

У системах метеорної радіолокації, за умови використання декількох різних сигналів, потрібно мати низьку взаємнокорреляційну характеристику, щоб точно відрізнити корисний сигнал, від інших. Кодове розділення абонентів в МСЗ мало ймовірно, тому що мало ймовірна одночасна передача інформації декільком абонентам.

Класичною послідовністю з хорошими автокорреляційними властивостями є послідовності Баркера, тому доцільно використовувати їх. У роботах [9, 10, 14] говориться що для МРК краще використовувати в якості послідовності ортогональні коди для формування модулюючої послідовності. Для формування ДСЧ-ШПС сигналу маєтсья на увазі використання декількох частот, однак кожна частотна складова також є ШПС, тому застосування модулюючої послідовності можливо тільки у «внутрішньому» ФМ-ШПС.

Вибір бази ШПС, безпосередньо пов'язаний з вибором довжини модулюючої послідовності, в випадку використання ДСЧ-ШПС, потрібно вибирати також кількість частот, що беруть участь у передачі інформації.

У збільшенні бази сигналу відіграє велику роль, збільшення частотних стрибків сигналу. Тому для збільшення бази сигналу найзручніше скористатися збільшенням несучих частот сигналу, однак, як було показано в ході моделювання, використання частот вище 60 МГц, значно збільшує ймовірність бітової помилки. Тому використання великої кількості частот може призвести до зменшення ефективності МСЗ.

Для визначення, бази сигналу ШПС для МРК, було проведено моделювання проходження ДСЧ-ШПС з різними базами:

Таблиця 4.3

| База | Використовувана модулююча послідовність | Тривалість елемента, мкс | Розніс між частотами, МГц | Ширина спектру, МГц | |
|------|---|--------------------------|---------------------------|---------------------|----------------|
| | | | | Одного елемента | Всього сигналу |
| 1 | - | 7 | - | 0,142 | 0,142 |
| 8 | 10 | 1,75 | 0,5 | 0,571 | 1,1 |
| 16 | 0101 | 0,875 | 1,2 | 1,150 | 2,4 |
| 36 | 0101 | 0,583 | 1,7 | 1,715 | 5,1 |
| 64 | 0101 | 0,437 | 2,3 | 2,3 | 9,2 |
| 100 | 0101 | 0,375 | 2,6 | 2,5 | 10 |
| 144 | 0101 | 0,312 | 3 | 3,2 | 18,4 |

ДСЧ-ШПС на основі 6-и частот, має наступний вид, що показаний на рис. 4.16

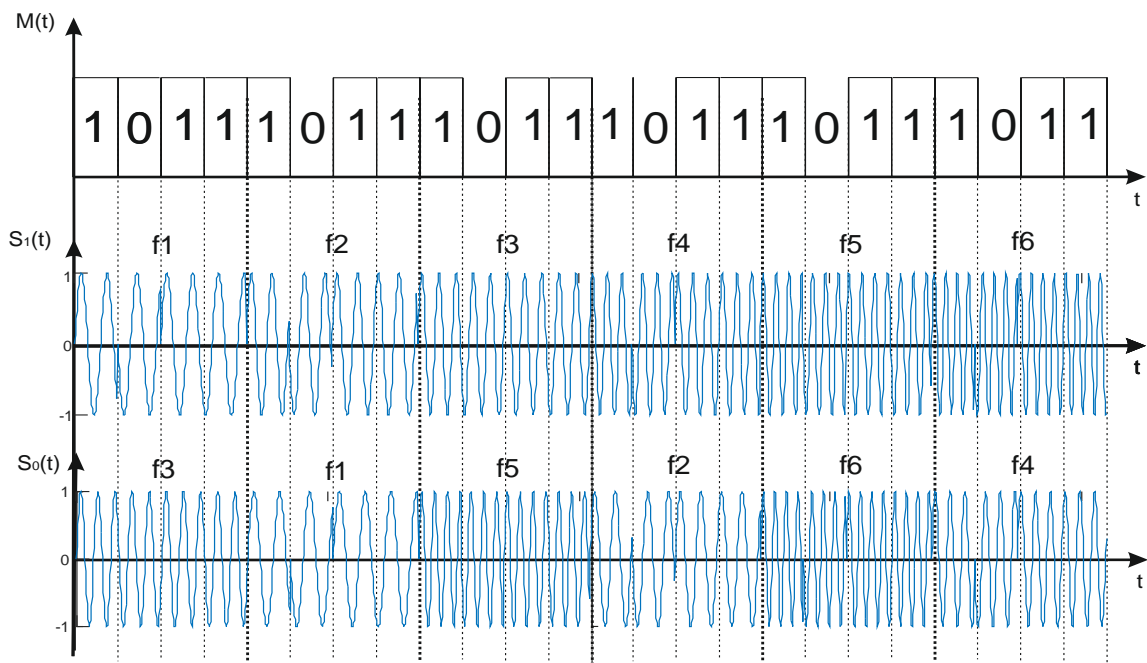


Рисунок 4.16 – Сигнал, що сформовано із 6 частот

Результати моделювання представлені на рис. 4.17.

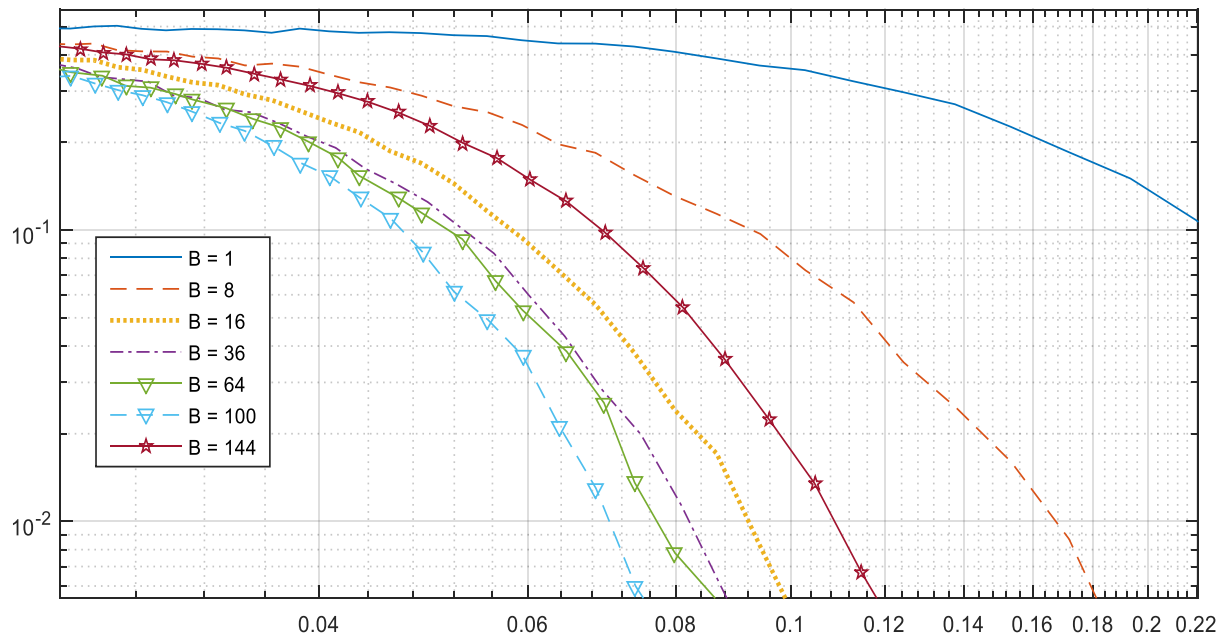


Рисунок 4.17 – Ймовірність бітової помилки для сигналів із різними базами

Було проведено моделювання проходження сигналів, з різними базами, проте найменша ймовірність бітової помилки спостерігалася для ДСЧ-ШПС сигналу з базою 36. В ході моделювання був зроблений висновок, що збільшення бази сигналу вище 64 і зменшення менше 36 збільшує ймовірність бітової помилки для сигналів. Однак все одно, в ході моделювання, кращу якість було отримано для сигналу з базою 36. Для демонстрації були взяті також і інші ймовірності бітових помилок: 64 і 144.

З цього, можна зробити висновок, що найбільш прийнятна база сигналу лежить в діапазоні від 36 до 64. При цьому важливо зауважити, що не розглядався вплив модулюючої послідовності.

4.5 Вид ШПС для МРК. Рекомендації по його використанню

За результатами моделювання, можна зробити висновок, що для передачі інформації по МРК доцільно використовувати ДСЧ-ШПС.

На рисунку показано порівняння раніше використовуваного МЧМ і рекомендованого ДСЧ-ШПС. Імовірність бітової помилки при використанні ШПС зменшилася в середньому в 10 разів. Крім цього зменшиться залежність від впливу перешкод, що тягне за собою поліпшення електромагнітної сумісності.

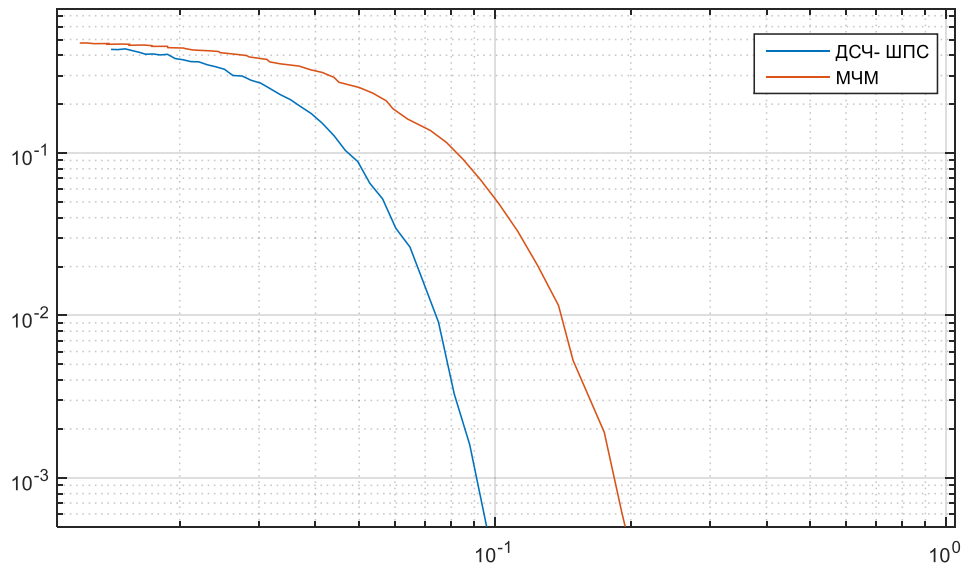


Рисунок 4.8 – Порівняння ДСЧ-ШПС із МЧМ-сигналом

Частотні складові цього сигналу, доцільно розташувати на частотах до 50 МГц. Значення бази сигналу, оптимально від 36 до 64.

В основі внутрішнього ФМ-ШПС доцільно використовувати модулюючі послідовності з хорошими автокореляційними характеристиками, для досягнення високої автокореляційної характеристики всього сигналу. Це дозволить найбільш точно розрізнити між собою частотні складові сигналу, а це значить, що можна використовувати більше частотних складових. Такими модулюють послідовностями можуть бути M-послідовності і послідовності Баркера.

Частотні вимоги до сигналу повинні бути наступними. Потрібно використовувати нижній частотний діапазон МРК (40 - 50 МГц). Також потрібно, щоб частоти були найбільш близькі один до одного. Кількісна оцінка мінімального розносу частот між сигналами, може бути основою для подальших

досліджень. При використанні сигналу з шириною спектра 5 МГц, і базою 36, пропускна здатність метеорної системи радіозв'язку буде збільшена до 140 кбіт / с. З чого можна зробити висновок, що при використанні рекомендованого сигналу пропускна здатність МСПШ збільшиться в 7 разів у порівнянні з раніше використовуваними сигналами.

4.6 Рекомендації по вибору виду сигналу для метеорної системи зв'язку

На вибір сигналу для використання МСС буде впливати кілька чинників.

В першу чергу він визначається необхідною середньою швидкістю передачі. При низькій середній швидкості (наприклад, 20 ... 100 біт / с, що досить для передачі метеорологічної інформації) можна обмежитися вузькою смугою і простими сигналами. У міру збільшення необхідної середньої швидкості доведеться збільшувати смугу і, отже, переходити до спеціальних видів модуляції.

Другим фактором, що впливає на вибір сигналу є допустима випромінювана потужність. До деяких меж швидкість передачі може бути збільшена шляхом збільшення досліджуваної потужності без застосування складних сигналів. Але реальних МСЗ з потужністю понад 1 кВт небагато, тому що при таких потужностях вони втрачають ряд своїх переваг - економічність і прихованість. Систем з потужністю понад 10 кВт немає зовсім.

Третім фактором, є складність (отже, вартість) апаратури, оскільки складні сигнали вимагають більш складних пристроїв їх формування і обробки. Але основна частка вартості МСЗ - передавач з потужним блоком живлення і антена (антенна система), які потрібні незалежно від виду сигналу.

На вибір виду сигналу, також впливають фізичні особливості МРК. Вони були детально розглянуті в розділі 1. Перелічимо основні з них:

- Нерівномірність АЧХ;
- Обмеженість смуги частот;

- Багатопрореневість;
- Електромагнітна сумісність з іншими засобами зв'язку;
- Уривчастість.

Варто також відзначити, що розробник МСЗ повинен вибирати несучу частоту в межах від 40 до 45 МГц, так як в даній смузі частот сигнал передається з найменшими втратами.

Розглянемо вплив визначального фактора (необхідної швидкості) за допомогою графіка на рис. 4.9

Як видно з графіка, при збільшенні смуги частот простого сигналу, середня швидкість передачі зростає нелінійно, і в певний момент перестає рости. Це підтверджує аналіз відомих МСЗ, які відмічені на графіку. Також на графіку відображені криві для ШПС. Графік обмежений швидкістю передачі в 1400 біт / с (тому що це швидкість, отримана в результаті моделювання). Для ШПС, швидкість передачі також буде рости до певної межі, в силу фізичних особливостей МРК.

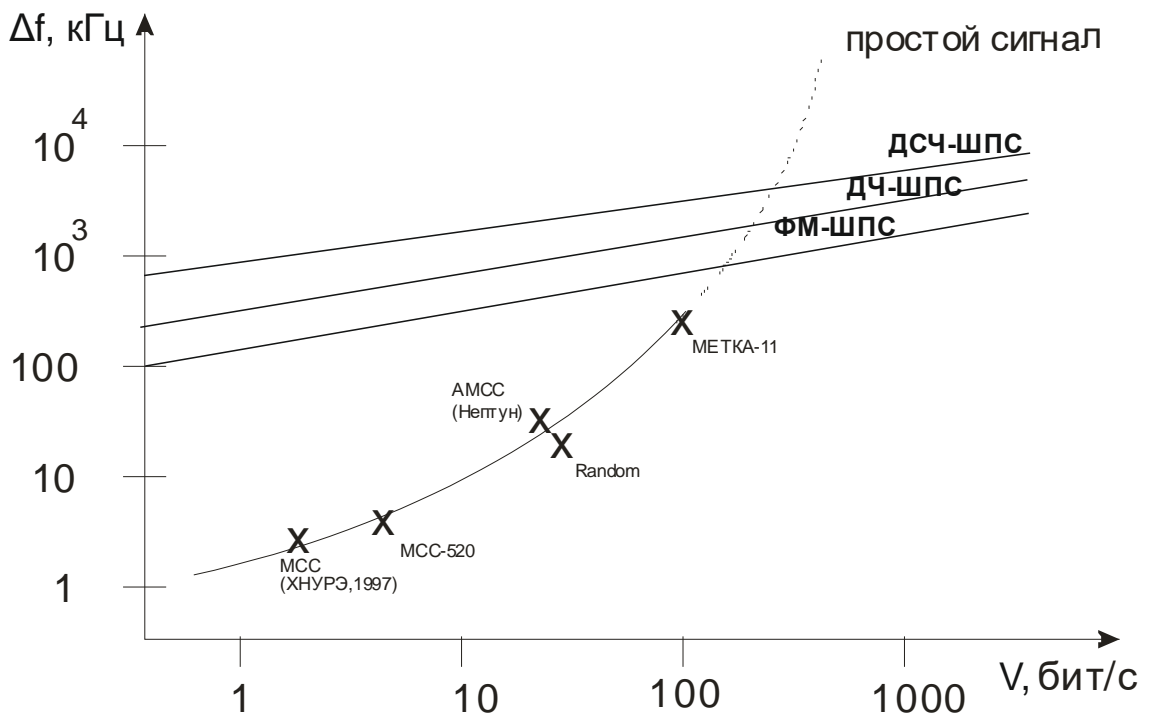


Рисунок 4.9 – Залежність швидкості передачі інформації, від ширини смуги частот для простого і шумоподібних сигналів

Розглянемо вплив випромінюваної допустимої потужності за допомогою графіка:

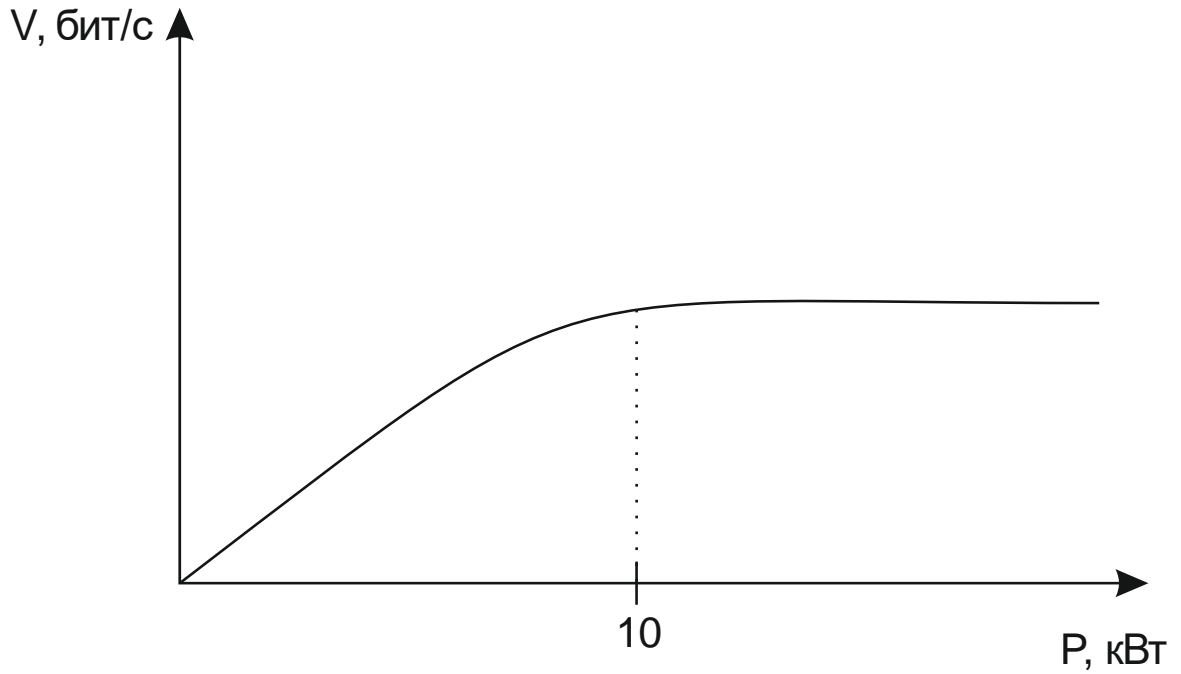


Рисунок 4.10 – Залежність швидкості передачі інформації від випромінюваної потужності

При підвищенні випромінюваної потужності передавача, швидкість передачі буде збільшуватися до якогось моменту, а потім буде залишатися постійною. Це обумовлено фізичними особливостями МРК, такими як час існування метеорного сліду, і час очікування появи відображення.

На підставі розглянутих вище чинників, і проведеного в роботі моделювання, можна навести загальні рекомендації до вибору сигналу для МСЗ, в залежності від необхідної швидкості передачі інформації, допустимої потужності і допустимої ширини смуги частот. Рекомендації до вибору сигналу наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Рекомендації по вибору сигналу.

| Необхідна швидкість, біт/с | Допустима потужність, кВт | Допустима ширина смуги частот, кГц | Рекомендований вид сигналу |
|----------------------------|---------------------------|------------------------------------|----------------------------|
| 20 – 100 | 0.1 | 10 - 100 | МЧМ |
| | 0.5 | 100 - 1000 | МЧМ |
| | 1 | 1000 - 10000 | ФМ-ШПС (В=31) |
| 100 – 1000 | 0.1 | 10 - 100 | ФМ-ШПС (В=5) |
| | 0.5 | 100 - 1000 | ФМ-ШПС (В=7) |
| | 1 | 1000 - 10000 | ДСЧ-ШПС (В=36) |
| До 10 ⁴ | 0.1 | 10 - 100 | ФМ-ШПС (В=7) |
| | 0.5 | 100 - 1000 | ДЧ-ШПС (В=9) |
| | 1 | 1000 - 10000 | ДСЧ-ШПС (В=64) |

Висновки по розділу 4

1. Моделювання сигналів з малою базою і порівняння отриманих результатів з відомими роботами дозволяє вважати модель адекватною. Це підтверджується ще й тим, що:

- збільшення ймовірності бітової помилки зі збільшенням середньої частоти сигналу (на прикладі ФМ сигналу) відповідає очікуваному;
- збільшення бази ФМ-ШПС призводить до покращення ймовірності бітової помилки за інших рівних умов.

2. Для ФМ-ШПС с великою базою (В=31) залежність ймовірності бітової помилки від зміни частоти менш явно виражена, ніж для простого сигналу.

3. Для ДЧ-ШПС із зростанням бази ймовірність бітової помилки погіршується, хоча й не суттєво. Це пов'язано з частковою втратою виразу від збільшення бази через суттєве розширення спектра сигналу, який у свою чергу нерівномірний.

4. Моделювання було проведено для різних видів ШПС. Найменша ймовірність бітової помилки спостерігалась під час проходження ДСЧ-ШПС.

5. Для ДСЧ-ШПС було проведено моделювання розташування частотних складових. З цього дослідження можна зробити висновок, що розташування частотних складових поблизу нижньої межі частотного діапазону МРК (40 МГц) є найбільш прийнятним.

6. В ході моделювання були визначені межі бази ДСЧ-ШПС від 36 до 64.

7. В ході використання рекомендованого сигналу швидкість передачі інформації збільшилася до 140 кбіт/с, що порівняно з вузькосмуговими МСЗ (AMSS, RANDOM), з шириною спектра близько 20 кГц, збільшилась к 7 разів.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-практична задача спрямована на вирішення важливої науково-прикладної задачі підвищення швидкості передачі інформації метеорних систем радіозв'язку за рахунок розробки адекватної математичної моделі МРК, методів аналізу проходження ШПС через МРК, а також аргументованого вибору виду сигналу.

В ході вирішення вказаного завдання отримані такі науково-практичні результати:

1. Проаналізовано характеристики метеорного радіоканалу з точки зору застосування в ньому широкосмугових або шумоподібних сигналів. Проаналізовано характеристики АЧХ каналу, зокрема, зміна форми АЧХ, залежно від частоти. Проаналізовано модель АЧХ каналу, що заснована на емпіричних спостереженнях.

2. Розроблена нова математична модель МРК, яка відрізняється від існуючих урахуванням характеристик МРК у широкій смузі частот. Запропоновано спосіб апроксимації АЧХ каналу фільтром нижніх частот. У моделі врахована мінливість АЧХ каналу, а також вплив основних перешкод, характерних для МРК (перешкоди ЗПЗ, перешкоди через багатопроменевість та недостатню електромагнітну сумісність).

3. Розроблено метод активного захисту системи МРЗ від перешкод класу ЗПЗ за допомогою кодового розподілу сигналів за ознакою, для прийому певного сигналу в певний момент часу. Цей метод також може бути використаний в системах метеорної радіолокації.

4. За допомогою розробленої моделі проаналізовано проходження різних видів ШПС по МРК. Внаслідок моделювання виявлено, що за інших рівних умов найменшу ймовірність бітової помилки забезпечують ДСЧ-ШПС (0,2% із відношенням $c/\text{ш} = 0,08$). ДЧ-ШПС суттєво поступається (1%), а ФМ-ШПС (5%) при тому самому співвідношенні $c/\text{ш}$.

5. Шляхом моделювання уточнені параметри ДСЧ-ШПС, що забезпечують найменшу ймовірність бітової помилки в процесі передачі по МРК. Показано, що ймовірність бітової помилки погіршується втричі зі зміщенням максимуму спектральної густини ДЧ-ШПС із діапазона 40...45 МГц у діапазон 65...70 МГц. Найменшу ймовірність бітової помилки мають сигнали з базами від 36 до 64. У випадку вибору бази вище чи нижче цього значення спостерігається збільшення бітової помилки.

6. Результатом роботи є висновок про те, що з використанням рекомендованого виду ШПС швидкість передачі інформації МСЗ може бути збільшена у 7 разів порівняно із існуючими МСЗ за тієї самої випромінюваної потужності.

Основний результат полягає в тому, що у роботі показаний спосіб збільшення швидкості передачі інформації МСЗ в кілька разів без збільшення потужності системи передачі інформації, а із застосуванням спеціального ШПС.

Практична цінність роботи полягає у вироблених вимогах до сигналу, який може бути використаний у МРК. На основі моделювання вироблені вимоги до частотних характеристик ШПС, а також до бази сигналу. Використані в роботі методи можуть бути застосовні для вибору ШПС в інших каналах зв'язку з відносно вузькою і нерівномірною смугою частот. Використання результатів дисертаційних досліджень підтверджується 3 актами впровадження.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Баранчиков Д. А., Сорох Н. О., Шандренко Р. В., Создание автоматизированного стенда для оцифровки данных с фотопленки // Сб. научн. трудов 4-го Межд. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Перспективы и развитие». - Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011.- С. 352 - 354.
2. Шандренко Р. В. Автоматизированный стенд для оцифровки данных о метеорных исследованиях //16-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2012. - С. 164 - 165.
3. Антипов И. Е. Сорох Н. О, Шандренко Р.В. Совершенствование метода определения координат метеорного радианта // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2012. - № 5 – С. 29 – 33.
4. Антипов И. Е. Сорох Н. О, Шандренко Р.В. Восстановление координатов метеорного радианта по неполной радиолокационной информации // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2012. Вып. 169. С. 11 – 15.
5. Волков О. В., Ткалич. И. А., Шандренко Р.В. Приёмник ШПС метеорной связи на базе вещательного FM- приёмника //17-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2013, С.169-170.
6. Антипов И. Е., Шандренко Р.В., Шкарлет А. И. Предварительные результаты моделирования параметров метеорной РЛС с целью оптимизации её работы // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 174. С. 47 – 52
7. Шандренко Р. В., Шкарлет А. И. Применение шумоподобных сигналов в радиолокации// Сб. научн. трудов 10-й Межд. Молодежной

научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2014» - Севастополь: 2014.- С. 69.

8. Шандренко Р.В., Шкарлет А. И. Применение шумоподобных сигналов в метеорной радиолокации и связи//18-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2014, С.187-188.

9. Антипов И. Е., Шандренко Р.В., Шкарлет А. И. Методы активной защиты метеорной автоматизированной радиолокационной системы от помех// Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2014. Том 3, № 9(69) – С. 42 – 46.

10. Шандренко Р. В., Шкарлет А. И., Шернин М. А. Методы активной защиты метеорной автоматизированной радиолокационной системы от помех возвратно-наклонного зондирования // Сб. научн. трудов 5-го Межд. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы и развитие». - Харьков, 2014.- С. 137 - 138.

11. Антипов И. Е., Шандренко Р.В., Шкарлет А. И.. Метод активной защиты метеорной автоматизированной радиолокационной системы от помех с использованием шумоподобных сигналов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2016. Вып. 184. С. 24 – 27.

12. Шандренко Р. В. Изучение АЧХ метеорного радиоканала с использованием ТВ сигнала //20-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2016, С.21-22.

13. Шандренко Р. В. Метод численного описания метеорной АВХ по точкам экстремума //17-й межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2013, С.199-200.

14. Шандренко Р. В. Совершенствование систем метеорной радиосвязи путем применения шумоподобного сигнала с учетом АЧХ канала //19-й

межд. молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. материалов форума. Т.3. – Харьков, 2015, С.110-111.

15. Антипов И. Е., Приймак В. Ю., Шандренко Р.В., Имнехир Н. О. Анализ частотных свойств метеорного радиоканала путем приема телевизионного сигнала// Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2015. Вып. 183. С. 24 – 27.

16. Мак-Кинли, Д.. Методы метеорной астрономии [Текст]: пер. с англ. — Л. А. Катасева.; М: Мир, 1964 . —383 с

17. Антипов И. Е., Коваль Ю. А. Бавыкина В. В. Развитие теории и совершенствование метеорных систем связи и синхронизации. - Харьков: Коллегиум, 2006. – 308 с.

18. Кащеев Б. Л., Метеорная связь[Текст], Кащеев Б. Л., Бондарь Б. Г. - К: УМК ВО, 1989

19. Кащеев Б. Л., Бондарь Б. Г., Горбач В. И., Коваль Ю. А. Метеоры сегодня. К.: Техніка, 1996. 196 с

20. Networks on the edge of forever: Meteor Burst Communication networks on Mars [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - http://www.sei.aero/eng/papers/uploads/archive/NIAC_CP-01-02_Phase_I_present.pdf

21. Юсиф Хардан Сулейман. Совершенствование метеорных систем передачи информации. Дисс... канд. техн. наук. Харьков, 2013. 116 с

22 Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф. Метеорные явления в атмосфере Земли – М.: Наука, 1967. – 260 с

23 . Елисеев В.И. Анализ влияния ионосферы на корреляционную функцию ЛЧМ сигнала в метеорном канале связи. – Сб. «Радиотехника», вып 39. – Харьков: 1975, с. 22-26.

24. Антипов И. Е., Костыря А. А., Шкарлет А. И. Об использовании высоких частот в метеорной радиолокации // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2012. Вып. 169. С. 55 - 59.

25. Выходец А. В. Справочник по радиовещанию [Текст] /, А. В. Выходец, В. М. Захарин, Е. М. Рудый, В. И. Денисов; Под общ. ред. А. В. Выходца.— Киев: Техніка, 1981
26. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники// М.,Л.; "Энергия", 1965 г.
27. Антипов И. Е., Бондарь Е. Ю., Костыря А. А., Иванова Е. А. Анализ времени распространения метровых волн в приземном слое для задач высокоточной синхронизации времени и частоты // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2009. – №. 2/3 (38). – С. 22 – 25.
28. Характеристики радиостанции Motorola GM360 [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - <http://eurosvyaz.com.ua/products/product/401/GM360.html>
29. Характеристики радиостанции Alinko DR-130L [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - <http://www.raciya.ru/goods.php?id=389>
30. Реєстр присвоєнь радіочастот- [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - http://www.ucrf.gov.ua/katalog-poslug/reyestr-prisvojen-radiochastot/reyestr-prysvojen-radiochastot_1/
31. Аппаратура метеорной связи [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - <http://www.niineptun.ru/production/oborudovanie-meteo-svyaz>
32. Метеорная радиосвязь на ультракоротких волнах [Текст]. Сборник статей под ред. А. Н. Казанцева. М.: Изд-во иностр. лит., 1961. 287 с.
33. Hackworth J.A. Meteor Burst Communications Study [Текст] – Technical Report, 1990
34. В. Nault, R. Eastlund SNOTEL electronics history// NRCS Electronic Technicians – 2006
35. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] – М. Высшая школа, 1985, 465 с.

36. Пушкин С.Б., Кащеев Б.Л., Коваль Ю.А., Семенов С.Ф. и др. Высокоточная радиометеорная система синхронизации эталонов времени Госстандарта СССР // Измерительная техника. 1989. № 4. С.22-24.

37. Khaled Mahmud, Kaiji Mukumoto, Akira Fukuda/ Development of MBC System Using Software Modem // IECE Trans. Commun., Vol. E83-B, No. 6 June 2000.

38. Fukuda A, Makumoto K, Yoshihiro Y., Nagasawa M., Yamagishi H., Sato N., Yang H., Ming Wu Yao, Li Jun Jin, Experiments on meteor burst communications in the Antarctic// Adv. Polar Upper Atmosphere Research, 17, 120-136, 2003

39. Кащеев Б.Л., Метеорная автоматизированная радиолокационная система [Текст] / Кащеев Б.Л., Волощук Ю.И., Ткачук А.А. и др. М.: Изд-во «Советское радио», Сб. Метеорные исследования, 1977, № 4, С. 11 – 61

40. Radar for Meteorological and Atmospheric Observations, Shoichiro Fukao, Kyosuke Hamazu - Springer 2014

41. Антипов И. Е. Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс. Дисс... канд. техн. наук. Харьков, 1996. 144 с.

42. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник [Текст] / А.Б. Сергиенко – СПб: Питер, 2002, 608 с.

43. Горбач В.И. Оценка средней пропускной способности аппаратуры М-11 в режиме метеорной связи // Информационный Бюллетень Украинской Астрономической Ассоциации.- Киев: ИПЦ "Наукова книга", 1996. - N 9.- С. 59 - 60.

44. McEliece R.J. The Guruswami-Sudan Decoding Algorithm for Reed-Solomon Codes [Текст] // IPN Progress report 42-153. May 15, 2003

45. Лагутенко О. И. Модемы. Справочник пользователя. СПб: Лань, 1997. 368с

46. Харченко Е.В. Модель метеорного радиоканала, основанная на решении дифракционной задачи рассеяния сигнала на ионизированном следе [Текст]// Дисс... канд. физ.-мат. наук. – Харьков: 2013 г. 174.с.

47. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.[Текст] – М.: Радио и связь, 1985.- 384 с.

48. Гантмахер, В. Е. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка // В. Е. Гантмахер, Н. Е. Быстров, Д. В. Чеботарев . – СПб. : Наука и техника, 2005 . – 400 с

49. Невдяев, Л. CDMA: сигналы и их свойства [Текст] / Л. Невдяев // Журн. Сети/Network world.— 2000. —№11.— С. 150—157.

50. Ветровой автомат «ВЕТА-4». Техническое описание, инструкция по эксплуатации, ХИРЭ, 1990 г.

51. Прокис, Дж. Цифровая связь [Текст],. Пер. с англ./Под ред. Д. Д. Кловского. –М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

52. Грудинская Г. П. Распространение радиоволн [Текст]/. М.: Высш. шк. 1967. 244 с.

53. Кириленко А. Использование оборудования фиксированного радиодоступа на базе технологии DS-CDMA для построения ведомственных сетей передачи данных // Беспроводные технологии. 2007. Вып. 1. С. 54 – 56.

54. Бабаджанов П. Б., Радиометеорные исследования циркуляции верхней атмосферы / П. Б. Бабаджанов, Б. Л. Кащеев, В. А. Нечитайленко, В. В. Федынский. – Душанбе : Дониш, 1974. – 171 с

55 . Антипов И. Е., Бондарь Б. Г., Кащеев Б. Л. К вопросу о пропускной способности радиолинии метеорной связи //Радиотехника. – 1998. - №106/107. – С. 53-56.

56. Kumar K. K., Ramkumar G., Shelbi S. T. Initial results from SKiYMET meteor radar at Thumba (8.5°N, 77°E): 1. Comparison of wind measurements with MF spaced antenna radar system //AN AGU Journal “Radioscience, - 2007” - vol.

57. K. K. Kumar, Deepa V., Antonita T. M. Ramkumar G. Meteor radar observations of solar tides and planetary waves interaction in the MLT region // ILWS WORKSHOP 2006, GOA, FEBRUARY 19-24, 2006

58. Характеристики вещательных передатчиков [Электронный ресурс] Режим доступа свободный -<http://forum.ukrtvr.org/index.php?topic=2481.0>

59. Лыков Ю.В., Олейников А. Н., Кукуш В. Д., Сосновчик Д. М., Маковецкий С. А. Использование сигналов ТВ-вещания для исследования процессов в метеорной зоне атмосферы земли // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2010. – № 160.

60. Мазурков М. И. Системы широкополосной радиосвязи [Текст] – Одесса: Наука и техника, 2009, с.334

61. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки: Пер. с англ. — М: Связь, 1979. — 744 с

62. Терещук Р. М. Справочник радиолобителя [Текст]/ Терещук Р. М., Терещук К. М., Седов С. А. – Киев: «Наукова думка», 1987, с.800

63. Дроздов В. В. Любительские КВ трансиверы. [Текст]/ Дроздов В. В - М.: Радио и связь, 1988.

64. Интеграл Френеля [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - <http://mathworld.wolfram.com/FresnelIntegrals.html>

65. Набиль Удах Мнехир Сарох Разработка метода радиолокационного определения параметров метеоров на основе решения задачи идентификации их амплитудно-временных характеристик [Текст]// Дисс... канд. техн. наук. – Харьков: 2012 г. 200.с.

66. Роль ионосферы в дальней связи [Электронный ресурс] Режим доступа - http://the-mostly.ru/misc/rol_ionosfery_v_dalneyi_radiosvyazi.html

67. Гавриленко В. Г., Яшнов В. А. Распространение радиоволн в современных системах мобильной связи [Текст] – Н. Новгород: НГУ им. Н. И. Лобачевского, 2003, с.148

68. Характеристики радиостанции Лен-В [Электронный ресурс] Режим доступа свободный - http://www.cqham.ru/trx/len_v.html

69. Shaefer G. L. SNOTEL: the world's first and largest data collection system using meteor burst technology // Proceeding of the Beijing Symposium – 1990

70. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли [Текст]/ Под ред. Б.Л. Кашеева, Е.Г.Прошкина, М.Ф. Лагутина, //Раздел № 7 :Радиометеорный канал передачи информации. – Харьков, Харьк.ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ 2002, 426 с.

71. Юсиф Хардан Сулейман. Помехоустойчивость цифровой системы передачи с разными методами модуляции/ Юсиф Хардан Сулейман, В.А. Ведмедский // 17-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». - Харьков.-2013.- С. 48 – 49

72. Taher, M. T. Symbol shaping for Barker spread Wi-Fi Communications Fundamentals of Global Positioning System Receiver [Текст] / Т. М. Taher, М. J. Misurac, J. L. LoCipero– 2007 IEEE International Conference on Electro/Information Technology - 2007

73. Кловский Д. Д., Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений [Текст]/Д. Д. Конторович В. Я., Кловский Д. Д., Широков С. М. – М.: Радио и связь, 1984 - 248 с.

74. Олейников А. Н., Лыков Ю. В., Шкарлет А. И., Стародубов Р. К. , Результаты радиолокационных исследований метеорной активности по сигналам телевизионного вещания // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 173. С. 153 – 157.

75. Скляр Б., Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] // Б. Скляр – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.

Додаток А

Акти впровадження результатів дисертаційного дослідження

«УТВЕРЖДАЮ»
 Первый проректор
 Харьковского национального
 университета радиоэлектроники



Ключник И. И.

2016

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы Шандренко Руслана Владимировича «Совершенствование систем метеорной радиосвязи путем применения в них шумоподобных сигналов»

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой основ радиотехники профессор Антипов И. Е., профессор кафедры основ радиотехники Должиков В. В., профессор кафедры основ радиотехники Олейников А. Н., составили данный акт о том, что результаты диссертационной работы Шандренко Руслана Владимировича использовались в учебном процессе на кафедре основ радиотехники.

Результаты диссертации, связанные с использованием модели формирования шумоподобного сигнала, модели обработки шумоподобного сигнала, и разработанные в рамках диссертационной работы программы (раздел 2 и 3) использованы в научно-исследовательской работе студентов, в курсе «Обработка сигналов в системах технической защиты информации» специальности «Системы технической защиты информации»

Результаты диссертации по методам оценки качества приема шумоподобного сигнала (раздел 4) использованы в дипломном проектировании студентов специальности «Системы технической защиты информации», проходящих подготовку на кафедре основ радиотехники.

Зав. каф ОРТ, д.т.н., проф.

Антипов И. Е.,

Проф. каф. ОРТ, д. ф-м. н.

Должиков. В. В.

Проф. каф. ОРТ, к.т.н.

Олейников А. Н.

«УТВЕРЖДАЮ»
 Первый проректор
 Харьковского национального
 университета радиоэлектроники



[Signature]
 _____ Ключник И. И.

[Signature]
 _____ 11 _____ 2016

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Шандренко Руслана Владимировича «Совершенствование систем метеорной радиосвязи путем применения в них шумоподобных сигналов»

Комиссия в составе председателя комиссии зав. каф. ОРТ проф. д.т.н. Антипова И. Е. членов комиссии: проф. каф. ОРТ Олейникова А. Н. и доц. каф. ОРТ Бондарь Е. Ю. подтверждает, что результаты третьего раздела диссертационной работы Шандренко Руслана Владимировича, а именно, математическая модель метеорного радиоканала для передачи ШПС (подсистемы АЧХ и АВЧ канала) были использованы при выполнении НИР 266-2 «Формирование и обработка базы данных метеорных амплитудно-временных характеристик».

Председатель комиссии
 Зав. каф ОРТ, д.т.н., проф

Антипов И. Е,

Члены комиссии:

Проф. каф. ОРТ, к.т.н.

Олейников. А. Н.

Доц. Каф. ОРТ, к.т.н.

Бондарь Е. Ю.

«УТВЕРЖДАЮ»

Первый проректор

Харьковского национального
университета радиозлектроники



Ключник И. И.

2016

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Шандренко Руслана Владимировича «Совершенствование систем метеорной радиосвязи путем применения в них шумоподобных сигналов»

Комиссия в составе председателя комиссии зав. каф. ОРТ проф. д.т.н. Антипова И. Е. членов комиссии: проф. каф. ОРТ д.ф-м.н. Должикова В. В. и с.н.с. НУНЦ ОРТ, д.т.н. Костыря А. А. подтверждает, что результаты третьего раздела диссертационной работы Шандренко Руслана Владимировича, а именно, математическая модель метеорного радиоканала и метод активной защиты метеорной системы радиосвязи от помех класса ВНЗ были использованы при выполнении НИР 287-4 «Створення технологій побудови багатofункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу навколишнього середовища».

Председатель комиссии
Зав. каф ОРТ, д.т.н., проф

Антипов И. Е.

Члены комиссии:

Проф. каф. ОРТ, д.ф-м.н.

Должиков. В. В.

С.н.с. НУНЦ ОРТ д.т.н.

Костыря А. А.

Додаток Б

Перелік РЕЗ, що працюють у діапазоні МРК

30...100 МГц в Київській обл. станом на серпень 2016 р

| Назначение | Наименование РЭС | Рабочая частота, МГц | Полоса частот, кГц | Мощность, Вт | Кол-во, шт |
|------------|------------------|----------------------|--------------------|--------------|------------|
| Р/связь | Махон РМ150 | 37.125 | | 15 | 2 |
| Р/связь | Virial-RFM | 39.4 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Virial-RFM | 40.825 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Motorola GM360 | 41.625 | | 15 | 1 |
| Р/связь | 1P21C4 (Лен В) | 41.625 | 25 | 15 | 6 |
| Р/связь | Махон РМ150 | 42.35 | | 15 | 3 |
| Р/связь | CORS ПП-427 | 43.625 | | 15 | 1 |
| Р/связь | CORS ПП-427 | 44.275 | | 15 | 1 |
| Р/связь | CORS ПП-427 | 44.5 | | 15 | 1 |
| Р/связь | CORS ПП-427 | 44.65 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Лен В | 45.25 | 25 | 15 | 34 |
| Р/связь | CORS ПП-427 | 45.45 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Motorola GM360 | 45.475 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Рута-Д | 45.75 | | 15 | 1 |
| Р/связь | CORS ПП-427 | 45.975 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Рута-Д | 46.225 | | 15 | 1 |
| Р/связь | Virial-RFM | 47.675 | | 15 | 3 |
| ТВ | УРАГАН | 59.25 | 8000 | 50000 | 1 |
| РВ | TXS 1000 | 67.28 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | Мед | 68.51 | 100 | | 1 |
| РВ | NR 410 K1 | 69.68 | 100 | | 1 |
| РВ | Дождь-2 | 70.4 | 100 | 2000 | 1 |
| РВ | Мед | 71.3 | 100 | | 1 |
| РВ | Мед | 72.86 | 100 | ~500 | 1 |
| ТВ | УРАГАН | 85.25 | 8000 | 50000 | 1 |
| РВ | TXFM-3000-R | 92.4 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TXS 2000 | 92.8 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | VL3-2500 W | 93.8 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | VL3-2500 W | 94.2 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TXS 2000 | 95.2 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TX3000 | 95.6 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TX2000 | 96 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | AV 5000 | 96.4 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TXS 2000 | 98 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TEX 2000 LCD | 98.5 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | PJ 2000 | 99 | 100 | ~500 | 1 |
| РВ | TX05K-SS/CI2 | 99.4 | 100 | ~500 | 1 |

Додаток В

Програма що реалізує модель ДСЧ-ШПС

```

Fs = 7500; % Sampling frequency
T = 1/Fs; % Sample time
L = 7500; % Length of signal
t = (0:L-1)*T; % Time vector
f=(0:Fs-1);

f0=40; % частота першого імпульса
f01=42; % частота другого імпульса
f02=44; % частота першого імпульса
f03=46; % частота другого імпульса
f04=48; % частота першого імпульса
f05=50; % частота другого імпульса

tt=1:1:1000;

Asignal=1; % level signal
b=[0.000416546139075769 0.00124963841722731 0.00124963841722731
0.000416546139075769];
a=[1 -2.68615739654814 2.41965511096647 -0.730165345305723];
%Phase shift keying

x1 = Asignal*sin(2*pi*f0*t(1:1:7500)); % signal 1
x11 = Asignal*sin(2*pi*f0*t(1:1:7500)+pi); % signal 1
x2 = Asignal*sin(2*pi*f01*t(1:1:7500)); % signal 2
x21 = Asignal*sin(2*pi*f01*t(1:1:7500)+pi); % signal 2
x3 = Asignal*sin(2*pi*f02*t(1:1:7500)); % signal 3
x31 = Asignal*sin(2*pi*f02*t(1:1:7500)+pi); % signal 3
x4 = Asignal*sin(2*pi*f03*t(1:1:7500)); % signal 3
x41 = Asignal*sin(2*pi*f03*t(1:1:7500)+pi); % signal 3
x5 = Asignal*sin(2*pi*f04*t(1:1:7500)); % signal 3
x51 = Asignal*sin(2*pi*f04*t(1:1:7500)+pi); % signal 3

```

```

x6 = Asignal*sin(2*pi*f05*t(1:1:7500)); % signal 3
x61 = Asignal*sin(2*pi*f05*t(1:1:7500)+pi); % signal 3

%Base 8

xw1=x1;
xw1(1:1:312)=x1(1:1:312);
xw1(313:1:624)=x11(1:1:312);
xw1(625:1:936)=x1(1:1:312);
xw1(937:1:1248)=x11(1:1:312);
xw1(1249:1:1560)=x2(1:1:312);
xw1(1561:1:1872)=x21(1:1:312);
xw1(1873:1:2184)=x2(1:1:312);
xw1(2185:1:2496)=x21(1:1:312);
xw1(2497:1:2808)=x3(1:1:312);
xw1(2809:1:3120)=x31(1:1:312);
xw1(3121:1:3432)=x3(1:1:312);
xw1(3433:1:3744)=x31(1:1:312);
xw1(3745:1:4056)=x4(1:1:312);
xw1(4057:1:4368)=x41(1:1:312);
xw1(4369:1:4680)=x4(1:1:312);
xw1(4681:1:4992)=x41(1:1:312);
xw1(4993:1:5304)=x5(1:1:312);
xw1(5305:1:5616)=x51(1:1:312);
xw1(5617:1:5928)=x5(1:1:312);
xw1(5929:1:6240)=x51(1:1:312);
xw1(6241:1:6552)=x6(1:1:312);
xw1(6553:1:6864)=x61(1:1:312);
xw1(6865:1:7176)=x6(1:1:312);
xw1(7177:1:7488)=x61(1:1:312);

xw2=x2;
xw2(1:1:312)=x4(1:1:312);
xw2(313:1:624)=x41(1:1:312);
xw2(625:1:936)=x4(1:1:312);
xw2(937:1:1248)=x41(1:1:312);

```

```

xw2(1249:1:1560)=x5(1:1:312);
xw2(1561:1:1872)=x51(1:1:312);
xw2(1873:1:2184)=x5(1:1:312);
xw2(2185:1:2496)=x51(1:1:312);
xw2(2497:1:2808)=x1(1:1:312);
xw2(2809:1:3120)=x11(1:1:312);
xw2(3121:1:3432)=x1(1:1:312);
xw2(3433:1:3744)=x11(1:1:312);
xw2(3745:1:4056)=x6(1:1:312);
xw2(4057:1:4368)=x61(1:1:312);
xw2(4369:1:4680)=x6(1:1:312);
xw2(4681:1:4992)=x61(1:1:312);
xw2(4993:1:5304)=x3(1:1:312);
xw2(5305:1:5616)=x31(1:1:312);
xw2(5617:1:5928)=x3(1:1:312);
xw2(5929:1:6240)=x31(1:1:312);
xw2(6241:1:6552)=x2(1:1:312);
xw2(6553:1:6864)=x21(1:1:312);
xw2(6865:1:7176)=x2(1:1:312);
xw2(7177:1:7488)=x21(1:1:312);

%
dataOut = filter(b,a,xw1); % Signal go through filter
dataOut1 = filter(b,a,xw2);
% dataOut=x;
dataOutMax=max(dataOut);
dataOutMax1=max(dataOut1);

%создание АВХ по интегралу Френеля
A(tt)=(exp(tt/650)).^-2.2;
AVX(tt)=A(tt)+(2*fresnelc(tt/260));
AVX1=AVX(tt)/max(AVX);

```



```

maxAVX=max (AVX) ;

%Возникновение ВНЗ.
% VNZ_Rand=round(800*rand(1));
% if (TT >= 500) && (TT <= 550)
%     VNZ=XX;
% else VNZ=XX1;
% end
%
% t_VNZ=round(50*rand(1));
% ВНЗ не закончено

%Работа станции помех на частоте 46 МГц, с ЧМ

% x1 = A*signal*sin(2*pi*f0*t(1:1:2048))
U=0.1*sin(2*pi*t(1:1:7500)+pi);

Len_V=fmmod(U, 46, 92, 0.01);

for gr=1:1:60
% gr=1;

for count=1:1:10000

% Задаем АВХ метеорн следа, умножив коэффициент на амплитуду после МРК с
% АВХ

```

```

PSTK=rand(1);
if PSTK>=0.5;
    S1=dataOut;
    S1max=dataOutMax;
    GoodSig=xw1;
    BadSig=xw2;
else PSTK<0.5;
    S1=dataOut1;
    S1max=dataOutMax1;
    GoodSig=xw2;
    BadSig=xw1;
end

dataOut2=(AVX1(ceil(count/100)))*S1;
% dataOut2=1*S1;

Anois=0.1+(0.01*((gr*2)^2));
DSCh_B144_40_SNR(gr)=2*max(S1max)/Anois;
Noi=Anois*rand(size(t))-(Anois/2);
Sshum=dataOut2+Noi+Len_V;

K1=xcorr(GoodSig,Sshum);
K2=xcorr(BadSig,Sshum);

K1m=max(K1);
K2m=max(K2);

if K1m>K2m
    P(count)=1;
else P(count)=0;
end

end

```

```
DSCh_B144_40_BER(gr)=1-(sum(P)/10000);  
%  
gr  
  
end  
  
% % close(h)  
% figure(1)  
% % loglog(SNR_FM_40_45_MHz,BitER_FM_40_45), grid on, hold on,  
% loglog(PM_40_SNR,PM_40_BER),grid on % hold off;  
% xlabel('Сигнал/Шум');  
% ylabel('Вероятность ошибки');  
% title('ШПС ДСЧ');  
% % % figure(2)  
% % plot(Yabs);  
  
% figure(3)  
% plot(t,dataOut,t,y/5);
```