Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

Бакалаврська кваліфікаційна робота на тему:

СИСТЕМА ТЕСТУВАННЯ РАДІОМЕРЕЖ НА БАЗІ ПРОГРАМНО – КЕРОВАНОГО РАДІО

Виконав: студент 2-го курсу, групи ПЗТ-21б
спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
Метельський А. Р.

Керівник: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ
Михалевський Д.В.
«11» 06 2025 р.

Рецензент: д.т.н., проф., професор зав. каф. ІРТС
Осадчук О.В.
«11» 06 2025 р.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., проф. Кичак В.М.
«11» 06 2025 р.

Вінниця ВНТУ - 2025 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак
«05» 05 2025 року

З А В Д А Н Н Я
НА БАКАЛАВРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ

Метельському Антону Романовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Система тестування радіомереж на базі програмно – керованого радіо
керівник роботи Михалевський Дмитро Валерійович, доктор техн. наук
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом ВНТУ від "20" березня 2025 року № 97

2. Строк подання здобувачем роботи: 09 червня 2025 року

3. Вихідні дані до роботи: тип радіоканалу – іоносферний; режим зв'язку – дуплексний; швидкість зміни частоти – 50 кГц/с; кількість відліків – 16384; смуга пропускання одного елемситу каналу – 20,5 кГц; вид сигналу зондування – ЛЧМ.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, іоносферний декаметровий радіозв'язок і застосовність програмно визначеної радіотехнології, аналіз аналіз алгоритмів роботи модему системи частотного забезпечення, дослідження частотно-часових характеристик зондуючого сигналу та розробка алгоритмів роботи системи підтримки частоти з використанням програмно-керованого радіо, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
загальна структура РТС з використанням фізичного середовища для зв'язку; Фізичні фактори, що впливають на параметри декаметрового каналу; відношення сигнал/шум на вході системи; лгоритм розрахунку відношення сигнал/шум при комп'ютерній фільтрації іонограм

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Михалевський Д.В., професор кафедри ІКСТ	5.05.2025	11.06.2025
Охорона праці	Дембіцька С.В. д.п.н, професор кафедри БЖДіБ	5.05.2025	11.06.2025

7. Дата видачі завдання «05» травня 2025 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської кваліфікаційної роботи (БКР)	06.05.2025р.	
2	Виконання спеціальної частини БКР. Перший рубіжний контроль виконання БКР	19.05.2025р.	
3	Виконання спеціальної частини БКР. Другий рубіжний контроль виконання БКР	02.06.2025р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	06.06.2025р.	
5	Нормоконтроль БКР	09.06.2025р.	
6	Попередній захист БКР	10.06.2025р.	
7	Рецензування БКР	11.06.2025р.	
8	Захист БКР	13.06.2025р.	

Студент _____ (підпис) Метельський А. Р.

Керівник роботи _____ (підпис) Михалевський Д.В.

ЗМІСТ

Вступ 2
1. Іоносферний декаметровий радіозв'язок і застосовність програмно-визначеної радіотехнології 7
1.2 Основні особливості ближньоіоносферного декаметрового зв'язку 7
1.3 Необхідність частотного зв'язку в умовах варіабельності параметрів багатовимірного радіоканалу 13
1.4 Проблема підбору діагностичного сигналу для однопозиційного режиму зондування. 17
1.5 Використання технології програмно-настроюваного радіо 24
1.6 Постановка мети і завдань дослідження 30
2. Аналіз алгоритмів роботи модему системи частотного забезпечення .. 31
2.1. Обґрунтування вибору псевдовипадкової послідовності перемикання для амплітудної маніпуляції складного сигналу великої тривалості 31
2.2. Вплив послідовності перемикання на характеристики зондуючого сигналу 39
2.3. Задача вибору оптимальної швидкості зміни частоти і вікна аналізу ... 46
2.4. Дослідження завадостійкості однопозиційної системи частотного забезпечення декаметрового зв'язку 53
2.5. Висновки 57
3. Дослідження частотно-часових характеристик зондуючого сигналу та розробка алгоритмів роботи системи підтримки частоти з використанням програмно-визначеного радіо 59
3.1. Дослідження частотних характеристик випромінюваного сигналу 59
3.2. Дослідження частотно-часових характеристик стисненого сигналу та визначення параметрів зондуючого сигналу 66
3.3. Алгоритми синтезу випромінюваного сигналу і стиснення прийнятого зондуючого сигналу 72
3.4. Алгоритм вимірювання дистанційно-частотної характеристики іоносферної лінії КХ зв’язку 77
Алгоритм оцінки співвідношення сигнал/шум у ВЧ каналах зв'язку ... 79
3.5. Висновки 80
4. Охорона праці 82
Висновок 83
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 85

ВСТУП

У бакалаврській дипломній роботі поставлена і вирішена актуальна науково-технічна задача удосконалення методів і систем діагностики радіоканалів для вибору оптимальних робочих частот з використанням програмно – керованого радіо (SDR) в регіонах зі складним рельєфом на радіолініях до 400 км. Це відрізняється більш правильним розглядом умов поширення радіосигналів в радіоканалі, застосуванням цифрових методів синтезу і обробки сигналів в комплексному вигляді. Розроблено нові підходи до побудови системи частотного забезпечення, засновані на використанні проривної технології програмно-конфігурованих радіосистем.

Актуальність теми. Здатність радіохвиль декаметрового діапазону відбиватися від іоносфери Землі забезпечує унікальні властивості систем зв'язку. Відбиття сигналів на висотах 100-350 км дає можливість організувати зв'язок як далеко за лінією горизонту (кілька тисяч кілометрів) без ретрансляторів, так і на коротких відстанях (кілька сотень кілометрів), що особливо важливо при розділенні абонентів складним рельєфом місцевості. Відомі і його недоліки. Перший - це відносно вузький діапазон робочих частот (20-30 МГц) і обмежена розсіюванням смуга частот каналів (не більше 30-40 кГц), що в звичайних умовах не дозволяє організовувати високошвидкісні канали і передавати великі обсяги інформації, як, наприклад, в УКХ діапазоні. Багатопроменевий прийом і варіабельність параметрів частотного каналу в часі і просторі призводять до нестабільності декаметрового зв'язку. Однак по таких каналах можна передавати текстову або голосову інформацію, як в аналоговому, так і в цифровому вигляді. Це дає можливість використовувати декаметровий зв'язок як резервний вид на випадок виникнення аварійних ситуацій або для організації зв'язку у важкодоступних місцях. У цих випадках це альтернатива більш дорогому супутниковому зв'язку. Іоносфера забезпечує перехід від передавача до приймача сигналів з обмеженого діапазону частот від найнижчої прийнятої частоти (НПЧ) до максимальної прийнятої частоти (МПЧ) в залежності від

довжини шляху і стану іоносфери, тому в такому діапазоні можна організувати m частотних радіоканалів ($m = (МЧП - НЧП)/В$, де $В$ - смуга частот часткового радіоканалу). Тому однією з найважливіших проблем функціонування декаметрових систем є підвищення ефективності їх роботи, що передбачає адаптацію інформаційних і технічних характеристик систем до постійно мінливих параметрів поширення іоносфери і вибір оптимального часткового каналу (оптимальної робочої частоти) для передачі інформації. Останні дані свідчать про те, що основними параметрами декаметрових каналів зв'язку є: відношення сигнал/шум, розсіювання затримки та розсіювання частоти.

Нестабільність декаметрових каналів зв'язку долається їх діагностикою і частотними переходами на оптимальні робочі частоти за допомогою методів адаптації. Для діагностики використовуються методи радіозондування навколишнього середовища і оцінки параметрів каналів зв'язку на цій основі. У різний час внесок у розвиток методів іоносферного зондування внесли: Н.П. Лобачевський, Р.Г. Мінуллін, А.П. Потєхін, Н.В. Рябова, Колесник С.А., Кузьмін А.В., Шерстюков О.М., Акчурін А.Д., Гівішвілі Г.В., S. Salous. G.H. Barry, A.W. Pool.

Актуальною проблемою є організація комунікацій в гірській місцевості (в регіонах зі складним рельєфом). При цьому сигнал може надходити в точку прийому тільки з майже вертикального напрямку. Це може забезпечити супутниковий зв'язок за умови, що супутник знаходиться в зеніті і декаметровий зв'язок за рахунок відбиття від іоносфери. Системи цього типу декаметрового зв'язку називаються систем квазізенітного поширення (КЗП) або Near Vertical Incidence Skywave (NVIS). Прийнято вважати, що КЗП являє собою декаметровий зв'язок на відстанях менше 400 км. Мобільність системи зв'язку КЗП і системи діагностики ставить жорсткі умови щодо габаритів і споживаної потужності системи частотного забезпечення. Існуючі вертикальні іонозонди малопридатні для вирішення цієї проблеми, так як зондуючі сигнали (імпульсні і з ФКМ) не забезпечують мінімальної потужності випромінювання при заданій завадостійкості через недостатню тривалість. Іонозонди з неперервним сигналом

ЛЧМ (FMCW – Frequency-Modulated Continuous Wave), що забезпечують цю умову, не дозволяють одночасно випромінювати і приймати неперервний сигнал на одній і тій же антені.

Останнім часом стало можливим використання в іонозондах передової технології Software-Defined Radio (SDR), яка, в принципі, дозволяє реалізовувати пристрої, що виконують різні функції (системи зв'язку, зондування, місцезнаходження і т.д.) програмним шляхом на базі універсальної апаратної платформи (USRP - Universal Software Radio Peripheral) і створює умови для об'єднання систем. Для реалізації панорамного іонозонда (послідовного зондування багатовимірного декаметрового каналу зв'язку) з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) на його основі необхідно розробити методи та алгоритми цифрової обробки зондувального сигналу при його поелементному стисненні в частотній області для оцінки параметрів всіх декаметрових каналів зв'язку та їх перевірки в натурних експериментах. Таким чином, з одного боку, існує нагальна потреба в отриманні нових знань про пристрої однопозиційних систем частоти для розширеного використання в сучасних вітчизняних навколодекаметрових системах зв'язку, що відповідають світовому рівню; з іншого боку, такому використанню перешкоджає недостатній рівень знань з наукової проблеми цифрового синтезу та обробки широкосмугових сигналів з використанням псевдовипадкової послідовності (за міжнародною класифікацією (FMICW - Frequency-Modulated Interrupted Continuous Wave) для передачі та прийому ЛЧМ сигналу на одну антену, що забезпечує максимальну енергію стисненого сигналу при обмеженій потужності його випромінювання, заснованому на використанні проривної технології програмно конфігурованих радіосистем.

Метою роботи є розробка, наукове обґрунтування та дослідження алгоритмів, методів та пристроїв однопозиційної системи підтримки частотного забезпечення декаметрового зв'язку ближнього радіусу дії з використанням зондуючого сигналу з лінійно-частотною модуляцією та з використанням програмно-визначеної радіотехнології.

Для досягнення мети необхідно вирішити такі наукові завдання:

1. Обґрунтування актуальності та практичної значущості поєднання однопозиційної системи частотного забезпечення та декаметрової системи зв'язку для підвищення її завадостійкості на основі зондування радіоканалу сигналами з лінійною частотною модуляцією типу FMICW та застосуванням технології програмно-конфігурованого радіо.

2. Теоретичне обґрунтування та аналіз алгоритмів роботи цифрового модему системи частотної забезпечення при використанні довготривалого широкосмугового сигналу в однопозиційному режимі роботи, дослідження завадостійкості системи та впливу послідовності перемикання на характеристики зондуючого сигналу.

3. Дослідження частотно-часових характеристик стисненого сигналу FMICW та наукове обґрунтування вимог до його параметрів на основі теоретичного вирішення проблеми його поширення по іоносферній лінії зв'язку. Розробка та дослідження алгоритмів цифрового синтезу випромінюваних та алгоритму поелементного стиснення комплексної амплітуди прийнятого зондуючого сигналу, алгоритму вимірювання віддаленої частотної характеристики радіоканалу.

4. Розробка програмно-апаратного комплексу системи, з можливістю його комбінування з декаметровою системою зв'язку на основі використання програмно-конфігурованої радіотехнології, в якій реалізована функція частотного забезпечення. Комп'ютерне моделювання основних характеристик, параметрів функціональних блоків і системи в цілому. Натурні випробування комплексу адаптивного визначення робочих частот ближнього декаметрового зв'язку.

Об'єкт дослідження: програмно-апаратний комплекс однопозиційної системи частотного забезпечення з використанням FMICW в якості зондуючого широкосмугового сигналу з лінійною частотною модуляцією, заснованого на використанні програмно-конфігуруваної радіотехнології.

Предмет дослідження: нові наукові знання з методів та алгоритмів

цифрового синтезу та обробки широкосмугових сигналів з використанням псевдовипадкової послідовності для передачі та прийому сигналів FMICW на одну антену, що забезпечує максимальну енергію стисненого сигналу при обмеженій потужності його випромінювання, засновані на використанні технології програмно-конфігурованих радіосистем.

Положення, що підлягають захисту:

1. Алгоритм роботи цифрового модему приватної системи підтримки на основі технології SDR при використанні для діагностики багатовимірного каналу зв'язку за сигналами FMICW, що забезпечують передачу та прийом на одну антену.

2. Алгоритми: цифровий синтез складної огинаючої сигналу форми FMICW в заданому діапазоні частот; синтез псевдовипадкових комутаційних послідовностей з мінімально можливим рівнем побічних компонентів; алгоритм поелементного стиснення комплексної амплітуди сигналу FMICW та отримання оцінки на основі стисненого сигналу: PZM (профіль затримки потужності), розсіювання затримки та співвідношення сигнал/шум для впорядкованого набору можливих часткових каналів зв'язку;

3. Створено нові пакети прикладних програм, що дозволяють реалізувати розроблені алгоритми з метою підвищення завадостійкості систем ближнього зв'язку, заснованих на озвучуванні радіоканалу сигналами з лінійною частотною модуляцією типу FMICW та застосуванням проривної програмно-визначеної радіотехнології.

4. Розроблено програмно-апаратний комплекс системи частотного забезпечення, реалізований з використанням технології SDR з урахуванням особливостей зв'язку NVIS та одноантенного режиму прийому та передачі, а також результатів обчислювальних та натурних експериментів.

Апробація роботи

Основні положення та результати дисертаційної роботи були представлені та обговорені на науково-технічних конференціях.

1. ІОНОСФЕРНИЙ ДЕКАМЕТРОВИЙ РАДІОЗВ'ЯЗОК І ЗАСТОСОВНІСТЬ ПРОГРАМНО-ВИЗНАЧЕНОЇ РАДІОТЕХНОЛОГІЇ

1.2 Основні особливості ближньоіоносферного декаметрового зв'язку

Радіозв'язок – це передача інформації за допомогою електромагнітних коливань (хвиль). У цифровому зв'язку інформація передається за допомогою імпульсних сигналів – хвильових пакетів. Для імпульсного сигналу характерні поняття коливальної несучої частоти і огинаючої.

Хвиля – це функція часу і відстані. У досить загальному випадку вона може бути представлена у вигляді наступної формули:

$$\begin{aligned} u(t,Z) &= u_0(t,D)\cdot\exp j\left[\omega t - \frac{2\pi}{\lambda}\cdot Z(t,\omega,D)\right] = \\ &= u_0(t,D)\cdot\exp 2\pi\, j\left[f\cdot t - \frac{Z(t,\omega,D)}{\lambda}\right], \end{aligned} \tag{1.1}$$

де $u_0(t, Z)$ – амплітуда хвилі, λ – довжина хвилі, $Z(t,\omega, D)$ – фазовий тракт, D – довжина радіотракту, $f = \frac{\omega}{2\pi}$ – несуча частота.

Для хвиль у вакуумі частота і довжина хвилі пов'язані співвідношенням $\lambda = \frac{c}{f}$ (де c – швидкість світла). Отже, основною характеристикою хвилі є її довжина λ.

Залежно від несучої частоти (або довжини хвилі) сигнали поділяють на діапазони і області застосування [1] (див. Табл. 1.1).

Таблиця 1.1 - Смуги частот і їх застосування

Назва діапазону	Довжина хвилі	Частота	Радіотехнічне застосування
Довгі кілометрові хвилі	10-1км	30-300 кГц	Радіонавігація радіомовлення
Середні, гектометрові хвилі	1000-100м	300-3000кГц	Радіомовлення, радіозв'язок
Короткі декаметрові хвилі	100-10м	3-30 МГц	Радіомовлення, радіозв'язок
Ультракороткі, метрові хвилі	10-1м	30-300 МГц	Телебачення, радіомовлення, радіолокація
Ультракороткі, УКХ хвилі	100-10 см	300-3000 МГц	Космічний зв'язок і навігація, телебачення, радіореле, контакти зв'язку, радіолокація
Сантиметрові довжини хвиль, надвисокі частоти	10-1 см	3-30 ГГц	Радіолокаційний, наземний і космічний зв'язок
Міліметрові хвилі, надзвичайно високі частоти	10-1 мм	30-300 ГГц	Радіозв'язок малої дальності, РЛС, космічний зв'язок

Радіотехнічні системи (РТС) зв'язку, радіозондування та інші мають структуру, наведену на рисунку 1.1. Це вказує на те, що фізичне середовище поширення радіохвиль (у нашому випадку – іоносфера) є складовою частиною цих РТС, а тому її називають радіоканалом [2, 3].

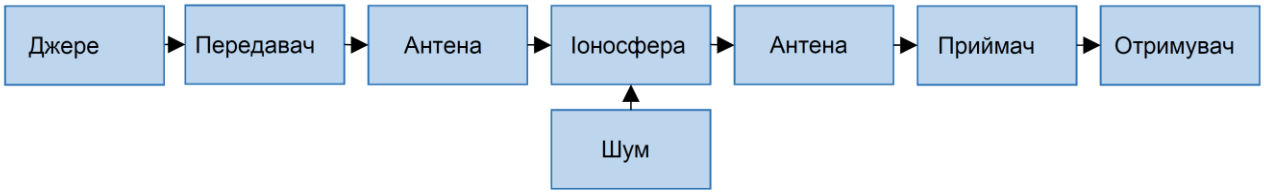


Рисунок 1.1 – Загальна структура РТС з використанням фізичного середовища для зв'язку

Розглянемо далі особливості поширення радіохвиль в декаметровому діапазоні по відношенню до областей їх застосування: зв'язок і зондування середовища.

Важливою перевагою КХ зв'язку є можливість здійснювати її без повторювачів між терміналами, розташованими на земній поверхні за межами прямої видимості. На відстанях до 40-50 км КХ може поширюватися як земною хвилею, так і іоносферною хвилею (за рахунок відбиття). На відстанях понад 50 км КХ можуть поширюватися лише іоносферною хвилею. У цьому випадку зв'язок забезпечується за рахунок ефекту рефракції КХ в іоносфері.

Теоретично доведено, що ефект рефракції еквівалентний ефекту відбиття хвилі на певній висоті в іоносфері, яку називають віртуальною. Таким чином, рефракційний поворот відбувається на істинній висоті, а еквівалентне відбиття відбувається на віртуальній висоті.

У сфері декаметрового зв'язку виділяють зв'язок на близьку відстань, що актуально для регіонів зі складним рельєфом місцевості (рис. 1.2). При цьому носій інформації (радіохвиля) може потрапити в точку прийому тільки за рахунок відбиття від іоносфери і практично з зенітного напрямку. У літературі системи цього типу декаметрового зв'язку називаються системами квазізентного поширення (КЗП), або Near Vertical Incidence Skywave (NVIS). Прийнято вважати, що КЗП являє собою декаметровий зв'язок на відстанях менше 400 км.

Особливе значення КЗП радіозв'язок має для в надзвичайних ситуаціях - при організації та проведенні аварійно-рятувальних робіт, координації дій різних організацій і служб в зонах стихійних лих, а також при руйнуванні

інфраструктури супутникового зв'язку, яка відіграє головну роль в країні.

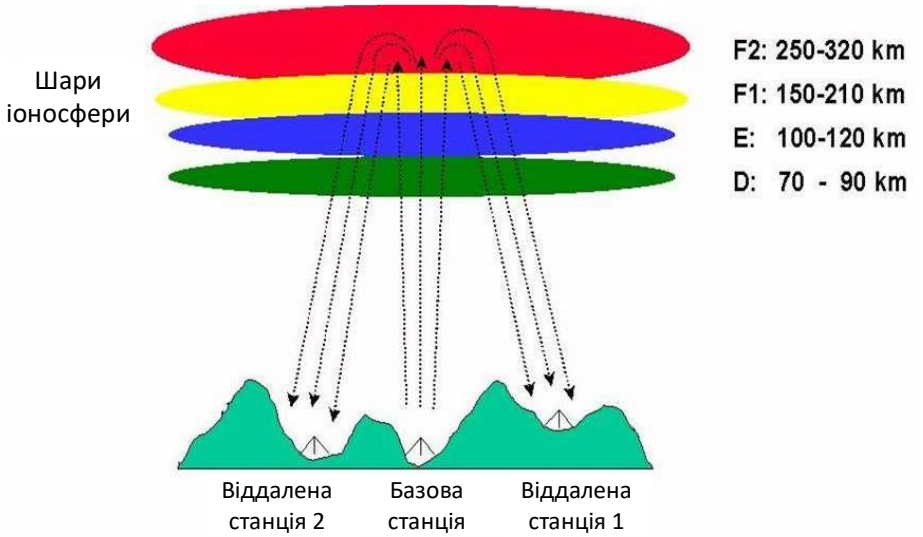


Рисунок 1.2 – Схема зв'язку квазізенітного декаметра

У нашому випадку радіоканал (іоносфера) - це іонізована частина верхніх шарів атмосфери Землі, яка простягається з висоти 50 км до висот близько 1000-1500 км [4, 5]. Агентами іонізації атмосфери є компоненти сонячної радіації: випромінювання і заряджені частинки (електрони і протони). Основною характеристикою іоносфери є концентрація електронів N на одиницю об'єму над поверхнею Землі, тому залежність $N(h)$ називається профілем концентрації електронів.

Профіль має шарувату структуру [6]. Умовно виділяють чотири характерні області – шари: D, E, F 1, F 2 (рис. 1.2).

Нижня область іоносфери, розташована на висоті h = 70-90 км при концентрації 10^3 см$^{-3}$, зазвичай називають шаром D. ділянка на висоті 100-120 км з концентрацією 10^4 см$^{-3}$ називається шаром Е, понад 150 км-шар F.

Ця область відповідає глобальному профілю максимальної концентрації зі значеннями $N \sim 10^6$ см$^{-3}$. У цьому шарі можна спостерігати два окремих шари: *F1* з максимумом на висотах від 150 до 210 км з $N \sim 10^4$ см$^{-3}$, 10^6см$^{-3}$ і шар *F2*, з максимумом на висотах 250-320 км і концентрацією спорадично зустрічається в шарі E_S з максимумом на висотах 90-120 км і концентрацією до 10^5 см$^{-3}$ можуть

істотно вплинути на можливість декаметрового зв’язку.

Вільні електрони в іоносферній плазмі зазнають коливань Ленгмюра з частотою плазми (Ленгмюра), яка дорівнює

$$f_0 \approx 9\sqrt{N}\,. \tag{1.2}$$

Використовуючи формулу (1.2), можна побудувати висотний профіль частот плазми $f_0(h)$. При цьому частоти плазми для максимумів шарів називаються критичними частотами цих шарів і позначаються формулою

$$f_{kp} = 9\sqrt{N_{\max}}\,. \tag{1.3}$$

Вплив іоносфери на поширення радіохвиль описується за допомогою показника заломлення, який залежить від частоти плазми (концентрації електронів):

$$n = \sqrt{1 - \frac{f_0^2}{f^2}}\,. \tag{1.4}$$

Радіохвилі можуть поширюватися в іоносфері тільки в тому випадку, якщо $n \geq 1$.

Якщо хвиля падає похило на іоносферний шар під кутом θ, вона буде відбиватися від шару, якщо виконується умова:

$$\sin\theta = \sqrt{1 - \frac{f_0^2}{f^2}} = \sqrt{1 - 81\frac{N}{f^2}}\,. \tag{1.5}$$

.

Очевидно, що максимальна частота відбиття (максимальна застосовна

частота – МЗЧ) буде відповідати критичній частоті шару. Шляхом простих перетворень (1.5) можна отримати формулу для оцінки МПЧ

$$f_M = f_{kp} \cdot \sec\theta . \qquad (1.6)$$

Згідно з (1.6), в декаметровому діапазоні від передавача до приймача можуть поширюватися радіохвилі з робочими частотами до МПЧ (максимально корисної частоти). Поглинання радіохвиль визначає найнижчу використовувану частоту. Тому смугу частот (МПЧ – НПЧ) називають смугою прозорості декаметрової лінії зв'язку [7]. Особливістю КЗП є те, що максимальна прийнята частота (МПЧ) зв'язку визначається не тільки критичною частотою іоносферного шару F2 ($f_0 F2$), яка збігається з критичною частотою звичайної хвилі, а також гірочастотою електронів f_H = 1,4 МГц, тобто критичною частотою надзвичайної хвилі $f_x F2 \approx f_0 F2 + f_H / 2$.

У КХ діапазоні споживачам виділяються частотні канали з призначеною частотою - робочою частотою. Це означає, що декаметровий зв'язок характеризується частотним поділом каналів зв'язку.

Для аналогового або цифрового зв'язку зазвичай використовуються стандартні тональні канали зі смугою пропускання ~3кГц. Тому в декаметровому діапазоні можна в принципі організувати ~ 9000 суміжних (ортогональних) каналів з пропускною здатністю 3 кГц. В цілому їх кількість визначається: довжиною лінії зв'язку, профілем концентрації електронів і іншими факторами. Їх кількість можна апроксимувати формулою (МПЧ-НПЧ) [кГц]/3 [кГц].

Вся сукупність частотних радіоканалів буде розглянута нами з позицій багатовимірного радіоканалу, складовими якого є парціальні частотні канали. При цьому парціальний канал буде встановлюватися або за кількістю, або за середньою (робочою) частотою.

Теорія іоносферного поширення радіохвиль дозволяє звести проблему поширення сигналу в середовищі до еквівалентної задачі його проходження через лінійну систему з частотною характеристикою (ЧХ) $H(f,D)$. При цьому

кожна парціальна частота ‑ каналу на робочій частоті f можна поставити у відповідність імпульсну характеристику (ІХ) $h_i(f, D, \tau)$,де τ – затримка в каналі.

ІХ для іоносферних каналів є стохастичною функцією. Тому для статистично стабільних оцінок використовується функція розсіювання каналів (ФРК):

$$G(\tau, F_d) = \frac{1}{T_a}\left|\int_0^{T_a} h(\tau, T)\exp(-i2\pi F_d T)dT\right|^2, \qquad (1.7)$$

де T_a – час аналізу.

Для найпростішої моделі Гаусса ФРК виглядає так:

$$G(\bar{f}_k, \tau, F_d) = \sum_{k=1}^{K}\left(\frac{S}{N}\right)_k \exp\left[-\frac{(\tau-\tau_{km})^2}{2\sigma_{k\tau}^2} - \frac{(F_d - F_{kdm})^2}{2\sigma_{kF}^2}\right], \qquad (1.8)$$

де k – номер парціального частотного каналу, S/N – параметр, який є відношення сигнал/шум в каналі, σ_τ – параметр розсіювання ІХ по затримці, а σ_F – параметр доплерівського розсіювання.

1.3 Необхідність частотного зв'язку в умовах варіабельності параметрів багатовимірного радіоканалу

Однією з головних особливостей іоносферного радіоканалу є варіативність його параметрів, що пов'язано насамперед з варіаціями профілю концентрації електронів (добових, сезонних та ін.). Профіль змінюється в залежності від взаємного положення Землі і Сонця, а також від сонячної активності і широти місця спостереження. Сонячна активність W характеризується кількістю сонячних плям, які утворюються спалахами і викликають підвищення рівня радіації, збільшення потоку заряджених частинок. Тому профіль змінюється в залежності від часу доби, пори року, сонячної активності та розташування на

Землі.

На рис 1.3 представлені приклади, що ілюструють добові, сезонні, широтні варіації критичних частот різних шарів іоносфери.

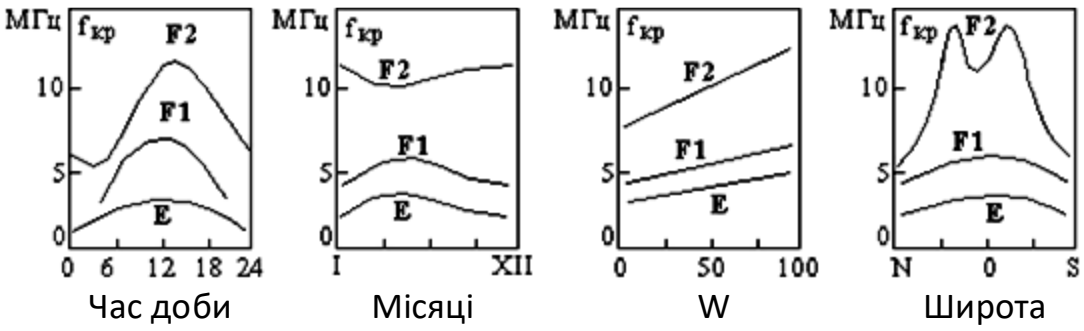


Рисунок 1.3 – Варіації критичних частот шарів в залежності від часу доби, пори року, сонячної активності і географічної широти.

Приклад добових варіацій $N(h)$ показаний на рис. 1.4.

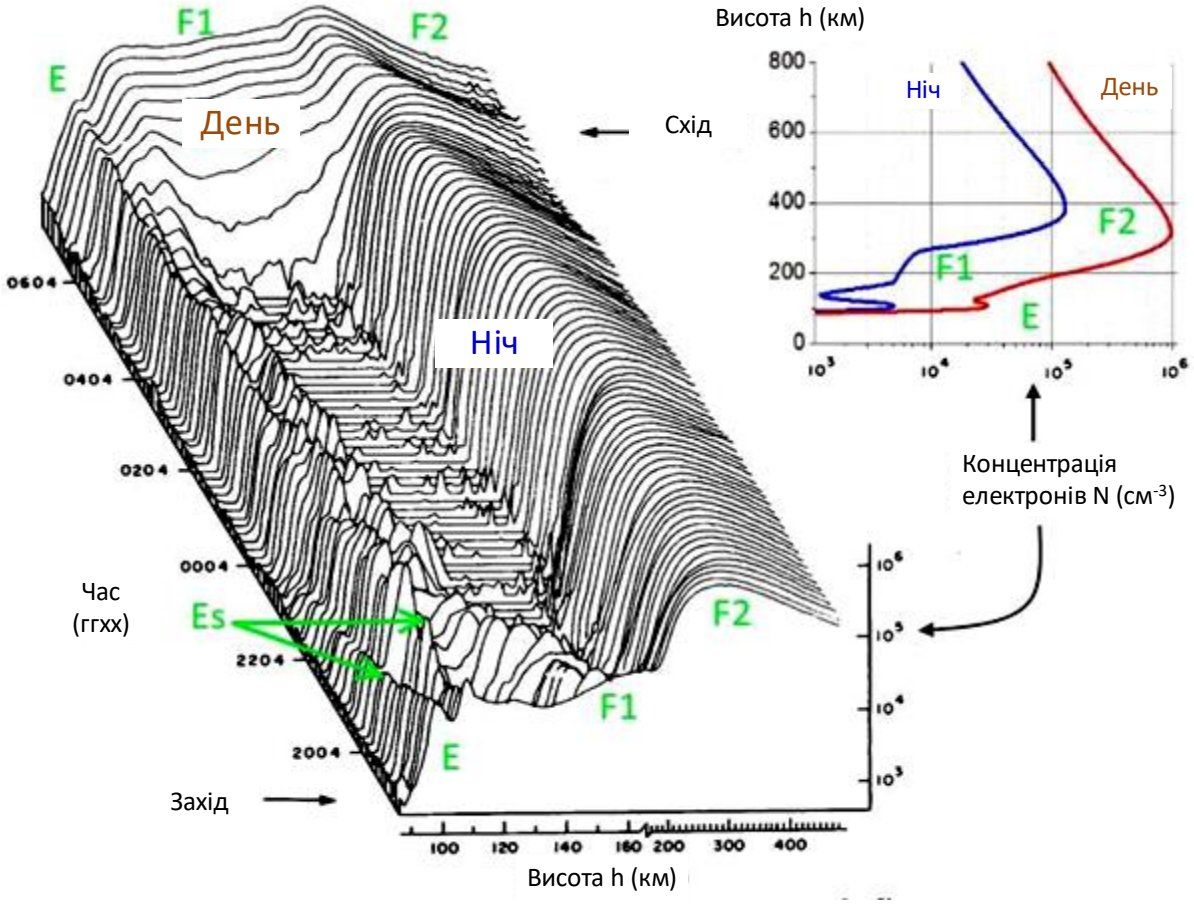


Рисунок 1.4 – Приклад добових коливань профілю концентрації електронів.

Ці варіації є квазірегулярними і тому можуть бути передбачені. Непередбачувані ефекти на іоносферу пов'язані з сонячними спалахами, які є випадковими подіями. За впливом Сонця на іоносферу умови поширення поділяються на спокійні та збурені.

У таблиці 1.2 наведені параметри розсіювання каналу КЗП для спокійних і збурених умов поширення декаметрових хвиль [2]. Видно, що для збурених умов їх значення зростає майже в 10 разів.

Таблиця 1.2 – Стандартні набори параметрів іоносферних каналів КЗП за даними Рекомендації МСЕ

Тип каналу	Розсіювання по частоті, Гц	Розсіювання по затримці, мс
Середні широти збурений зенітний NVIS	1	7
Середні широти помірний	0.5	1
Середні широти збурений	1	2

Існує також ряд інших фізичних і радіотехнічних факторів, що впливають на параметри радіоканалу. Більшість основних факторів показані на рис. 1.5.

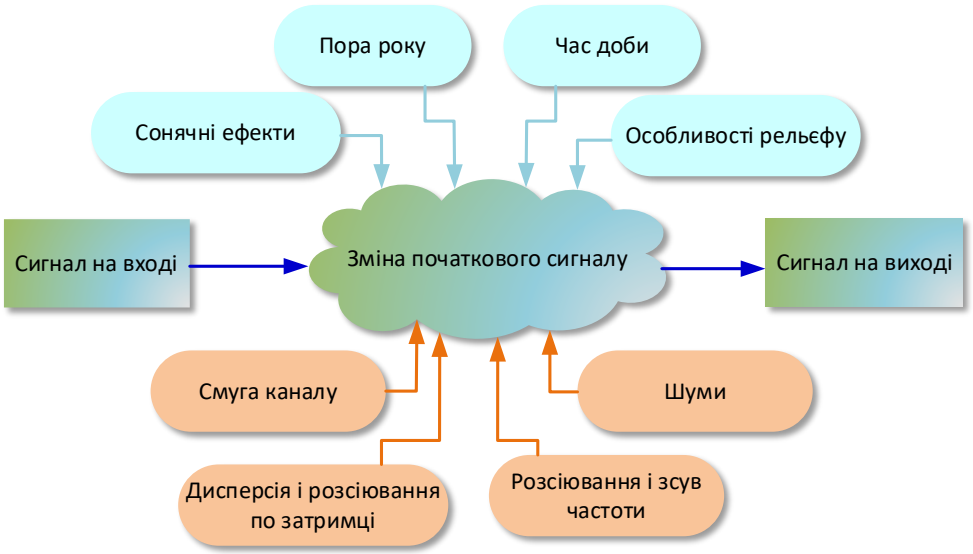


Рисунок 1.5 – Фізичні фактори, що впливають на параметри декаметрового каналу

У зв'язку зі специфікою ближнього декаметрового зв'язку його системи працюють при великих кутах випромінювання, в зв'язку з чим їх робочий діапазон частот відноситься до нижньої частини декаметрового діапазону (діапазон частот приблизно 2-10 МГц). Характеризується високим рівнем шуму [8], що негативно позначається на співвідношенні сигнал/шум, а також більш високим значенням параметрів розсіювання (табл. 1.2).

У КХ діапазоні зв'язок буде можливий, якщо його робочі частоти потрапляють в смугу прозорості лінії зв'язку, а параметри розсіювання каналів не перевищують граничних значень і відношення сигнал/шум не опускається нижче заданого рівня. Варіативність радіоканалу може призвести до порушення цих умов і різко погіршити завадостійкість зв'язку. Тому актуальною є проблема оцінки параметрів зв'язку в реальному часі і визначення або оптимального парціального каналу з точки зору завадостійкості, що еквівалентно вибору оптимальної робочої частоти - ОРЧ, або оптимального модему зв'язку.

Для оцінки поточних параметрів радіоканалу слід провести його передсеансове радіозондування [3, 7, 9, 10, 11]. Для цього використовуються прилади, які проводять послідовне зондування всіх парціальних каналів. Такі радіосистеми називаються панорамними зондами.

При панорамному зондуванні проблема вибору оптимального каналу (або оптимальної робочої частоти ОРЧ [12]) аналогічна задачі тестування дротових каналів зв'язку, коли всі вони «тестуються». Це дозволяє виявити пару з найменшими втратами – «оптимальний» дротовий канал зв'язку. У нашому випадку «дротами» є парціальні радіоканали, а функція «прозвонки» (зондування) реалізована панорамним зондом. При цьому «справність» парціального каналу оцінюється за значенням його основних вимірюваних параметрів.

Ще однією перевагою панорамного зондування є можливість визначити на його основі смугу прозорості досліджуваної лінії зв'язку.

Вимога до мобільності декаметрових систем зв'язку і зондування змушує розробників пропонувати рішення, засновані на наукових дослідженнях, які б

забезпечували використання однієї антени в режимі зондування для прийому і передачі сигналу, мінімальне енергоспоживання і мінімальні габарити. Очевидно, що одним із шляхів подолання протиріччя є використання технології програмно-настроюваного радіо. Однак в даному випадку необхідно провести наукові дослідження з розробки методів і алгоритмів синтезу і обробки сигналу, що зондується, а також методів частотного забезпечення декаметрових систем зв'язку на їх основі. Розроблені методи та алгоритми необхідно впроваджувати в програмне забезпечення та перевіряти теоретичні наукові результати на основі натурних експериментів.

1.4 Проблема підбору діагностичного сигналу для однопозиційного режиму зондування.

У разі поширення квазізенітного розповсюдження землю і іоносферу можна вважати плоскими. На рис. 1.6 показані режими вертикального і похилого квазізенітного поширення радіохвиль для ближнього КВ зв'язку: ефект рефракційного повороту хвилі на землю на істинній висоті h_r і еквівалентне відбиття хвиль на віртуальній висоті h'. Віртуальну висоту ще називають ефективною висотою [6].

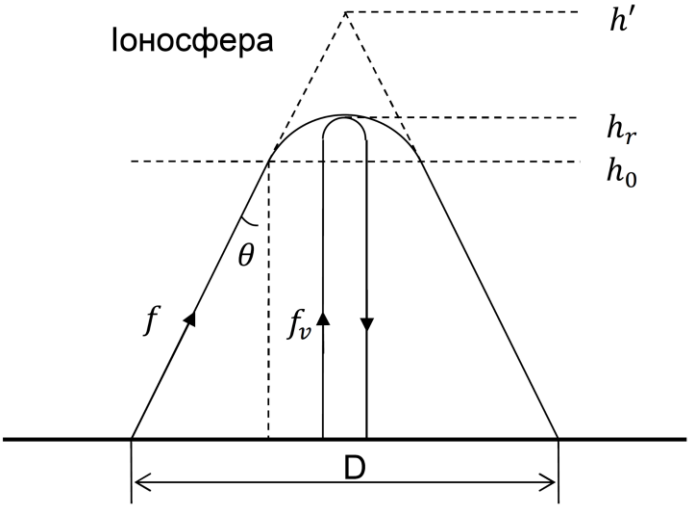


Рисунок 1.6 – Траєкторії хвиль на частоті f_v при вертикальному і f при похилому падінні на іоносферу в разі рефракційного повороту і еквівалентного відбиття на однакових істинних і віртуальних висотах

У разі відбиття на одній і тій же висоті частоти хвиль пов'язані наступною формулою:

$$f = f_v \cdot \sec\theta = f_v \cdot \sqrt{1+\left(\frac{D}{2h'}\right)^2}\,. \qquad (1.9)$$

Для МЧП ми матимемо:

$$M = \frac{f_M}{f_k} = \sec\theta = \sqrt{1+\left(\frac{D}{2h'}\right)^2}\,, \qquad (1.10)$$

де M – М-фактор, f_M – МПЧ.

При озвучуванні радіоканалу несуча частота сигналу змінюється послідовно, переходячи від розрахункової найнижчої частоти (НПЧ) до максимальної використовуваної частоти (МПЧ). В результаті отримуємо іонограму – залежність віртуальної висоти відбиття від величини несучої частоти. Оскільки середовище є шаруватою структурою, то на іонограмі будуть відображення від цих шарів.

На рис. 1.7 показана типова зимова іонограма вертикального зондування іоносфери. Видно, що для шару Е $h' \approx$ 100-110 км, а для шару F - h' ≈ 200-300 км, а на іонограмі відображаються три режими стрибка (іоносфера - земля; іоносфера - земля - іоносфера і іоносфера - земля - іоносфера) в діапазоні віртуальних висот 100 - 800 км.

Підставляючи ці значення віртуальних висот в формулу (1.10) для M-фактора, отримаємо наступні оцінки: при D ~ *400 км,* M_E ~ *2.2,* і M_F ~ *1.4;* при D ~ *200 км*, M_E ~ 1.4, і M_F ~ 1.1. Таким чином, для D < 200 км МПЧ при відбитті від F шару практично збігається з його критичною частотою. Іншими словами,

результати похилого зондування (КЗ) мало відрізняються від результатів вертикального зондування (ВЗ).

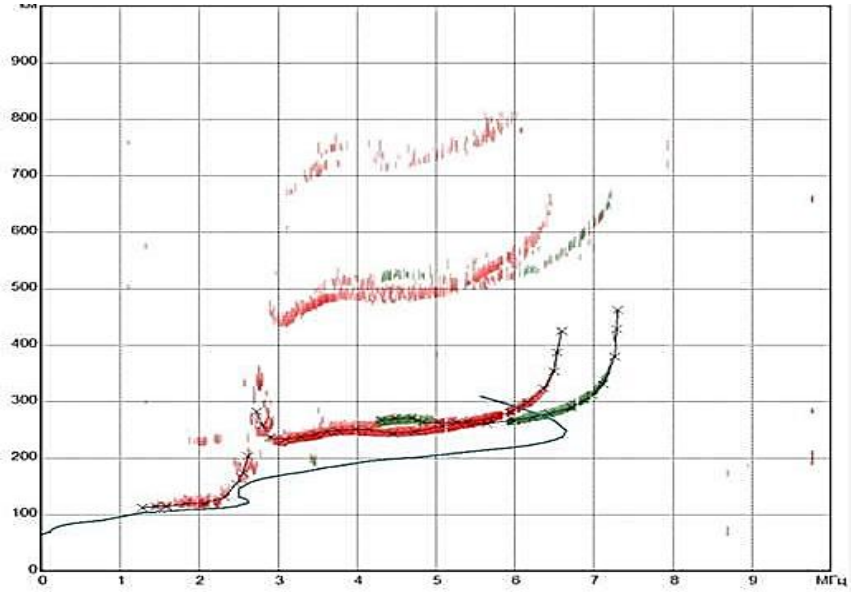


Рисунок 1.7 – Типова зимова іонограма ЕОІ

У загальному випадку, використовуючи формулу (1.9), ми можемо перетворити іонограму КЗ в іонограму ВЗ. З цієї причини метод вертикального зондування може бути використаний для діагностики РЧР радіоканалу.

Для мобільності розроблюваного пристрою необхідно забезпечити випромінювання і прийом зондуючого сигналу на одній антені. При виборі сигналу будемо виходити з того, що пристрій повинен забезпечувати максимальну завадостійкість (співвідношення сигнал/шум) при мінімальній потужності випромінювання. З теорії оптимального прийому випливає, що ця проблема може бути вирішена за допомогою комплексних сигналів [13], з якомога більшою базою. Дійсно, ймовірність відрізнити сигнал від фонового шуму визначається співвідношенням сигнал/шум, яке досягає свого максимуму на виході оптимального приймача і може бути оцінене за формулою

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \frac{2E}{n_0} = 2D_a \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}, \qquad (1.11)$$

де $D_a=B_aT_a$- база сигналу, B_a - смуга частот спектра сигналу, T_a –

Тривалість аналізу сигналів.

Видно, що це співвідношення може бути збільшено тільки за рахунок збільшення енергії сигналу, яка зростає зі збільшенням бази сигналів і випромінюваної потужності. Збільшення потужності небажано, тому що тягне за собою збільшення споживання електроенергії, збільшення вагово-габаритних характеристик обладнання, погіршення електромагнітної сумісності і т.д і тривалість сигналу. Однак в іоносферному КВ каналі існує ефект розсіювання частоти, який при перевищенні смуги пропускання сигналу певного значення (смуга когерентності каналу) призводить до сильного спотворення форми його огинаючої [14]. При КЗП смуга когерентності каналу не перевищує 30 кГц [15]. Отже, B_a < 30 кГц. Однак це питання для випадку ВЗ багатовимірного іоносферного радіоканалу потребує детального аналізу. Аналіз показує, що енергія сигналу в нашій задачі може бути збільшена тільки за рахунок тривалості сигналу. Вимога роботи на одній антені призводить до її обмеження, так як випромінювання виключає можливість одночасного прийому сигналу зондування. Інша його половина відведена для прийому іоносферного сигналу. При цьому під час випромінювання вхід приймача повинен бути заблокований, що призводить до зниження енергії прийнятого сигналу на 3 дБ, а в спектрі стисненого сигналу з'являються бічні складові.

Ще одна проблема полягає в тому, що віртуальна висота відбиття довільного елемента сигналу взагалі невідома. Однак відомо, що мінімальна висота, яка визначається положенням Е-шару, становить приблизно 90-100 км (рис. 1.2), що при дотриманні відношення $\tau = 2h/c$ для мінімальної тривалості імпульсу ми отримаємо значення ~ 600 - 667 мкс. Подальше збільшення висоти відбиття призведе до того, що під час приходу відбитого імпульсу приймач на деякий час буде закритий, тому що вже почнеться випромінювання наступного зондуючого імпульсу. Час закриття приймача буде збільшуватися з подальшим збільшенням висоти. Коли він досягне тривалості випромінюваного імпульсу, зондуючий сигнал не буде надходити. Цей ефект назвемо ефектом «сліпої висоти».

Рис. 1.8 ілюструє цей ефект. Він показує залежність енергії від прийнятого «довгого» імпульсу E/E_H, відноситься до енергії неперервного сигналу в залежності від віртуальної висоти відбиття h'. Зауважимо, що збільшення тривалості зондуючого імпульсу в нашій задачі призведе до збільшення періоду Функції E/E_H, але не до ліквідації «сліпих висот». Цей ефект можна подолати, наприклад, за рахунок збільшення шпаруватості досліджуваних імпульсів. На заданих висотах необхідна шпаруватість 11. Це буде відповідати 11-кратному загасанню прийнятого сигналу.

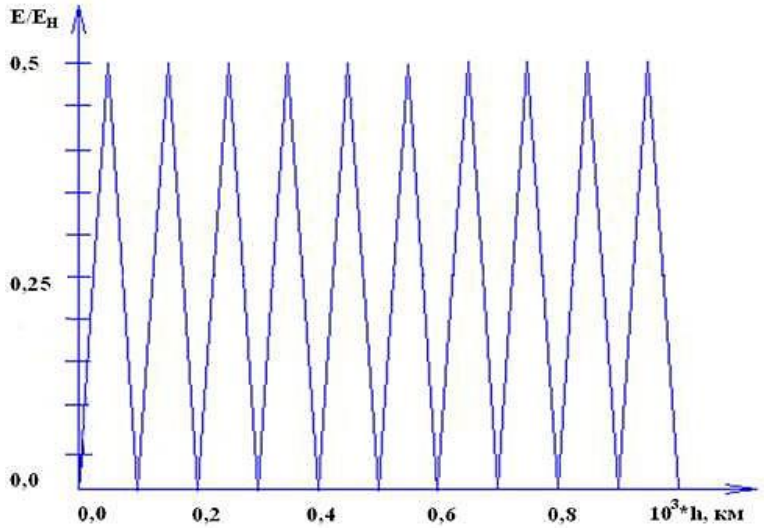


Рисунок 1.8 – Залежність енергії прийнятого сигналу від віртуальної висоти відбиття «довгого» імпульсу

Останнім часом найбільш поширеними для зондування іоносфери стали іонозонди з з фазо-кодом маніпулюваними сигналами (ФКМ) і іонозонди з неперервним ЛЧМ сигналом в двох позиційних режимах роботи.

Зонд ФКМ випромінює сигнал на частоті f, що складається з K замкнутих між собою парціальних імпульсів тривалістю T_e. У кожен з цих імпульсів вводиться відповідний фазовий зсув $\Delta\varphi$. Двійкові фазові коди використовуються при формуванні сигналу, де фазові зсуви кратні. При цьому можливі лише два різних значення фазового зсуву $\Delta\varphi$(0 або π), а для комплексного множника $p_k = \exp(i\Delta\varphi)$ два значення (1 або -1). Отже, переданий широкосмуговий сигнал $u(t)$ у комплексному вигляді має вигляд:

$$u(t)_T = \sum_{k=1}^{K} p_k \exp[i2\pi \bar{f} t] \qquad (1.12)$$

де $k-1 = \text{int}\left(\frac{t}{T_E}\right)$, int – є цілою частиною відношення.

У приймачі груповий сигнал стискається, набуваючи вигляду трикутника, тривалість якого дорівнює 0,5 так само, як і тривалість одного біта.

Основні параметри іонозондів ФКМ наведені в таблиці 1.3, а зовнішній вигляд найбільш поширених зондів типу DPS-4 (США) і CADI (Канада) показаний на рис. 1.9 [16, 17].

Максимальна тривалість групового зондуючого імпульсу ФКМ визначається найменшою висотою відбиття іонозонда і за даними іонограми, наведеної на рис. 1.7, становить ~ 500-550 мкс. Груповий сигнал стискається до тривалості в один біт (35 мкс), а відношення сигнал/шум збільшується на 15 дБ. Тоді k таких стиснених імпульси для однієї несучої f є зв'язно складеними. Негативний вплив сліпих висот при роботі на одній антені долається тут за рахунок збільшення шпаруватості групового сигналу, який становить ~13 (при максимальній віртуальній висоті 1000 км). Однак при цьому знижується енергія прийнятого сигналу. Тому в результаті узгодженої обробки такого сигналу ФКМ відношення сигнал/шум збільшується лише на ~ 21 дБ.

Таблиця 1.3 – Основні параметри іонозондів ПКМ

Ознака	Назва зонда	
	DPS-4	CADI
Діапазон частоти, МГц	1-30	1-20
Імпульс потужність, Вт	2x150	600
Характеристики імпульсу	533,33 мкс 16-біт	520,40 мкс 13 біт
Частота повторень, Гц	50, 100	
Середня потужність радіаційного випромінювання, Вт	16	25

Рисунок 1.9 – Іононди DPS і CADI

Значно більший виграш забезпечує використання неперервного (FMCW) ЛЧМ сигналу (виграш відношення сигнал/шум ~50 дБ).

Однак використання неперервного сигналу FMCW не дозволяє використовувати однопозиційний режим роботи, а використання довгих імпульсів призведе до ефекту «сліпих зон». Випромінюваний імпульсний ЛЧМ сигнал може бути записаний у вигляді:

$$a_T(t) = \sqrt{2P_T} \cdot g(t) \cdot \cos\frac{\dot{\omega}}{2}(t - t_{ch})^2, \qquad (1.13)$$

де $g(t) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ – функція передачі, P_T – потужність, що випромінюється, $\dot{\omega} = \frac{d\omega}{dt} = 2\pi\frac{df}{dt}$ – швидкість зміни частоти, t_{ch} - це час початку випромінювання, зване «chirp-time».

При поширенні функція передачі затримується на час τ, а приймач пропускає на вихід сигнали з функцією прийому (1– $g(t)$). Тому нам необхідно вирішити проблему вибору закону для формування функцій прийому передачі і

прийому таким чином, щоб енергія сигналу була максимальною, а ефект сліпих зон нівелювався.

1.5 Використання технології програмно-настроюваного радіо

Приймально-передавальні пристрої є основною складовою РТС (рис. 1.1). Саме вони забезпечують виконання математичних дій над сигналами і визначають їх точність. Точність цих операцій, в свою чергу, також впливає на якість одержуваної інформації. Типові структурні схеми передавача і приймача, показані на малюнках 1.11 і 1.12, показують типовий набір операцій, яким піддається радіосигнал в приймачі і передавачі.

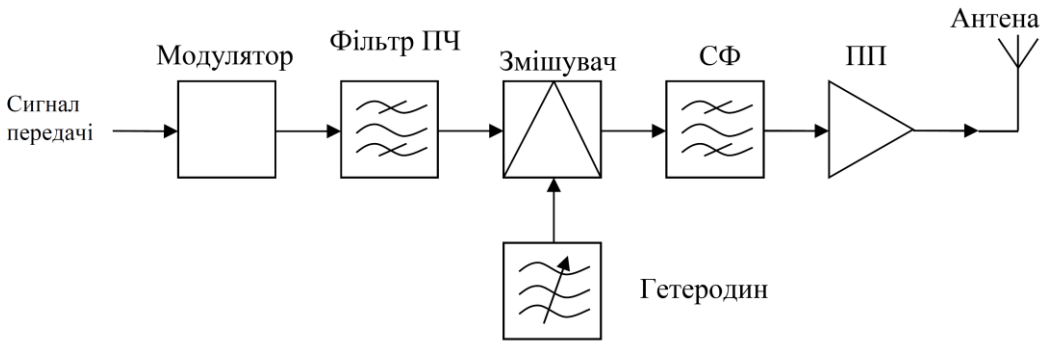


Рисунок 1.11 – Типова структурна схема радіопередавача: ПЧ – проміжна частота, СФ – смуговий фільтр, ПП – підсилювач потужності

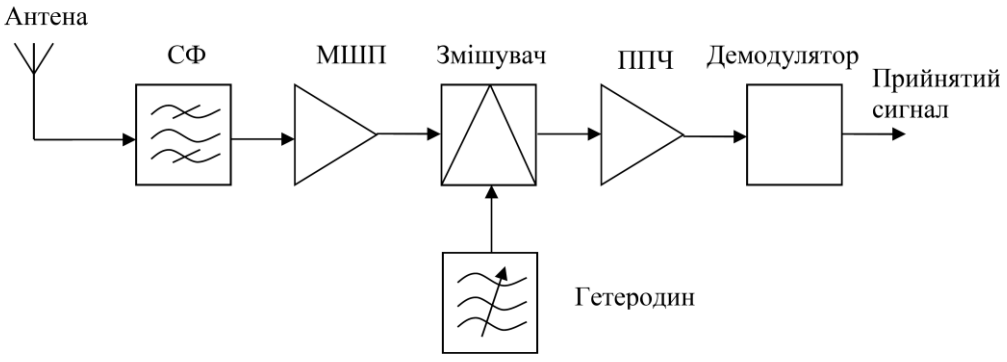


Рисунок 1.12 – Типова структурна схема радіоприймача: СФ – смуговий фільтр, МШП – малошумний підсилювач, ППЧ – підсилювач проміжної частоти

Ці операції включають: фільтрацію, перенесення частоти, підсилення та модуляцію/демодуляцію.

В результаті розвитку нових технологій в обчислювальній техніці та мікроелектроніці та впровадженні їх в радіотехніку активно розвивається напрямок, який отримав назву програмно-конфігуроване радіо SDR).

SDR прийнято вважати новою технологією побудови радіосистем, в яких певна частина обробки сигналу відбувається в цифровому вигляді за допомогою програмних засобів.

Перехід від аналогових до цифрових сигналів здійснюється аналого-цифровими і цифро-аналоговими перетворювачами (АЦП і ЦАП відповідно). У міру збільшення швидкодії перетворювачів і мікропроцесорних обчислень поступово збільшувалася верхня межа частотного діапазону і доступна для цифрової обробки смуга пропускання сигналу. Якщо в перших системах SDR прийнятий сигнал оцифровувався на проміжній частоті, яка становила сотні кілогерц, то в сучасних системах SDR повністю цифрова обробка здійснюється для частот до 50 МГц. В результаті в цьому частотному діапазоні на одній апаратній платформі може бути створено безліч RTS, що виконують різні функції, такі як: зв'язок, локація, зондування тощо.

Технологія SDR передбачає перетворення складних (квадратурних) сигналів. У загальному випадку смуговий комплексний сигнал може бути представлений у вигляді:

$$\begin{aligned}\hat{u}(t) &= u(t)\cdot\exp\left[j2\pi f_c t\right] = u_0(t)\cdot\exp\left[j\theta(t)\right]\cdot\exp\left[j2\pi f_c t\right] = \\ &= \mathrm{Re}\,\hat{u}(t) + j\,\mathrm{Im}\,\hat{u}(t),\end{aligned} \qquad (1.14)$$

де $u\hat{}(t)$ – комплексний сигнал, $u(t)$ – його комплексна амплітуда (огинаюча), $u_0(t)$ – модуль і $\theta(t)$ – фаза сигналу, f_c – несуча частота.

Для комплексної амплітуди вводяться поняття синфазної ($I_u(t)$) і квадратурної ($Q_u(t)$) компонентів:

$$\hat{u}(t) = u(t) \cdot \exp\left[j2\pi f_c t\right] = u_0(t) \cdot \exp\left[j\theta(t)\right] \cdot \exp\left[j2\pi f_c t\right] = \\ = \mathrm{Re}\,\hat{u}(t) + j\,\mathrm{Im}\,\hat{u}(t), \qquad (1.15)$$

При модуляції комплексна огинаюча множиться на exp[$j2\pi f_c t$], в результаті її спектр передається на несучу, а при демодуляції комплексний сигнал множиться на exp[$-j2\pi f t$] і його спектр переноситься в низькочастотну область. У теорії зв'язку комплексну огинаючу прийнято називати моделлю низькочастотного сигналу.

Для того щоб використовувати комплексний сигнал на практиці, необхідно мати два канали для його перетворення: один для реальної частини, а інший для уявної частини. Апаратно це досягається в системах з квадратурною обробкою. Це найбільш ефективно з точки зору точності перетворення при цифровій обробці. При цьому радіоканал забезпечує можливість передачі тільки однієї складової комплексного сигналу (передбачений тільки один канал перетворення).

Вважається, що радіоканал поширює реальну складову комплексного сигналу Re$\hat{u}(t) = u_0(t)\cdot\cos[2\pi ft + \theta(t)]$. Тому алгоритм модуляції і демодуляції будується з урахуванням цієї обставини. З математичної точки зору в даному випадку необхідно вирішити наступні дві задачі.

Завдання 1. Дано квадратурні складові комплексної амплітуди сигналу, а також функції cos[$2\pi f\tau$] та sin[$2\pi ft$]. Потрібно знайти функцію Re $\hat{u}(t) = u(t)\cdot\cos[2\pi ft + \theta(t)]$.

Завдання 2. Дано функцію Re $\hat{u}(t) = u(t) \cdot \cos[2\pi f t + \theta(t)]$, а також функції cos[$2\pi f t$] та sin[$2\pi f t$]. Необхідно знайти квадратурні складові комплексної амплітуди: $Iu(t) = u_0(t) \cdot \cos[\theta(t)]$ $Q(t) = u(t) \cdot \sin[\theta(t)]$.

Перша задача вирішується застосуванням формули, яка випливає з (1.14) і (1.15):

$$\mathrm{Re}\,\hat{u}(t) = I(t)\cdot\cos\omega_c t + Q(t)\cdot(-\sin\omega_c t)\,. \qquad (1.16)$$

Така формула в апаратурі реалізує квадратурний підвищуючий перетворювачем (рисунок 1.13).

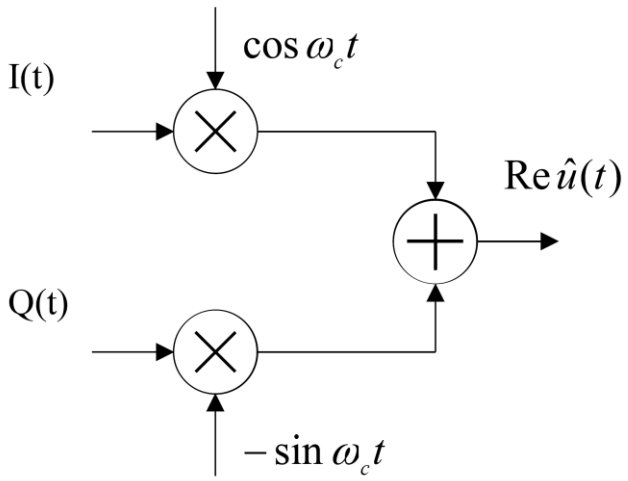


Рисунок 1.13 – Квадратурний підвищуючий перетворювач

Друга задача вирішується наступними тригонометричними перетвореннями:

$$u_0(t)\cos\left[\omega_c t + \theta(t)\right]\cdot\cos\omega_c t = \frac{u_0(t)}{2}\left[\cos\theta(t) + \cos(2\omega_c t + \theta(t))\right] = \frac{1}{2}\left[I_u(t) + \cos(2\omega_c t + \theta(t))\right]; \qquad (1.17а)$$

$$u_0(t)\cos\left[\omega_c t + \theta(t)\right]\cdot(-\sin\omega_c t) = \frac{u_0(t)}{2}\left[\sin\theta(t) - \sin(2\omega_c t + \theta(t))\right] = \frac{1}{2}\left[Q_u(t) - \sin(2\omega_c t + \theta(t))\right]. \qquad (1.17б)$$

Сигнали з подвійною несучою можуть бути придушені за допомогою ФНЧ, розміщених в загальному режимі і квадратурних каналах. В результаті фільтрації

функцій (1.17) отримаємо квадратурні складові складової комплексної оболонки (рисунок 1.14).

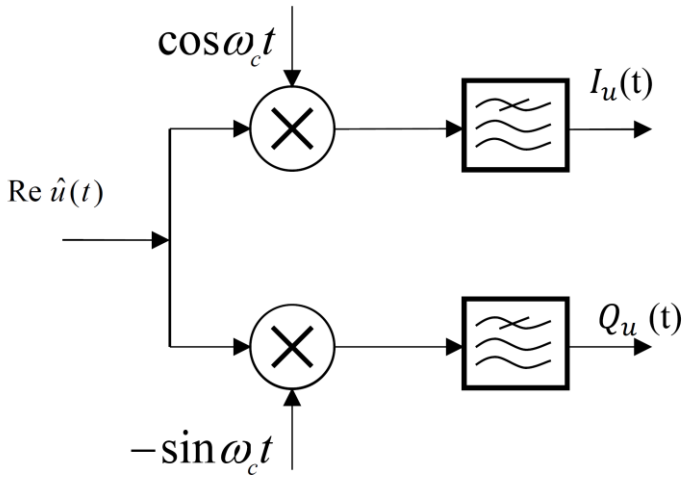


Рисунок 1.14 – Квадратурний понижуючий перетворювач [24]

В результаті аналізу можна побачити, що на вході і виході РТС знаходяться квадратурні складові комплексної огинаючої, тобто модель низькочастотного сигналу. Тому в теорії зв'язку прийнято розглядати перетворення моделі низькочастотного сигналу, коли радіоканал задається низькочастотною моделлю характеристик його системи.

Даний алгоритм демодуляції повністю відповідає методу прямого перетворення частоти при прийомі. Приймач і передавач, що реалізують ці алгоритми модуляції і демодуляції (вирішення завдань 1 і 2) в технології SDR, схематично представлені на рис. 1.15.

У передавачі ПК (персональний комп'ютер) формує комплексну амплітуду, а в приймачі він реалізує обробку складної оболонки. У першому випадку FPGA (програмована логічна інтегральна схема) передає спектр складної огинаючої на частоту стенду, а в другому - передає спектр сигналу в область низьких частот. АЦП і ЦАП дозволяють перетворювати цифровий сигнал в аналоговий для передачі і назад при прийомі. Метод прямого перетворення дозволяє використовувати режим «АЦП в антену». Вхідний і кінцевий ФНЧ необхідні для придушення тактових сигналів, присутніх при цифровій (дискретній) обробці.

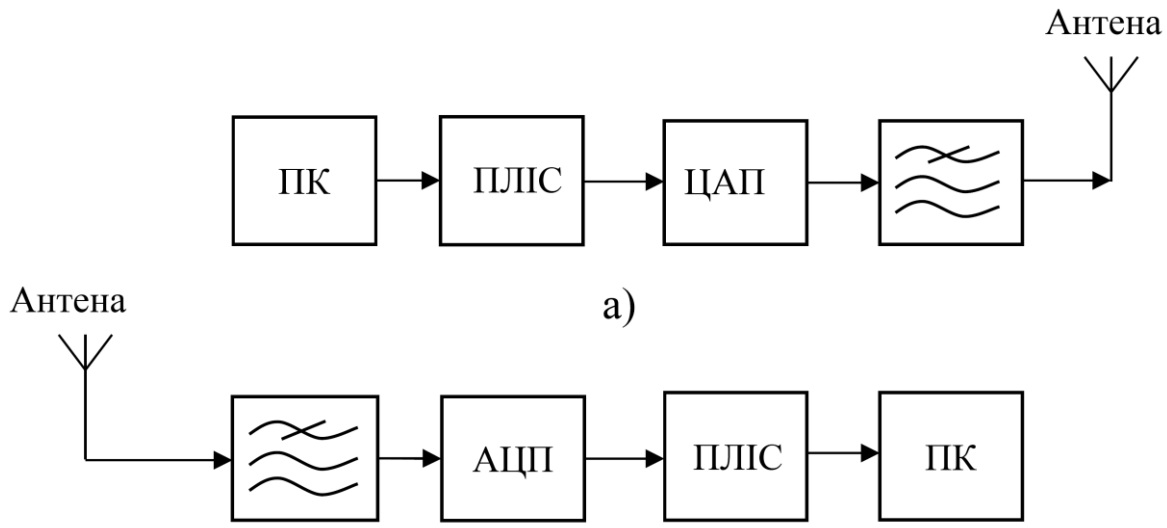


Рисунок 1.15 – Типова структурна схема повністю цифрового SDR: а) радіопередавач; б) радіоприймач [25]

Представлений вище алгоритм є універсальним, оскільки застосовний в РТС для різних цілей (зв'язок, місцезнаходження, зондування). Розглянемо найбільш відомі апаратні SDR-системи з повністю цифровою обробкою сигналу:

- універсальна апаратна платформа USRP N210 від Ettus Research;
- WR-G33DDC 'EXCALIBUR Pro' цифровий приймач від Winradio;
- Аматорський радіоприймач FLEX-6700 фірми FlexRadio Systems.

Основні параметри цих систем наведені в таблиці 1.5.

Перевагою платформи USRP перед іншими є більш широка пропускна здатність прийому, більш гнучка апаратна платформа, побудована за модульним принципом, і більш широка підтримка програмного забезпечення для управління обладнанням і обробки сигналів, включаючи відкритий вихідний код. Для посилення сигналу передавача можна використовувати зовнішній підсилювач потужності. Завдяки змінним дочірнім платам система може працювати в різних діапазонах до 6 ГГц. Для ВЧ діапазону підходять карти LFRX і LFTX для прийому і передачі відповідно. Ці плати оснащені ФНЧ.

1.6 Постановка мети і завдань дослідження

Наведений вище аналіз показує необхідність частотного забезпечення ближнього декаметрового зв'язку для оптимального використання багатовимірного ВЧ радіоканалу. Для цього можуть використовуватися вертикальні іоносферні системи контролю (іонозонди). Існуючі іонозонди не підходять для мобільного розгортання, в основному через відсутність одноантенного режиму роботи. Це протиріччя дозволяє висунути гіпотезу про те, що створення однопозиційної системи підтримки частоти з використанням сигналів з максимальною енергетичною ємністю і застосуванням нових технологій створення радіосистем дозволить підвищити ефективність декаметрового зв'язку малої дальності.

Існуюче протиріччя дозволяє сформулювати мету дослідження - розробка, наукове обґрунтування і вивчення алгоритмів, методів і пристроїв однопозиційної системи частотного забезпечення ближнього декаметрового зв'язку з використанням сигналу зондування з лінійно-частотною модуляцією і застосуванням програмно-настроюваної радіотехнології.

2. АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ РОБОТИ МОДЕМУ СИСТЕМИ ЧАСТОТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

2.1. Обґрунтування вибору псевдовипадкової послідовності перемикання для амплітудної маніпуляції складного сигналу великої тривалості

Вище було показано, що в однопозиційному режимі роботи зондуючої радіотехнічної системи завдання поділу часових інтервалів передачі і прийому виникає за умови мінімальних втрат енергії сигналу. Розглянемо його вирішення.

Припустимо, в іоносферу випромінюється «довгий» радіоімпульс з внутрішньоімпульсною модуляцією, що значно розширює його спектр. У той же час під час аналізу сигналу здійснюється його амплітудна маніпуляція за законом $g(t)$, який ми назвемо функцією передачі.

Представимо такий сигнал у вигляді (згідно 1.13):

$$a_T(t) = \sqrt{2P_T} \cdot g(t) \cdot \exp(j\theta_T(t)) \cdot \exp(j\omega_c t), \qquad (2.1)$$

де $g(t) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ – функція передачі, P_T – потужність, що випромінюється, ω_c – несуча кругова частота.

При панорамному зондуванні несуча кутова частота змінюється в діапазоні 2 – 20 МГц.

У радіоканалі сигнал зазнає втрат G через рефлексію від іоносфери і поглинання в середовищі. При цьому фаза затягується на деякий час τ_p, а огинаюча на час групового запізнення τ_g де $\tau_g = \tau_p + f\dfrac{d\tau_p}{df}$. Нехай смуга частот сигналу така, що дисперсією середовища можна знехтувати, тобто $\dfrac{d\tau_p}{df} = 0$. У цьому випадку $\tau_p = \tau_g$ і вихідний сигнал з радіоканалу може бути представлений у вигляді:

$$a_R(t) = \sqrt{2P_T}G \cdot g(t-\tau_g) \cdot \exp(\ j\theta_T(t-\tau_g)) \cdot \exp[\ j\omega_c(t-\tau_g)]\,. \qquad (2.2)$$

Так як зондування здійснюється «складними» сигналами, а прийом оптимальний, то вихідний сигнал описується кореляційним інтегралом:

$$x(t) = \int_0^{T_a} a_R(t) \cdot z(t)dt\,, \qquad (2.3)$$

де $z(t)$ — сигнал від генератора сигналів, T_a – тривалість сигналу.

Відомо, що кореляційний інтеграл знаходять або за допомогою корелятора, або узгоджувального фільтра.

З урахуванням режиму роботи системи зондування генератор сигналу відрізняється від випромінюваного сигналу функцією перемикання і знаком фази:

$$z(t) = (1-g(t)) \cdot \exp(-j\theta_T(t)) \cdot \exp(-j\omega_c t), \qquad (2.4)$$

де $(1-g(t))$ - функція перемикання на прийомі – R .

Такий тип функції перемикання на прийомі обумовлений тим, що в момент випромінювання приймач повинен бути закритий.

Беручи до уваги (2.2) і (2.4), для кореляційного інтеграла отримаємо:

$$x(t) = \sqrt{2P_T}G \cdot \exp[-j\omega_c\tau_g] \int_t^{t+T_a} g(t-\tau_g) \cdot [1-g(t)] \exp\, j[\theta_T(t-\tau_g) - (\qquad (2.5)$$

Відзначимо, що $|a_R(t)| \square g(t-\tau_g)$, а $|z(t)| = 1 - g(t)$, таким чином функція $E(\tau_g) = \int_0^{T_a} g(\hat{t}-\tau_g)\cdot\left[1-g(\hat{t})\right]d\hat{t}$ характеризує залежність енергії взаємодії функцій перемикання (T / R) від затримки τ_g . У нашому випадку максимальна енергія сигналу за час T_a буде при безперервному випромінюванні, тому вона дорівнює Em = 1·Ts. А, для випромінюваної енергії в разі переривань по відношенню до випадку безперервного випромінювання це:

$$\frac{1}{T_a}\int_0^{T_a} g(\hat{t}-\tau_g)\cdot[1-g(\hat{t})]d\hat{t} = \frac{E(\tau_g)}{E_m}. \qquad (2.6)$$

По відношенню до прийнятого сигналу $x(t)$ Функція $\frac{1}{T_a}E(\tau_g)$ характеризує його середню амплітуду:

$$E(\tau_g) = \frac{1}{T_a}\int_0^{T_a} g(\hat{t}-\tau_g)\cdot[1-g(\hat{t})]d\hat{t}. \qquad (2.7)$$

Використовуючи функцію $\frac{1}{T_a}E(\tau_g)$, розглянемо задачу про функцію перемикання (послідовність). Таким чином, якщо в момент аналізу T_a функція перемикання періодична з періодом T_s, то $g(t) = g(t + kT_s)$ (де k = 1,2...). Отже, функція E (τ_g) обнуляється при груповій затримці $\tau_g = nT_s$, оскільки вираз у квадратних дужках стає рівним нулю. Це означає, що при таких затримках виникають сліпі зони.

Для запобігання сліпих зон у певному діапазоні затримок необхідно, щоб функція $g(t)$ не мала періодичності в межах діапазону затримок, що цікавить. Така умова може бути виконана, якщо $g(t)$ модулюється за часом

псевдовипадковою послідовністю, період якої T_S перевищує діапазон очікуваних затримок $T_S > \Delta\tau_g$.

Середню частку випромінюваної енергії можна оцінити наступним інтегралом:

$$\left\langle \frac{E_T}{E_m} \right\rangle = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} g(t)dt \cong \frac{1}{T_s} \int_{T_s} g(t)dt, \qquad (2.7)$$

де $T_a = kT_s$, $k = 1,2 \ldots$, Ts – період одного циклу випромінювання / прийому.

Припускаючи, що затримки сигналу змінюються випадковим чином в діапазоні $(0,T_s)$, для середньої частки енергії прийнятого сигналу отримаємо наступну формулу:

$$\left\langle \frac{E(\tau_g)}{E_m} \right\rangle = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} \frac{E(\tau_g)}{E_m} d\tau_g = \frac{1}{T_a T_s} \left\{ \int_{T_a} g(t)dt \int_{T_s} d\tau_g - \int_{T_a} g(t) \int_{T_s} g(t+\tau_g)d\tau \right. \qquad (2.8)$$

Коли коефіцієнт (2,7) виконується, він пов'язаний із середньою часткою коефіцієнта випромінюваної енергії

$$\left\langle \frac{E(\tau_g)}{E_m} \right\rangle \cong \left\langle \frac{E_T}{E_m} \right\rangle - \left\langle \frac{E_T}{E_m} \right\rangle^2. \qquad (2.9)$$

Неважко помітити, що середня частка одержуваної енергії є максимальною при $\left\langle \frac{E_T}{E_m} \right\rangle = 0,5$, коли він дорівнює $\left\langle \frac{E(\tau_g)}{E_m} \right\rangle = 0,25$. Це означає, що коди з 50% коефіцієнтом заповнення T/R будуть давати максимальне значення для частки прийнятої енергії.

Двійкові псевдовипадкові послідовності складаються з бітів 1 і 0. Вони широко використовуються в радіотехніці для розширення спектра або поділу каналів завдяки своїм автокореляційним властивостям. Відповідно, для забезпечення 50% коефіцієнта заповнення необхідно забезпечити рівний розподіл 0 і 1 в періоді.

Найбільш відомими двійковими псевдовипадковими послідовностями є коди Баркера і М-послідовність. Також на основі М-послідовності отримують коди Голда і Касамі.

Відомі кодові послідовності Баркера (найдовша з яких має довжину N_b = 13) мають кращі кореляційні властивості в порівнянні з М-послідовністю, але шпаруватість не постійна і сильно відрізняється від 50%. Наприклад, для N_b = 5 шпаруватість становить 80%, для N_b = 13 – 69%. Інтерес представляють тільки 2 послідовності з N_b = 7 і N_b = 11, для яких коефіцієнт заповнення становить 57% і 45% відповідно.

Число М-послідовностей набагато більше. Формування М-послідовності здійснюється системою з n-розрядного регістра, охопленого зворотним зв'язком через суматор за модулем 2.

Кількість бітів в М-послідовності називається довжиною і обчислюється за формулою $N_b = 2^n - 1$, де n = 1, 2, ..., n ..

Крім того, в нашому випадку представляють інтерес ще 3 властивості М-послідовності:

- число бітів, що приймають значення одиниці при довжині одного періоду М-послідовності, більше, ніж число символів, що приймають значення нуля.

- будь-яка комбінація бітів довжини n при довжині одного періоду М-послідовності, крім комбінації n нулів, зустрічається не більше одного разу.

- серед груп бітів періоду послідовності, що складаються з послідовних 1 і 0, половина має тривалість в один біт, четверта частина має тривалість в два біти, восьма частина має тривалість в чотири біти і так далі.

Таким чином, шпаруватість послідовності буде прагнути до 50% зі збільшенням довжини N_b, при цьому інтервали прийому і передачі будуть рівномірно розподілені по періоду послідовності.

Виходячи з цих властивостей, можна зробити висновок, що М-послідовність найкраще підходить для використання в якості функції перемикання.

Побудуємо графік залежності функції цієї послідовності (рис. 2.2) при використанні періодичної М-послідовності довжиною N_b = 15 біт. При цьому один період функції $g(t)$ =[111101011001000]. Мінімальна тривалість одного елемента послідовності визначається часом біта t_b, тоді $T_S = t_b \cdot N_b$ (рис. 2.1)

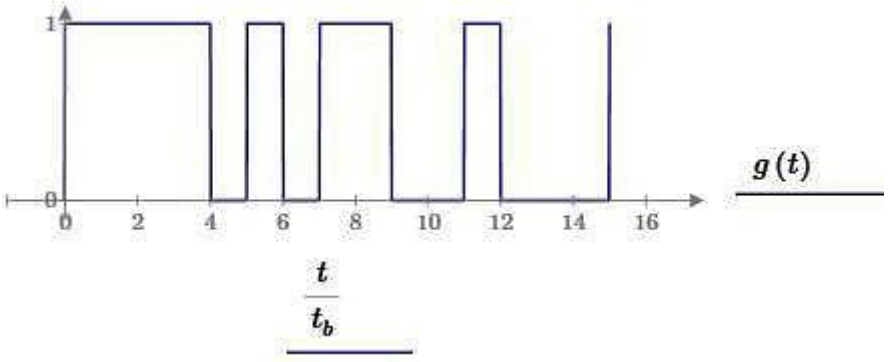


Рисунок 2.1 – Один період функції $g(t)$ = [111101011001000] з використанням М-послідовності довжиною N_b = 15 біт

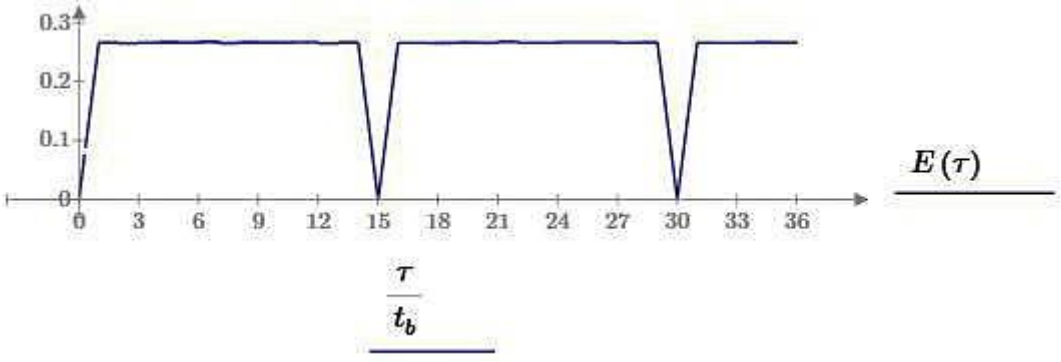


Рисунок 2.2 – Функція при використанні періодичної М-послідовності довжиною N_b = 15 біт в якості функції перемикання

З графіка видно, що функція є періодичною, має підйом і спад тривалістю t_b і постійний рівень ~0,25 із затримкою прийнятого сигналу $t_b < \tau < t_b (N_b - 1)$.

Цей ефект досягається за рахунок забезпечення того, щоб загальна енергія добутку передавальної та приймальної функцій залишалася постійною для будь-якого τ , що задовольняє (2.10). На рис. 2.3 функція приймача наведена синім кольором, а вхідний сигнал приймача - червоним для затримок, віднесених до часу біта τ/t_b: 0,5, 1,5 і 2. Чорна горизонтальна лінія показує середній рівень прийнятого сигналу.

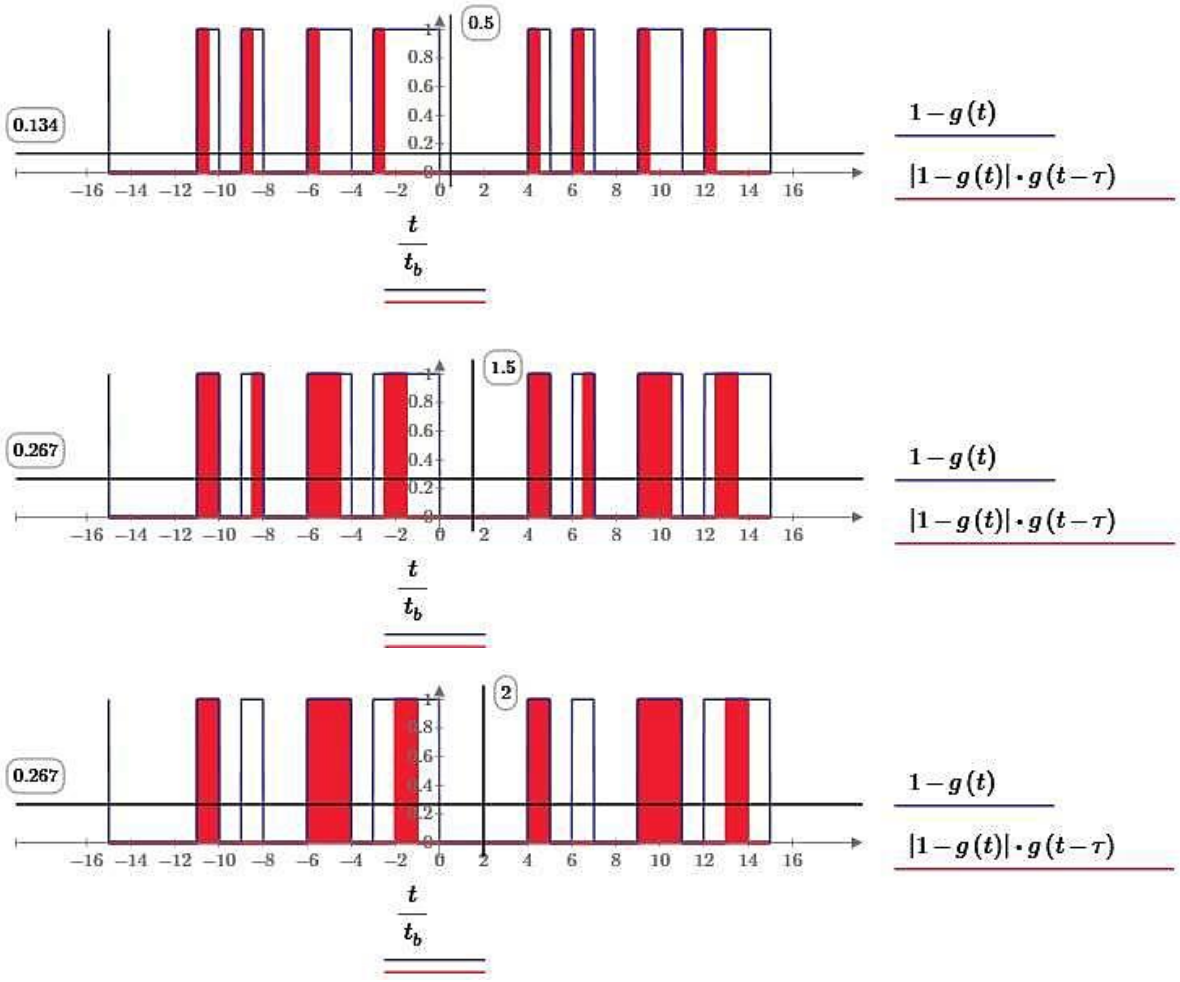


Рисунок 2.3 – Функція прийому (синій колір), прийнятий сигнал (червоний) та його середній рівень для затримок віднесених до часу біта τ / t : 0,5, 1,5 та 2 біти

Наведений вище аналіз показує, що використання М-послідовності в якості перемикальної функції при однопозиційному зондуванні зі складним сигналом великої тривалості дозволяє отримати постійний середній рівень відбитого сигналу за період послідовності. При цьому втрати енергії відносно неперервного сигналу становлять 1/4. Діапазон затримок (2.10) і, відповідно,

висоти зондування визначаються тривалістю одного біта t_b і числом бітів в послідовності.

Крім псевдовипадкових послідовностей, відомі послідовності перемикання, запропоновані Salous, Barry і Pool (Q-послідовність). Вони дозволяють підвищувати рівень функції при певному інтервалі затримок, за рахунок збільшення періодів підйому і спаду. Наприклад, послідовність Salous складається з 20 біт [11100011111100000000]. Функція SAPS для нього показана на рис. 2.4

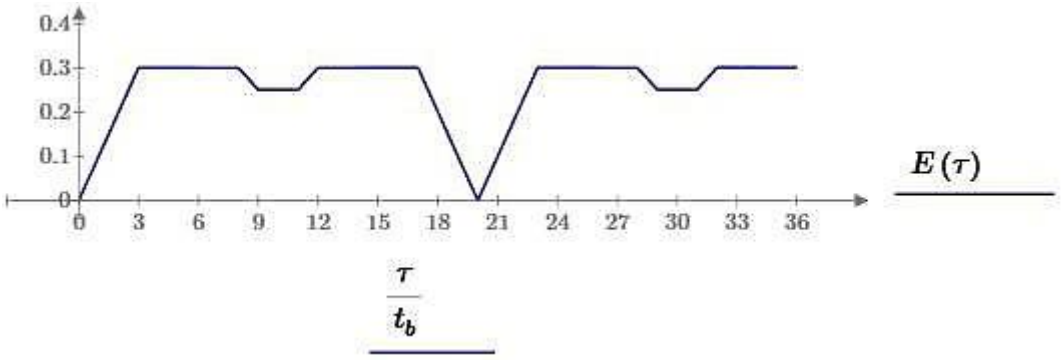


Рисунок 2.4 – Функція SAPS при використанні в якості функції перемикання періодичної послідовності Salous

При використанні цієї послідовності варто враховувати, що діапазон обмежений діапазоном $3t_b < \tau < t_b\ (N_b - 3)$.

Для того щоб виключити інтервали зростання і спадання функції SAPS для будь-якої послідовності комутаційних бітів, необхідно враховувати мінімальну тривалість передачі в бітах m_b. Тоді затримка має задовольняти нерівності для задоволення нерівності:

$$m_b t_b < \tau < t_b(N_b - m_b) \qquad (2.10)$$

2.2.Вплив послідовності перемикання на характеристики зондуючого сигналу

Для подальшого аналізу уточнимо форму зондувального сигналу. З першого розділу видно, що для даної потужності найбільшу енергію мають сигнали з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ). Тому виберемо сигнали даної форми в якості зондуючих сигналів.

Розглянемо неперервний сигнал ЛЧМ, який піддається амплітудній маніпуляції за допомогою періодичної двійкової функції $g(t)$.

Нехай початок синтезу сигналу ЛЧМ відповідає моменту в часі t_{ch}. У цьому випадку сигнал ЛЧМ можна представити у вигляді:

$$a_T(t) = \sqrt{2P_T} \cdot g(t) \cdot \cos(\varphi_T(t)) = \sqrt{2P_c} \cdot g(t) \cos[\pi \dot{f} (t - t_{ch})^2], \qquad (2.11)$$

де P_T – потужність випромінюваного сигналу, $f = df/dt$ – швидкість зміни частоти.

Фаза сигналу (2.11) змінюється за параболічним законом, а частота f, яка є похідною фази в часі, змінюється за лінійним законом:

$$f = \dot{f}(t - t_{ch}). \qquad (2.12)$$

Коли час досягає значення $t = t_{ch}$, при якому частота f дорівнює початковій частоті f_{ch}, сигнал ЛЧМ починає випромінюватися в ефір.

Відбитий сигнал на ефективній висоті $h' = \frac{c\tau_g}{2}$ відрізняється від (2.11) затримкою τ_g і наявністю двох доданків: один відповідає звичайній хвилі «1», а інший – незвичайній «2». При цьому огинаюча затримується на час групової затримки $\tau_{1,2} = 2h'/c$, а фаза – на час фази затримки фази $\tau_{p1,2}$.

Припустимо, що можливий випадок багатострибкового поширення (до трьох стрибків: земля-іоносфера-земля-іоносфера і т.д.). Отже, сигнал на вході приймача можна представити у вигляді:

$$a_R(t) = \sqrt{2P_T} \cdot \sum_{k=1}^{3} \sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{gki}) \cdot H_{ki}(f) \cdot \cos[\pi \dot{f} (t - t_{ch} - \tau_{pki})^2], \qquad (2.13)$$

де $\tau_g = \tau_p + f \dfrac{d\tau_p}{df}$, $H_{ki}(f)$ – функція, що враховує загасання випромінюваного сигналу за рахунок поглинання і відбиття, індекс *k* відноситься до стрибкових режимів поширення, а індекс *i* до магнітно-іонних. Приймач буде «відкритий» у моменти, коли немає передачі сигналу. Отже, функція прийому має вигляд (1–*g*(*t*)). З урахуванням цього, для сигналу на виході перемикача *T*/*R* у нас буде вираз

$$a_{R/T}(t) = \sqrt{2P_T} \cdot (1 - g(t)) \cdot \sum_{k=1}^{3} \sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{gki}) \cdot H_{ki}(f) \cdot \cos[\pi \dot{f} (t - t_{ch} - \tau_{pki})^2]. \qquad (2.14)$$

Сигнал (2.14) множиться на сигнал гетеродина (узгоджений прийом), який не містить коефіцієнтів перемикання отже, сигнал гетеродина приймача:

$$a_G(t) = \cos \varphi_G(t) = \cos[\pi \dot{f} (t - t_{ch})^2]. \qquad (2.15)$$

У добутку, який можна представити у вигляді суми, розрізняють сигнал різницевої частоти F*:*

$$\begin{aligned} A(F) &= 0.5\sqrt{2P_T} \cdot (1 - g(t)) \cdot \sum_{k=1}^{3} \sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{gki}) \cdot H_{ki}(f) \cdot \cos(\varphi_R - \varphi_G) = \\ &= 0.5\sqrt{2P_c} \cdot (1 - g(t)) \cdot \sum_{k=1}^{3} \sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{gki}) \cdot H_{ki}(f) \cdot \cos \pi \dot{f} \left[2(t - t_{ch}) \tau_{pki} - \tau_{pki}^2 \right] \end{aligned} \qquad (2.16)$$

Затримка фази залежить від частоти і, при цьому частота змінюється за лінійним законом, від часу. Різниця частот дорівнює похідній за часом фази сигналу (2.16):

$$F_{ki} = \frac{1}{2\pi} \cdot \pi \frac{d\left[2\dot{f}(t - t_{ch})\tau_{pki} - \dot{f}\tau_{pki}^2\right]}{dt} = \frac{d\left(f \cdot \tau_{pki}\right)}{dt} - 0{,}5\dot{f}\frac{d\left(\tau_{pki}^2\right)}{dt}. \quad (2.17)$$

Вираз $0{,}5\dfrac{d\left(f\tau_{pki}^2\right)}{dt}$ можна ігнорувати в подальшому, оскільки $f >> f\tau_p$. Дійсно, частота f змінюється в діапазоні 2-20 МГц, f_τ = *50... 100 кГц/с* і $\tau_p < 7\times10^{-3}$ с.

Виходячи з зробленого наближення, вираз (2.17) можна записати так:

$$\begin{aligned} F_i &= \frac{d}{dt}\left[\tau_{pki}(f) \cdot f\right] = \frac{d\tau_{pki}(f)}{dt} \cdot f + \left[\tau_{pki}(f)\right]\frac{df}{dt} = \\ &= \dot{f}\left(f \cdot \frac{d\tau_{pki}}{df} + \tau_{pki}(f)\right) = \dot{f} \cdot \tau_{gki}, \end{aligned} \quad (2.18)$$

де $\tau_{gki} = f \cdot \dfrac{d\tau_{pki}}{df} + \tau_{pki}$ – групова затримка сигналу в іоносфері при k-кратному поширенні по і-му променю.

Тепер запишемо фазу сигналу різницевої частоти:

$$\varphi_{ki}(t) = \varphi_{0ki} + 2\pi\int_{t_0}^{t} F_{ki}(t)dt\,, \quad (2.19)$$

де φ_0 - початкова фаза коливань.

Вираз (2.18) показує, що частота різницевого сигналу залежить від швидкості зміни частоти сигналу ЛЧМ і його групової затримки τ_{gki} в іоносфері. При цьому сам сигнал нескладно представити у вигляді:

$$A(t) = 0.5\sqrt{2P_T} \cdot (1 - g(t)) \cdot \sum_{k=1}^{3}\sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{pki}) \cdot H_{ki}(f) \cdot \cos\left[2\pi\int_{t_0}^{t} F_{ki}(t)dt + \varphi_{0ki}\right]. \quad (2.20)$$

Далі сигнал різницевої частоти розрізається на сусідні елементи тривалості T_a , а потім кожен піддається спектральному аналізу.

Таким чином, час аналізу дорівнює тривалості елемента. Ця тривалість відповідає частотній роздільній здатності $\delta F \sim 1/Ta$ спектру сигналу. У випромінюваному сигналі кожен елемент буде відповідати сигналу ЛЧМ зі смугою $B_a = f \cdot \mathrm{T_a}$ і базою $D_a = B_a \cdot T_a = f \cdot T_a^2$. Ми бачимо, що база сигналу, а значить і енергія, прямо пропорційна швидкості зміни частоти і квадрату часу аналізу.

Зазвичай на смузі елемента час групового запізнення майже не змінюється, отже, різницева частота також незмінна на тривалість елемента. Сам сигнал на ньому виглядає так:

$$A(t) = 0.5\sqrt{2P_T} \cdot (1 - g(t)) \cdot \sum_{k=1}^{3} \sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{pki}) \cdot H_{ki}(f) \cdot \cos\left[2\pi F_{ki} \cdot t + \varphi_{0ki}\right]. \qquad (2.21)$$

Спектр елемента сигналу різницевої частоти можна записати у вигляді наступного інтеграла:

$$S(F) = \int_{t_n}^{f_n + T_a} A(t) \exp(-2\pi j F t) \cdot dt =$$
$$= 0.5\sqrt{2P_T} \times \qquad (2.22)$$
$$\times \int_{t_n}^{t_n + T_a} (1 - g(t)) \cdot \sum_{k=1}^{3} \sum_{i=1}^{2} g(t - \tau_{gki}) H_i(f) \cdot \cos\left[2\pi F_{ki} \cdot t + \varphi_{ki}\right] \cdot \exp(-2\pi j F t) \cdot dt$$

Розглянемо спектр для одного променю:

$$S_i(F) = 0.5\sqrt{2P_T} \times$$
$$\times \int_{t_n}^{t_n+T_a} \left[g(t-\tau_{gi}) - g(t)\cdot g(t-\tau_{gi}) \right] \cdot H_i(f) \cdot \cos\left[2\pi F_i t + \varphi_{ki}\right] \cdot \exp(-2\pi j F t) \cdot dt. \quad (2.23)$$

За тривалістю елемента $Hi\ (\ f\ ) \approx H_i(\ f_k\ )$, крім $t_{k+1} = t_k + T_a$. Отже, максимальне значення спектра виходить при $F = F_i\ (t_k\ ) = F_{ik}$.

Замінивши косинус в інтегралі на показник степеня, тобто перейшовши до комплексної моделі сигналу, для максимального значення $\max[(S_i F_{ik})]$ з точністю до постійної фази, отримаємо вираз:

$$\max\left[S_i(F_{ik})\right] = 0{,}5\sqrt{2P_T} \cdot H_i(f_k) \cdot \int_{t_k}^{t_k+T_a} \left[g(t-\tau_{gi}) - g(t)\cdot g(t-\tau_{gi}) \right] \cdot dt. \quad (2.24)$$

Замінюємо змінну $t - \tau_{gi} = x$ в інтегралі, тоді отримуємо:

$$\int_{t_k}^{t_k+T_a} \left[g(t-\tau_{gi}) - g(t)\cdot g(t-\tau_{gi}) \right] \cdot dt =$$
$$= \int_{t_k-\tau_{gi}}^{t_k-\tau_{gi}+T_a} g(x) \cdot \left[1 - g(x+\tau_{gi})\right] \cdot dx = \int_{t_k-\tau_{gi}}^{t_k-\tau_{gi}+T_a} g(t) \cdot \left[1 - g(t+\tau_{gi})\right] \cdot dt. \quad (2.25)$$

Звідки для максимального значення спектра отримуємо:

$$\max\left[S_i(F_{ik})\right] = 0{,}5\sqrt{2P_T} \cdot H_i(f_k) \cdot \int_{t_k-\tau_{gi}}^{t_k+T_a-\tau_{gi}} g(t) \cdot \left[1 - g(t+\tau_{gi})\right] \cdot dt =$$
$$= 0{,}5\sqrt{2P_T} \cdot H_i(f_k) \cdot T_a \cdot \overline{G}(t_k). \quad (2.26)$$

При цьому $G\ (t_k)$ є функцією перемикання елемента ЛЧМ сигналу з тривалістю T_a за час t_k. Важливо відзначити, що функція перемикання $G\ (t_k)$

визначає максимальне значення спектра, стисненого при прийомі в частотній області амплітудно маніпульованого ЛЧМ сигналу.

Якщо функція перемикання періодична з періодом , що $g(t) = g(t + nT_S)$ (де $n = 1,2...$). Тому максимальне значення спектра повертається до нуля при груповій затримці $\tau_{gi} = nT_S$, оскільки це виводить вираз у квадратних дужках як нуль. Така ситуація зумовлена функцією буде призводити до сліпих «діючих» висот з номіналами:

$$h' = \frac{cnT_S}{2}. \tag{2.28}$$

Якщо ми вимагаємо, щоб перша сліпа точка ($n = 1$) виходила за межі деякого максимального діапазону, наступна нерівність $\max h'$, то за період ПСП отримаємо

$$T_s > \frac{2 \max h'}{c}. \tag{2.29}$$

Якщо інтеграл в (2.27) розділити на час аналізу, що дорівнює довжині елемента, то це співвідношення буде характеризувати частку енергії E/E_H від неперервного сигналу ЛЧМ, одержуваного при прийомі в результаті застосування функції

$$\frac{E}{E_H} = \frac{\overline{G}(t_k)}{T_a} \int_{T_a} g(t) \cdot \left[1 - g(t + \tau_{gi})\right] \cdot dt. \tag{2.30}$$

Середня частка випромінюваної енергії може бути оцінена наступним інтегралом:

$$\left\langle \frac{E_{\text{и}}}{E_H} \right\rangle = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} g(t)dt \cong \frac{1}{T_s} \int_{T_s} g(t)dt, \tag{2.31}$$

де $T_a = nT_s$, $n = 1,2 \ldots$, T_s – період одного циклу випромінювання/прийому.

Припускаючи, що затримки сигналу змінюються в діапазоні $(0,T_s)$, для середньої частки енергії прийнятого сигналу отримаємо наступну формулу:

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{E}{E_H} \right\rangle &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s} \frac{E}{E_H} d\tau_i = \\ &= \frac{1}{T_a T_s} \left\{ \int_{T_a} g(t)dt \int_{T_s} d\tau_i - \int_{T_a} g(t) \int_{T_s} g(t+\tau_i) d\tau_i dt \right\}. \end{aligned} \tag{2.32}$$

При виконанні (2.32) вона пов'язана з середньою часткою випромінюваної енергії співвідношенням 2

$$\left\langle \frac{E}{E_H} \right\rangle \cong \left\langle \frac{E_{\text{и}}}{E_H} \right\rangle - \left\langle \frac{E_{\text{и}}}{E_H} \right\rangle^2. \tag{2.33}$$

Неважко помітити, що середня частка одержуваної енергії максимальна при значенні 0,5, коли вона дорівнює 0,25. Це означає, що коди з шпаруватістю 50% прийом/передача дадуть максимальне значення амплітудного спектра сигналу різницевої частоти.

Спектр сигналу різницевої частоти по (2.33) і наведених вище перетворень можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} S_j(F) &= 0.5\sqrt{2P_T} \cdot H_i(f_k) \exp(j\varphi_{ki}) \times \\ &\times \int_{t_k - \tau_{gi}}^{t_k + T_a - \tau_{gi}} g(t)\left[1 - g(t+\tau_{gi})\right] \cdot \exp\left[-2\pi j(F - F_{ik})(t+\tau_{gi})\right] dt. \end{aligned} \tag{2.34}$$

Амплітудний коефіцієнт в (2,34) має період *Ts* , що збігається з періодом функції *g*(*t*). Отже, спектр має піки на бокових частотах до F_{ik} частоти, з кроком в 1/*Ts*. Можливі два випадки. У першому *Ts* = *Ta* і в другому *Ts* <<*Ta*. Для кожного може бути різний рівень шуму п'єдесталу і, в силу бічних складових, неоднозначність у визначенні кратних відображень, в тому випадку, коли бічні складові потрапляють в діапазон аналізованих різницевих частот.

Дана ситуація ставить перед собою завдання детального вивчення характеристик сигналів для кожного з цих випадків. Ця проблема буде досліджена в третьому розділі роботи.

2.3.Задача вибору оптимальної швидкості зміни частоти і вікна аналізу

Іоносфера - це середовище, в якій від частоти залежить фазова швидкість поширення хвилі. При цьому від частоти залежить і набіг фаз, а в хвильовому пакеті, що генерується випромінюваним сигналом, відбуваються зміни фазових співвідношень його спектральних складових. Вона тим більше, чим ширша смуга частот сигналу. Ці збурення призводять до спотворень сигналу, які називаються дисперсійними [14]. Для аналізу проблеми, зазначеної в цьому параграфі, необхідно розглянути питання дисперсії спотворення спектра сигнального елемента різницевої частоти. Дисперсія виникає, коли затримка $\tau_j = \tau_j(f)$ у смузі сигналу є функцією частоти, а частота різницевого сигналу в момент аналізу сигналу є функцією часу.

Звернемося до формули (1.10) без урахування в ній функції перемикання:

$$A(t) = 0{,}5\sqrt{2P} \cdot \sum_{j=1}^{2} H_j(f) \cdot \cos\left[2\pi \int_{t_0}^{t} F_j(t)dt + \varphi_{0j} \right]. \qquad (2.35)$$

Розглянемо фазу одиничного коливального члена суми, припускаючи, що вона відома в момент часу $t = t_k$. Крім того, припустимо, що на цей момент відомо значення різниці частоти $F_j(t) = (1/2\pi)d\varphi j/dt$. Тоді зміну фази з часом можна описати за допомогою наступної формули:

$$\varphi_j(t) = \varphi_j(t_k) + 2\pi\int_{t_k}^{t} F_j(t)dt = \varphi_j(t_k) + 2\pi F_j(t_k)(t-t_k) + 2\pi\int_{t_k}^{t}\left[F_j(t) - F_j(t_k)\right]dt = \\ = \varphi_j(t_k) + 2\pi F_j(t_k)(t-t_k) + \varphi_{jH}(t) = \varphi_{j\text{Л}}(t) + \varphi_{jH}(t). \qquad (2.36)$$

При перекладі сигналу з часової області в частотну область наявність третього (нелінійного) члена в розкладі (2.36) призводить до дисперсійних спотворень його зображення Фур'є.

Спочатку оцінимо їх, припускаючи, що нас цікавить спектр сигналу різницевої частоти в малих інтервалах часу в районі $t = tk$.

$$F_j(t) - F_j(t_k) \approx s_j(t_k)\cdot\dot{f}^2\cdot(t-t_k) \text{ и } \varphi_{jH}(t) = \pi s_j(t_k)\cdot\dot{f}^2\cdot(t-t_k)^2. \qquad (2.37)$$

Цей результат означає, що в розглянутому наближенні за рахунок дисперсії аналізований сигнал різницевої частоти набуває лінійну частотну модуляцію, що і є причиною дисперсійних спотворень його форми. Швидкість зміни частоти в різницевому сигналі становить:

$$\dot{F} = s_j(t_k)\cdot\dot{f}^2. \qquad (2.38)$$

Наприклад, при $s_j(t_1)$ ~100 мкс/МГц, $f_\tau \sim 100$ *кГц/с* отримуємо, що $F_\tau \sim 1$ Гц/с і за час, що дорівнює 1 с, відхилення частоти становитиме 1 Гц. Будь-яке збільшення нахилу призведе до пропорційного збільшення частотного відхилення.

Таким чином, фаза сигналу різницевої частоти на k-му елементі має вигляд:

$$\varphi_j(t) = \varphi_j(t_k) + 2\pi F_j(t_k)(t - t_k) + 0{,}5 \cdot s_j(t_k) \cdot \dot{f}^2 \cdot (t - t_k)^2 . \qquad (2.39)$$

Можна показати [15], що при вікні згладжування Гауса, яке використовується для сигнального елемента, втрати сигнал/шум через дисперсію середовища поширення становитимуть:

$$q(\Delta f, \Delta f_{Kj}) = 10 \lg \{1 + (\Delta f / \Delta f_{Kj})^4\}^{-2} . \qquad (2.40)$$

На рис. 2.5 показані залежності коефіцієнта втрат від коефіцієнта іоносферної дисперсії. Випадок (1) відноситься до елемента різницевого-сигналу зі згладженим вікном Гауса, а (2) відноситься до незгладженого сигнального елемента.

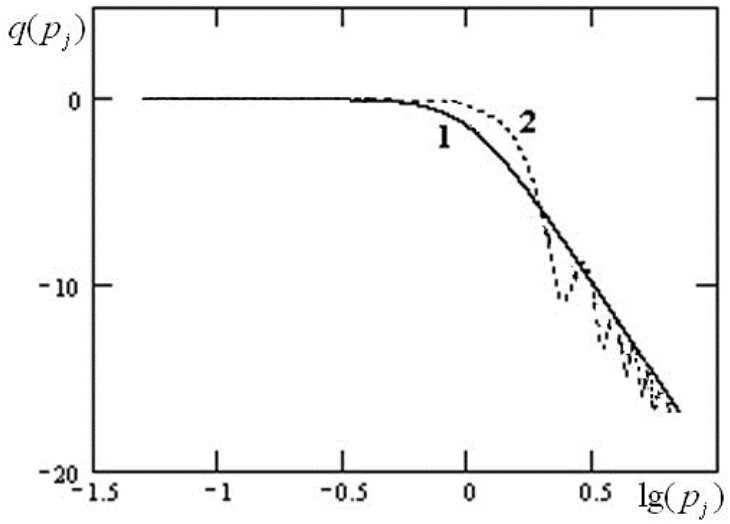


Рисунок 2.5 – Залежність втрат енергії сигналу від коефіцієнта дисперсії

Видно, що до тих пір, поки смуга пропускання сигналу не перевищує смугу когерентності середовища поширення, втрати на дисперсію незначні. Вони перевищують значення -10 дБ, коли смуга пропускання сигналу втричі

перевищує смугу когерентності. За граничні втрати можна прийняти значення 15 дБ, коли смуга пропускання сигналу в 5,5 разів перевищує смугу когерентності.

При постійній смузі пропускання сигналу коефіцієнт дисперсії змінюється в залежності від робочої частоти елемента за рахунок зміни нахилу іонограми. При цьому нахил іонограмми зростає, а смуга когерентності зменшується з наближенням робочої частоти до критичної частоти шару, в околицях якого для моделі шару може бути використано параболічне наближення. Отже, для оцінки коефіцієнта втрат при КЗП розглянемо випадок параболічної моделі іоносферного шару, коли частоту плазми можна представити у вигляді:

$$f_N^2 = f_c^2\left[\frac{2(h-h_0)}{y_m} - \frac{(h-h_0)^2}{y_m^2}\right]. \qquad (2.41)$$

Для нього залежність ефективної висоти над рівнем моря від частоти (іонограма ВЗ) виглядає наступним чином:

$$h' = h_0 + 0{,}5 y_m \frac{f}{f_c}\ln\frac{f_c+f}{f_c-f}. \qquad (2.42)$$

Помноживши його на коефіцієнт в $2/c$, а потім диференціювавши отриману функцію по частоті, отримаємо вираз для нахилу іонограмми:

$$s(f) = \frac{y_m}{cf_c}\left[\ln\frac{f_c+f}{f_c-f} + \frac{2f_c f}{f_c^2-f^2}\right]. \qquad (2.43)$$

В околицях критичної частоти шару, коли

$$f_c - f = \delta f << f_c, \qquad (2.44)$$

Нахил виглядає так:

$$s(f) = \frac{y_m}{c \cdot \delta f}. \qquad (2.45)$$

Припускаючи, що нахил не повинен перевищувати критичного значення $s(f) \le 2s_{krj}$, отримаємо формулу граничного значення для смуги сигналу:

$$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{2}{(B_a)^2} \ge \frac{y_m}{c \cdot \delta f} \qquad B_a \le \frac{2\sqrt{2c \cdot \delta f}}{\sqrt{\pi y_m}} \le 1{,}5\sqrt{\frac{c \cdot \delta f}{y_m}}. \qquad (2.45)$$

Прийнявши $y_m \sim 100$ км для шару F, отримаємо оцінку $B_a \le 10^2$ (Гц). Ми бачимо, що межа смуги пропускання сигналу не повинна перевищувати 30 кГц при відбудові робочої частоти від критичної частоти на 160 кГц, а втрати досягнуть граничного значення ~15 дБ при налаштуванні на 5,5 кГц, тобто при $\delta f \sim 20$ кГц.

Так, гранична смуга пропускання елемента сигналу не повинна перевищувати ~ 30 кГц. Величина цієї смуги в іоносферному зонуванні визначає роздільну здатність в термінах висоти відбиття, а в зондуванні радіоканалу - точність оцінки затримки розсіювання. Для ілюстрації на рис. 2.6 показані спектри стиснених сигналів з різною смугою частот.

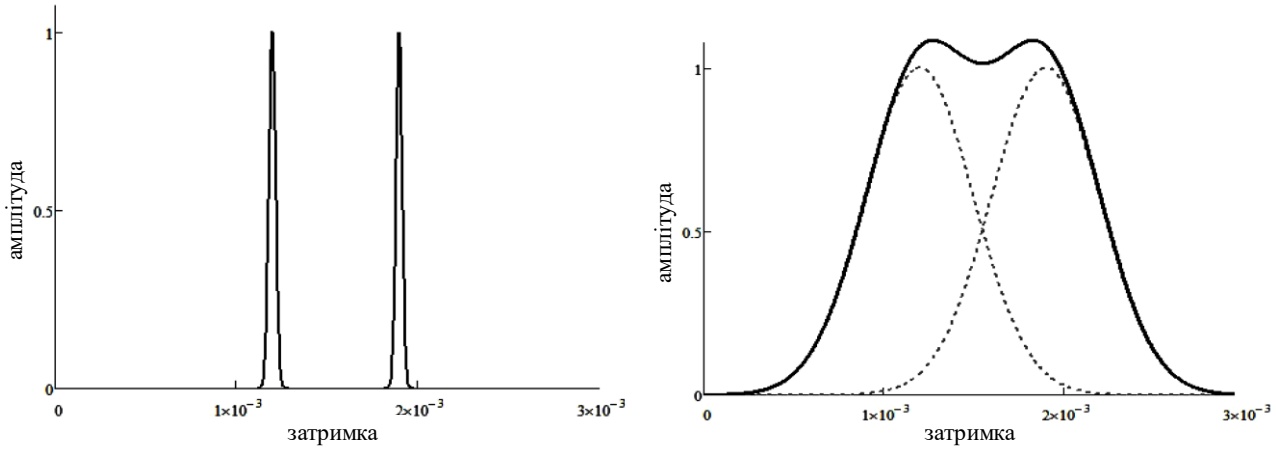


Рисунок 2.6 – Імпульсні характеристики широкосмугових і вузькосмугових іоносферних радіоканалів

У першому випадку вона набагато вище, ніж у другому. У пункт прийому надходять дві моди, що відрізняються затримками. У першому випадку різницю затримок (розсіювання затримки) можна виміряти досить точно. У другому випадку точність набагато гірше. При подальшому зниженні частотної смуги сумарна крива перестає бути двогорбою кривою і оцінити число мод стає важко. Оцінки показують, що для КВП іоносфери смуга елемента сигналу повинна задовольняти умові: $30>B>6$ [кГц].

Час аналізу різницевої частоти сигналу (тривалість елемента) визначається смугою елементів сигналу і швидкістю зміни частоти: $T_a = \dfrac{B}{\dot{f}}$.

Це означає, що при КВП іоносфери неперервним сигналом ЛЧМ для отримання іонограм необхідно підбирати сигнальні елементи з різницевою частотою з тривалістю, близькою до нижньої межі числового інтервалу:

$$\frac{30}{\dot{f}} > T_a > \frac{6}{\dot{f}}, \qquad (2.45)$$

де $\dot{f}$ – має розмірність [кГц/с].

Оскільки вище було показано, що період послідовності перемикання менше або дорівнює часу аналізу, то отримаємо наступну оцінку для періоду М-послідовності: $T_S \le T_a = \frac{B}{\dot{f}}$

При B = 30 кГц, f = 50 кГц/с, при Ta = 0,6с.

Необхідна швидкість f зміни робочої частоти для ЛЧМ може бути визначена на основі наступних міркувань. Нагадаємо, що базу елемента сигналу ЛЧМ можна визначити за формулою $D = BT_a = B^2 / f$.

Видно, що в заданій смузі частот B вона обернено пропорційна швидкості зміни частоти. Тому для збільшення виграшу у співвідношенні сигнал/шум бажано його зменшити. З іншого боку, необхідно витратити час на зондування багатовимірного каналу: Tz = (МЧП - НЧП)/ f . При КЗР вважається, що МПЧ<20 МГц, а НПЧ>2 МГц. Отже, T_z ~ 18000 кГц/f [кГц/с] Очевидно, що під час зондування параметри радіоканалу (іоносфери) повинні бути практично незмінними. Численні експерименти показали, що час незмінності параметрів іоносферного радіоканалу для збурених умов перевищує 5 хвилин, тому швидкість зміни частоти не повинна перевищувати 60 кГц/с.

Пропускна здатність кінцевого фільтра буде визначатися дальністю досліджуваних висот. Оскільки він вибирається з h_1 = 90 км до h_2 = 1000 км, то при швидкості зміни частоти f = 50 кГц/с отримуємо приблизну оцінку: $\Delta F = \frac{2\dot{f}}{c}(h_2 - h_1) = \dot{f}(\tau_2 - \tau_1)$.

Вікно аналізу визначається числом проаналізованих при прийомі мод поширення. Вважається, що при КЗП переважають 3 режими стрибка. При заданих значеннях значень, що входять у формулу, отримуємо, що смуга частот, зайнята стисненим сигналом, становитиме ΔF = 335 Гц.

Дійсно, ширина спектра сигналу різницевої частоти, перетворена в затримки, має масштаб $1/B_a$. Тому дві таких функції мають вигляд двогорбої кривої при перетині на рівні 0,65, коли відстань між максимумами також становить ~ $1/B_a$.

2.4.Дослідження завадостійкості однопозиційної системи частотного забезпечення декаметрового зв'язку

Однією з важливих завдань при проектуванні системи підтримки частоти є визначення величини рівня зондуючого сигналу на вході приймача і відношення рівня цього сигналу до рівня шуму, що також надходить на вхід приймача. При вертикальному іоносферному зондуванні потужність сигналу на вході визначається вихідною потужністю передавача P_T, а також втрати при проходженні сигналу через атмосферу. Крім того, при проходженні через іоносферу зондуючий сигнал поділяється на дві хвилі: звичайну і незвичайну, що призводить до додаткових втрат потужності. Потужність для цих хвиль ділиться навпіл, тому додаткові втрати становлять ще 3 дБ.

Для вирішення проблеми завадостійкості була використана програма ICEPAC, що входить до складу програмного комплексу ITS HF Propagation. Вона дозволяє розрахувати на основі закладеної в неї іоносферної моделі кути приходу сигналу, рівень сигналу і рівень напруженості поля в точці прийому, визначити відображає шар, затримку передачі сигналу, ефективну висоту відбиття, втрати сигналу при проходженні через іоносферу, МПЧ, МНЧ і ОРЧ, співвідношення сигал/шум для обраного місця розташування приймача, структуру іоносферних шарів. Розрахунок ґрунтується на даних про розташування точок прийому і передачі, пори року, сонячної активності, шляху проходження, параметрах антен і передавача, а також параметрах системи.

Розрахункові дані в ICEPAC представлені як графічно, так і у вигляді текстових файлів.

На основі вбудованої моделі програма розраховує втрати, що виникають при проходженні сигналу по іоносферному каналу. Виходячи із заданої потужності передавача та розташування передавача та приймача, програма обчислює рівень сигналу на вході приймача. Графіки представляються по частоті, в залежності від часу доби для обраного місяця, у вигляді кривих однакового рівня або у вигляді набору кривих на різних частотах. Приклад

графіка співвідношення сигнал/шум від частоти та часу доби наведено на рис. 2.7.

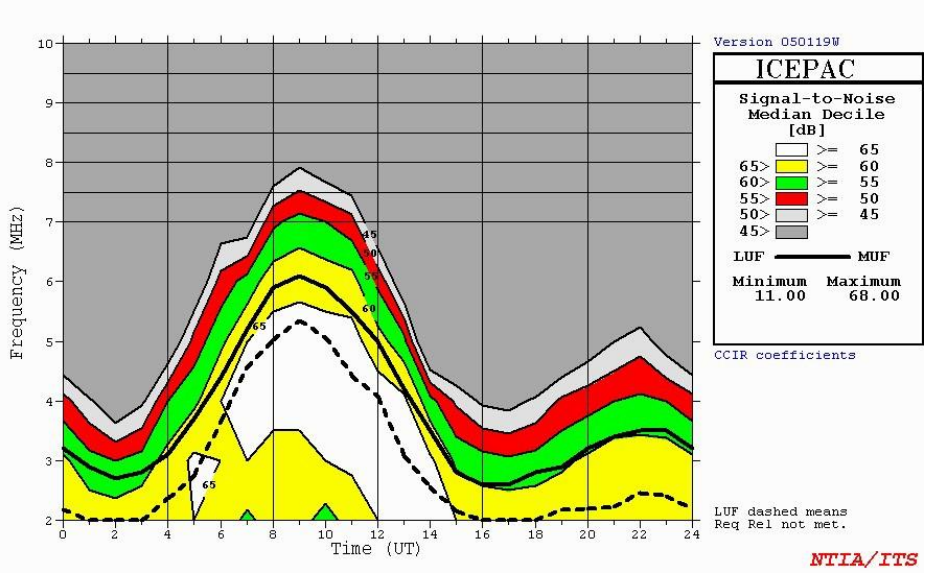


Рисунок 2.7 – Залежність відношення сигнал/шум від частоти і часу доби при вертикальному іоносферному зондуванні

У розрахунках ICEPAC використовуються рекомендації CCIR (зі звіту CCIR 258) для рівня штучного шуму на вході приймача в дБВт на 1 Гц на частоті 3 МГц.

Розподіл здійснюється за рівнем штучного шуму наступним чином:

1 = 140,4 – промислова зона;

2 = 144,7 – житлова місцевість;

3 = 150,0 – сільська мсісцевість;

4 = 163,6 – віддалений район.

За замовчуванням ICEPAC приймає рівень штучного шуму -145 дБВт/Гц. У найгіршому випадку розташування приймача в промисловій зоні співвідношення сигнал/шум на 5 дБ нижче, ніж при розрахунку співвідношення сигнал/шум у віддаленій місцевості.

Вхідними даними для розрахунку були: точка прийому і передачі; місяць і рік обчислення; Кількість сонячних плям (SSN): для максимальної сонячної активності SSN=120, для мінімальної сонячної активності SSN=20. Потужність

передавача становить 10 Вт, з горизонтальним диполем в якості антен. Також інтерес представляє поведінка співвідношення сигнал/шум від сезонів.

Отримано, що мінімальне значення відношення сигнал/шум при мінімальній сонячній активності становить 40 дБ для літа і 45 дБ для зими, а для максимальної сонячної активності – 39 дБ для літа і 40 дБ для зими.

ICEPAC обчислює відношення сигнал/шум для неперервного сигналу відповідно до виразу

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{n_0 \cdot \Delta f}, \tag{2.48}$$

де S – значення потужності сигналу, відбитого від іоносфери на вході приймача, n_0, дБВт/Гц – спектральна щільність шуму в смузі 1 Гц, визначена відповідно до встановленого місця прийому (промислова або сільська місцевість), Δf =1 Гц.

У досліджуваній системі використовується сигнал, маніпульований М-послідовністю з шпаруватістю 1/2. Це означає, що з усього періоду передачі сигнал випромінюється лише в половині випадків. Для перерахунку відношення сигнал/шум, що надійшов на вихід системи, скористаємося виразом:

$$\frac{S}{N}_{расч} = \frac{2E}{n_0}, \tag{2.49}$$

де $E = U^2 \mathrm{T}$ – енергія прийнятого сигналу, n_0 – спектральна щільність шуму, U – амплітуда сигналу, $T \approx T_a/4$ – інтервал часу, в якому приймається сигнал з урахуванням функції прийому $g(t - \tau_g)\cdot[1 - g(t)]$, Ta = 0,41 с – період аналізу стисненого сигналу.

Відношення сигнал/шум на вході системи з урахуванням прийому тільки звичайної складової (втрати близько 3 дБ) визначається як [13]:

$$\frac{S}{N}=10\lg\left(\frac{2U_0^2T_a\Delta f}{4n_0\Delta f}\right)-3=\frac{S}{N_{расч}}+10\lg\left(\frac{T_a\Delta f}{2}\right)-3=\frac{S}{N_{расч}}-9.88. \qquad (2.50)$$

Отримане співвідношення сигнал/шум на вході приймача представлено у вигляді графіків на рис. 2.8-2.11.

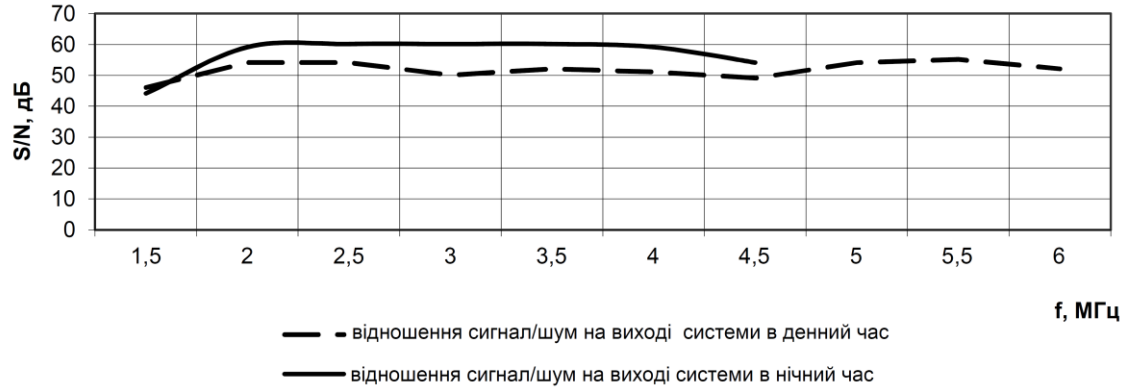


Рисунок 2.8 – Залежність відношення сигнал/шум від частоти для літнього періоду та мінімальної сонячної активності (SSN=20)

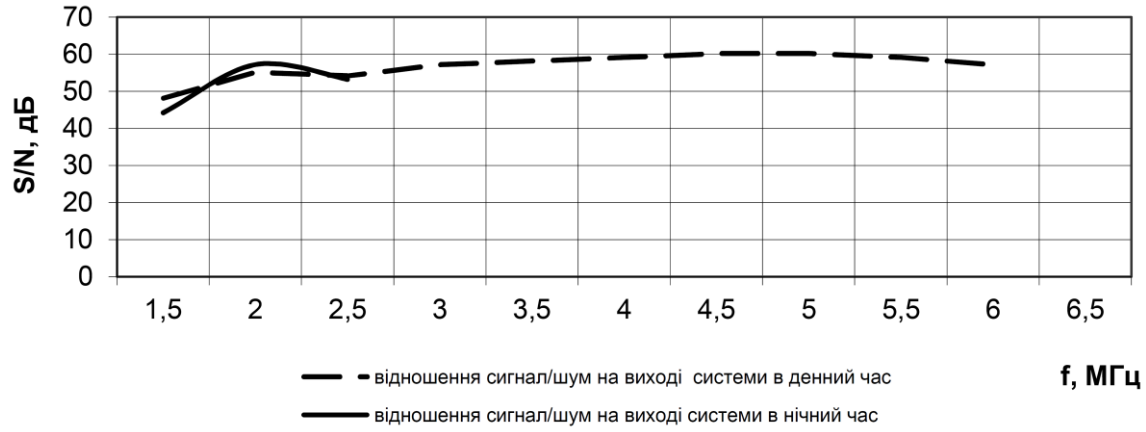


Рисунок 2.9 – Залежність відношення сигнал-шум від частоти для зими та мінімальної сонячної активності (SSN=20)

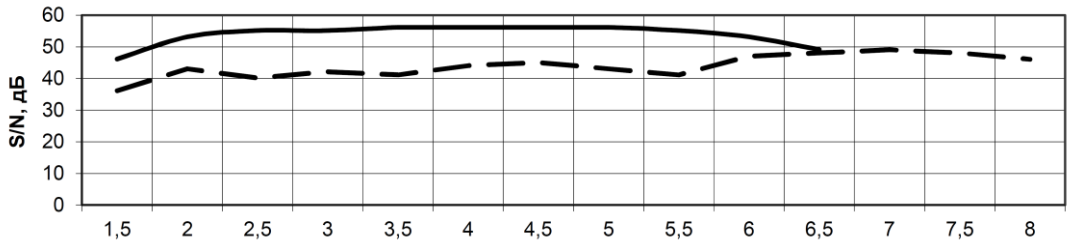


Рисунок 2.10 – Залежність співвідношення сигнал-шум від частоти для літнього періоду та максимальної сонячної активності (SSN=120)

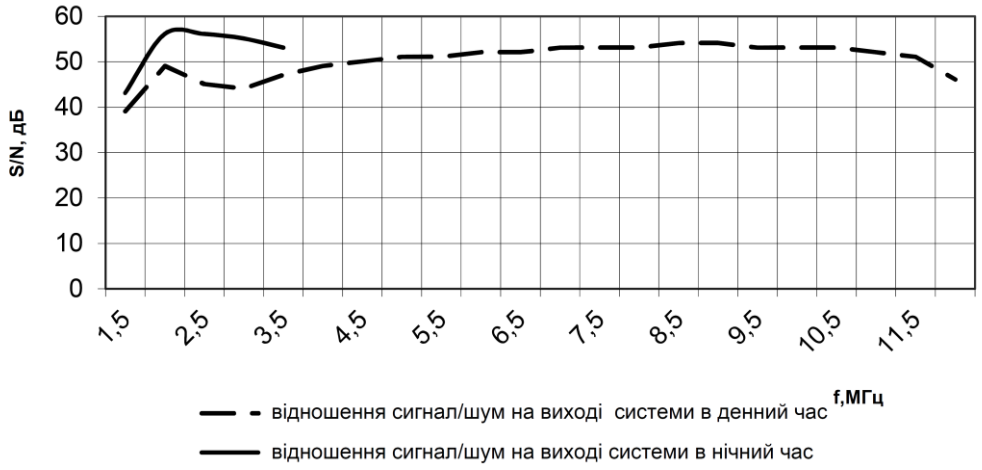


Рисунок 2.11 – Залежність відношення сигнал/шум від частоти для зимового періоду та максимальної сонячної активності (SSN=120)

З отриманих графіків видно, що мінімальне значення відношення сигнал/шум при вертикальному зондуванні іоносфери в житловій зоні для різних сезонів року та різної сонячної активності на виході системи становить minS/N= 35дБ, при знаходженні передавача у промисловій зоні мінімальне співвідношення сигнал/шум зменшується до minS/N= 35дБ.

2.5. Висновки

1. Запропоновано вирішення поставленої задачі використання сигналів з довготривалою лінійно-частотною модуляцією під час роботи передавача та приймача на одній антені.

2. Запропоновано методику оцінки енергетичної ефективності різних функцій перемикання.

3. Встановлено, що використання періодичних кодових послідовностей з робочим циклом, близьким до 50%, в якості функції перемикання дає найменші втрати енергії за рахунок розділення часу передачі і прийому.

4. Проведено аналіз можливості використання періодичних

псевдовипадкових кодів як функції перемикання.

5. Встановлено фактори, що впливають на параметри сигналу при використанні функції періодичного перемикання.

6. Сформульовано задачі, що потребують подальших досліджень для визначення кінцевих параметрів сигналу, пов'язаних із проблемами, викликаними періодичністю сигналу.

7. За допомогою обчислювальних експериментів було визначено теоретичні співвідношення S/N для різних умов. Встановлено, що потужність випромінюваного сигналу, що дорівнює 10 Вт, при використанні сигналу ЛЧМ в однопозиційному режимі забезпечує співвідношення S/N не гірше 30 дБ.

Таким чином, в результаті проведених і описаних вище досліджень була створена теоретична база для розробки нового пристрою частотного забезпечення декаметрових систем зв'язку малого радіусу дії, що забезпечує однопозиційний режим роботи з використанням широкосмугового сигналу максимальної енергетичної ємності.

3. ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНО-ЧАСОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ ТА РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ РОБОТИ СИСТЕМИ ПІДТРИМКИ ЧАСТОТИ З ВИКОРИСТАННЯМ ПРОГРАМНО-ВИЗНАЧЕНОГО РАДІО

3.1.Дослідження частотних характеристик випромінюваного сигналу

Робота передавального пристрою негативно впливає на електромагнітне середовище, створюючи завади для інших радіоабонентів. Цей внесок визначається потужністю передавача, пропускною здатністю та тривалістю випромінюваного сигналу.

Розглянемо спектральні характеристики випромінюваного сигналу. При амплітудній маніпуляції з ЛЧМ сигналом, що передається, його спектр згортається разом зі спектром послідовності перемикання. Так як функція перемикання являє собою псевдовипадкову послідовність імпульсів з прямокутними фронтами, то відбувається розширення спектра сигналу, що збільшує завади в радіоефірі.

З теорії відомо, що ширина спектра імпульсного сигналу нескінченна, але найбільш значна його частина – центральна пелюстка – міститься в діапазоні частот від – $2\pi/T$ до $2\pi/T$ (T - ширина імпульсу) (рисунок 3.1). Отже, зі зменшенням тривалості сигналу T ширина його спектра $\Delta\omega = 4\pi/T$ збільшується.

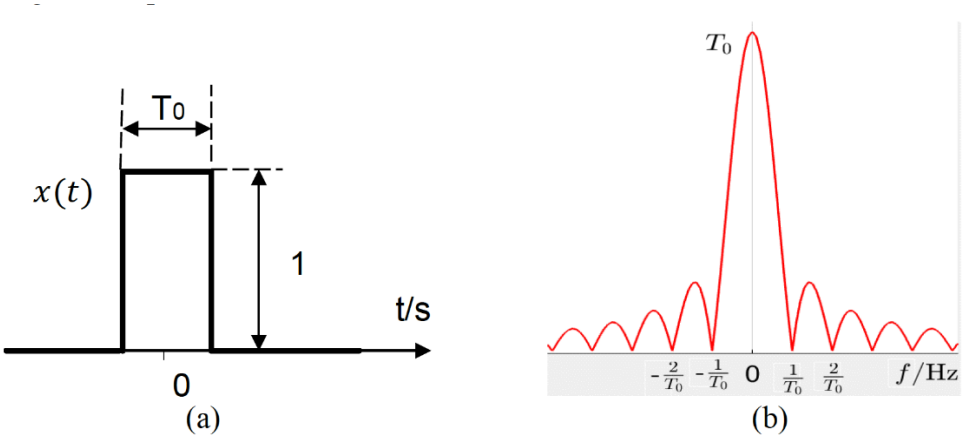


Рисунок 3.1 – Імпульсний сигнал а) і його спектр б)

Функція перемикання $g\,(t)$ складається з імпульсів різної тривалості, але максимальний внесок в спектр, що визначає рівень «позасмугового» випромінювання, буде внесений імпульсами мінімальної тривалості (для М-послідовності вони дорівнюють t_b). Для пом'якшення цього ефекту використовуються часові вікна згладжування. Це значно знижує рівень бічних пелюсток в спектрі, але відбувається розширення головної пелюстки спектру в порівнянні з прямокутним вікном. Зазвичай вікна накладаються на всю тривалість імпульсу. У нашому випадку доцільніше накладати вікна на фронти фіксованої тривалості, що дорівнює $t_b/2$. Це спрощує алгоритм розрахунку модулюючої функції, а також зменшує втрати енергії сигналу. В результаті функції передачі $g\,(t)$ і прийому $1 - g(t)$ перетворюються у відповідні $gT\,(t)$ і $gR(t)$ (рис. 3.2)

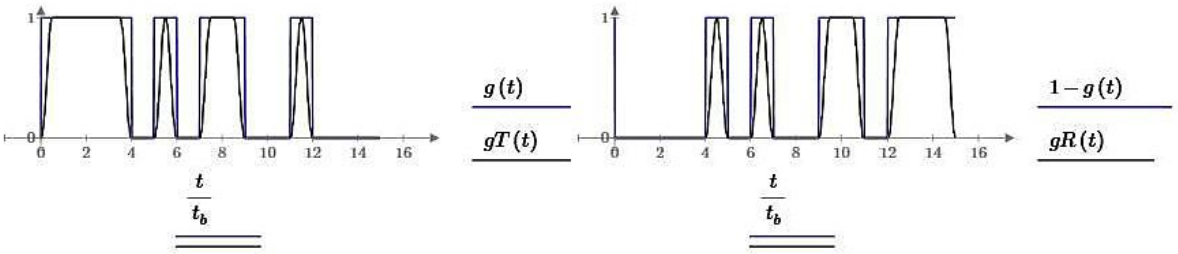


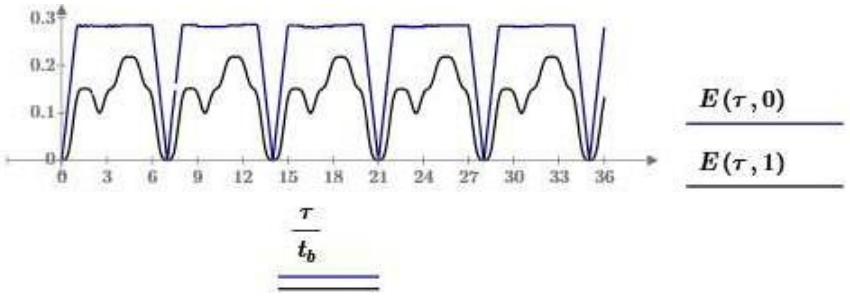
Рисунок 3.2 – Функції передавання та приймання без вікон (синій) і з вікнами (чорний)

Відповідно, функція CAPS буде такою:

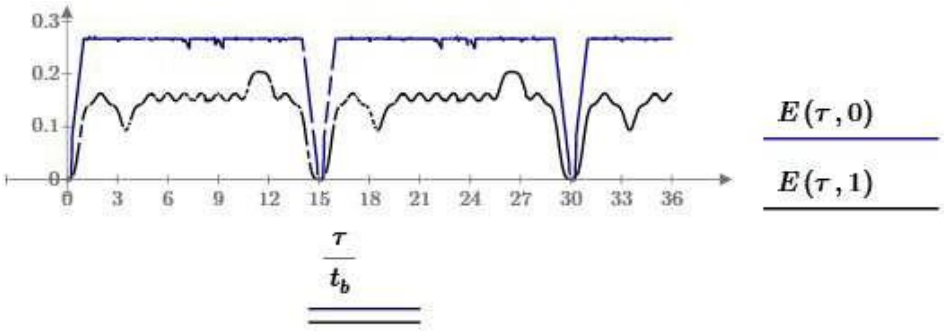
$$E(\tau_g) = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} gT\,(\hat{t} - \tau_g) \cdot gR\,(\hat{t})]d\hat{t}\,. \qquad (3.1)$$

Функція SAPS (рис. 3.3) показує, що крім втрат енергії для функції перемикання існує нерівномірна амплітуда із затримкою. Графік SAPS для М-послідовності різної довжини показує, що з'являється один висхідний і один низхідний сплеск, інша функція залишається горизонтальною, але схильна до

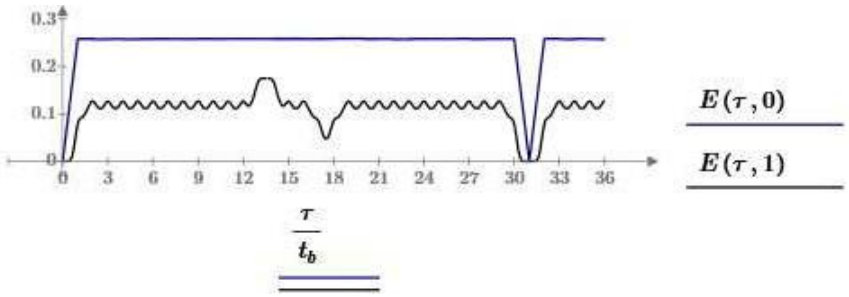
великих коливань з амплітудою ~0,5 дБ. Якщо ця різниця не суттєва для системи, можна підібрати робочий діапазон так, щоб він розташовувався в даній зоні.



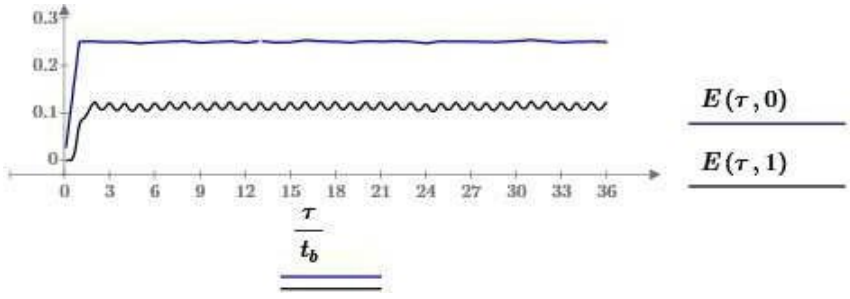
a)



b)



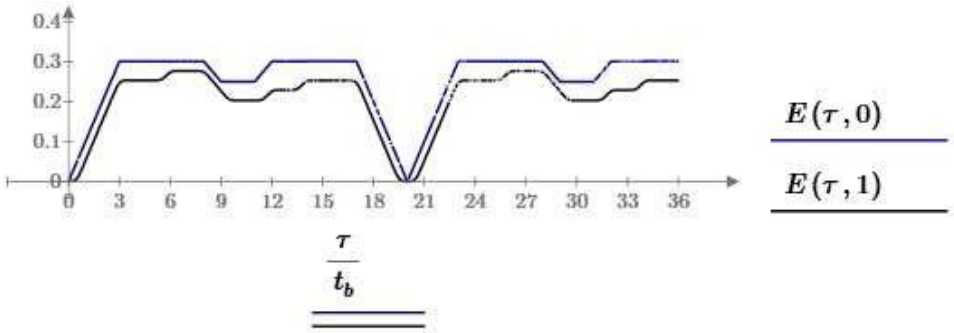
c)



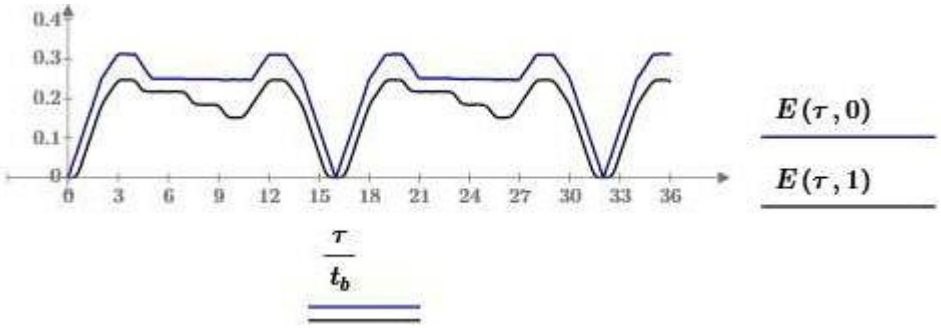
d)

Рисунок 3.3 – Графіки функції CAPS для М-послідовності довжини: a) N_b = 7, b) N_b = 15, c) N_b = 31, d) N_b = 2047 без використання вікон згладжування (синій) і з використанням вікна Хаммінга (чорний)

Втрати енергії залежать від початкової функції передачі $g(t)$ і використовувані функції вікна. На рис. 3.4 видно, що на послідовності Salous і Barry [32] менше впливають вікна.



a)



b)

Рисунок 3.4 – Графіки функції SAPS для послідовностей: а) Salous 20 біт і б) Barry 16 біт без використання вікон згладжування (синій) і з використанням вікна Хеммінга (чорний)

Для оцінки середніх втрат енергії w в дБ протягом періоду послідовності T_S скористаємось w:

$$w = 20\log\sum_{\tau} E(\tau) - 20\log\sum_{\tau} E_W(\tau), \tag{3.2}$$

де $E(\tau)$ функція SAPS без використання вікон, функція $E_W(\tau)$ з вікнами SAPS.

Результати обчислень w для різних послідовностей і функцій вікна представлені в таблиці 3.1

Таблиця 3.1 – Коефіцієнти усереднених втрат *w* для різних послідовностей і функцій вікна

Функція вікна	*Bm*, дБ				
	Посл. Salous	Посл. Barry	М-посл. 7 біт	М-посл. 15 біт	М-посл. 32 біт.
Хеммінг	1,8	2,4	5.6	5	4,8
Хеннінг	1,9	2,6	6.2	5,5	5,3
Бартлетт	1,9	2,6	6.2	5,5	5,3
Блекман	2,3	3	7.4	6,5	6,3
Наттал	2,5	3,3	8.3	7,3	7

З наведених вище даних видно, що втрати енергії при використанні функції вікна Хеммінга будуть меншими. Послідовність перемикання Salous зазнає більш ніж у 2 рази менших втрат у порівнянні з М-послідовністю. Однак слід враховувати, що в такій послідовності мінімальна тривалість імпульсу становить 3 біта, що необхідно враховувати при виборі мінімальної висоти відображення.

Оцінимо вплив функції перемикання і її вагової обробки на рівень «позасмугового» випромінювання сигналу, що передається. Для цього розглянемо спектр елемента ЛЧМ сигналу з шириною смуги пропускання 6 кГц з тривалістю 131 мс (рис. 3.6).

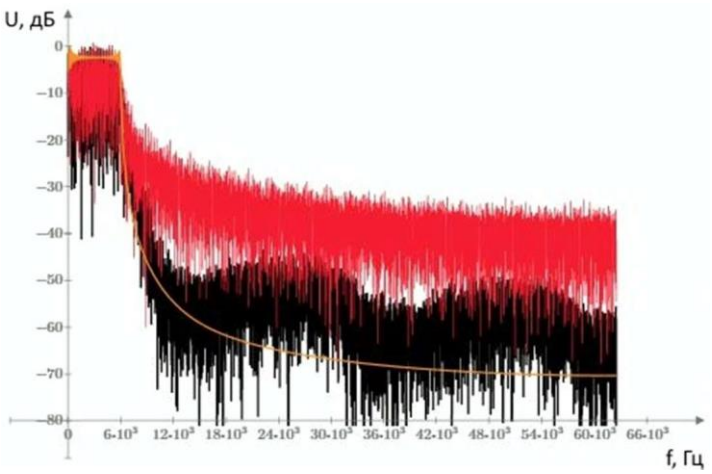


Рисунок 3.5 – Спектри "позасмугового" випромінювання сигналу, що передається за допомогою ЛЧМ: неперервний (помаранчевий), модульований М-послідовністю без вагової обробки (червоний) та з ваговою обробкою (чорний)

Форма радіоімпульсів після вагової обробки показана на рис. 3.6.

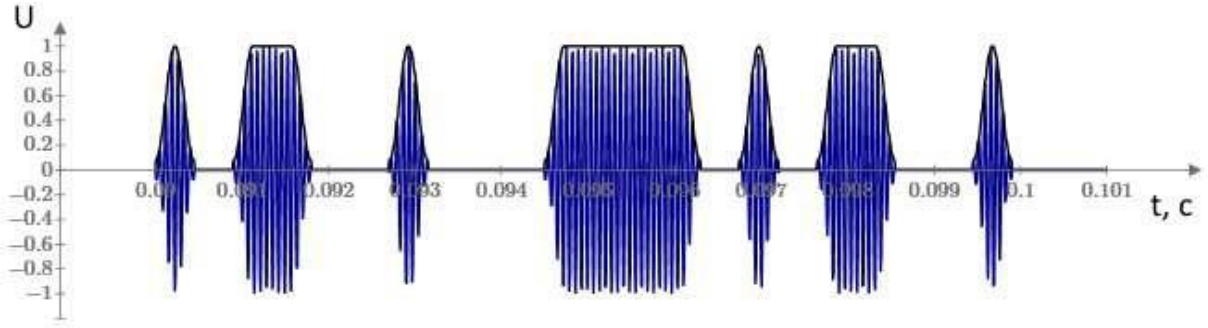


Рисунок 3.6 – Форма радіоімпульсів переданого ЛЧМ сигналу, що модулюється М-послідовністю з використанням згладжуючих вікон

Порівняння спектрів "позасмугового" випромінювання для різних вагових функцій представлено на рис. 3.7

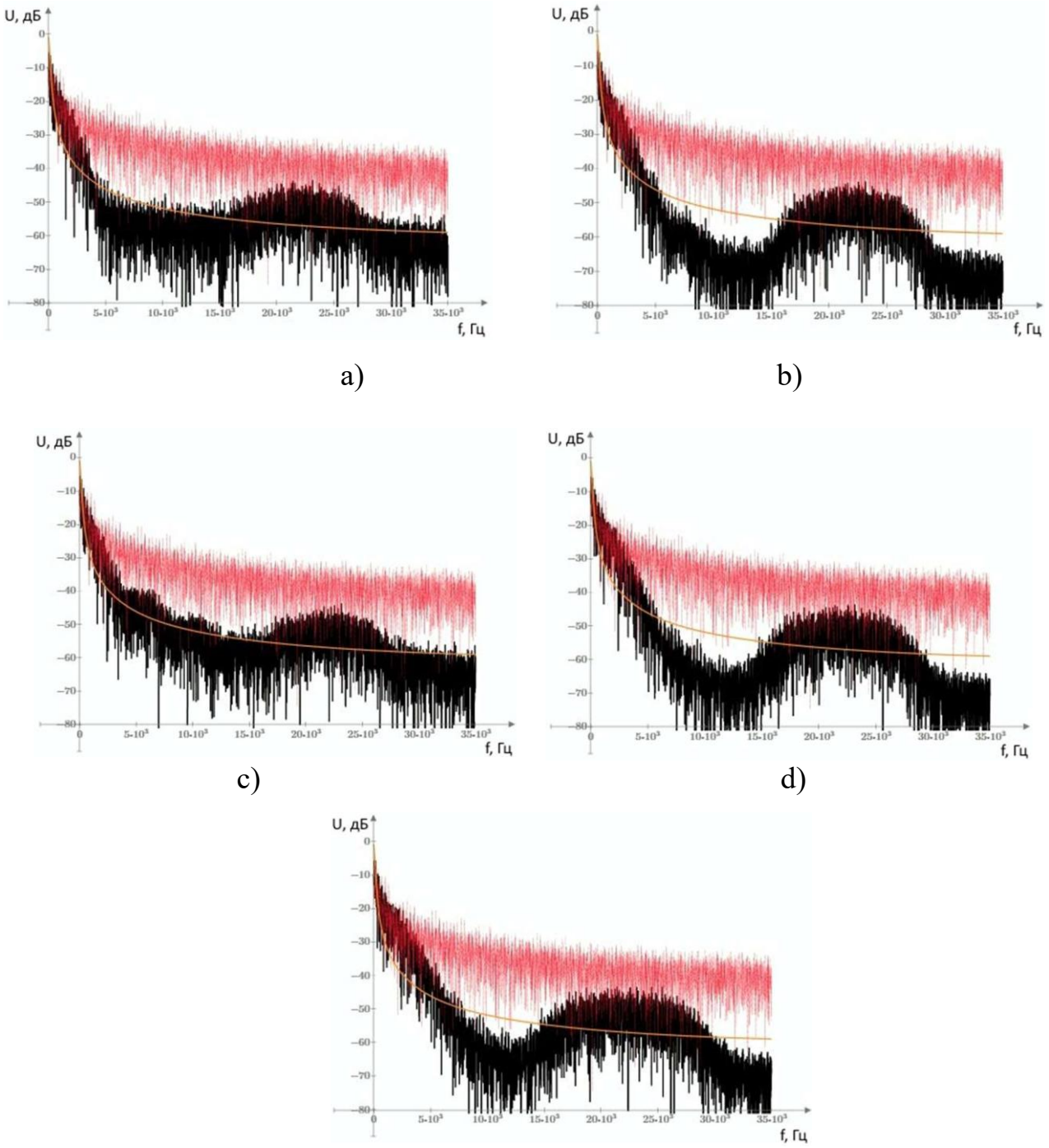


Рисунок 3.7 – Спектри "позасмугового" випромінювання переданого ЛЧМ сигналу: неперервний (помаранчевий), М-послідовність модульована без вагової обробки (червоний) і з ваговою обробкою (чорний), для різних вагових функцій: а) Хеммінга, б) Хеннінга, в) Барлетта, г) Блекмена, д) Наттала

Видно, що всі функції забезпечують загасання «позасмугового» випромінювання від -30 до -45 дБ при зміщенні 22 кГц. Значні відмінності

спостерігаються при налаштуванні 12 кГц, де найкращі результати (придушення від -25 до -60 дБ) показують функції Хеннінга і Блекмена. З огляду на, те що функція Хеннінга дещо поступається (див. табл. 3.1) функції Хеммінга за середніми втратами енергії, можна зробити висновок, що використання функції Хеннінга є кращим.

3.2.Дослідження частотно-часових характеристик стисненого сигналу та визначення параметрів зондуючого сигналу

Як показано в розділі 2.2, при ЛЧМ зондуванні стиснений сигнал піддається спектральному аналізу для визначення параметрів каналу. Для цього використовується швидке перетворення Фур'є (ШПФ).

Відбитий від певної висоти h' зондуючий сигналу в спектрі стисненого сигналу дасть частоту F, що пов'язано з висотою відображення h' через частоту перестройки:

$$h' = \frac{cF}{2\dot{f}} \tag{3.3}$$

Таким чином, при виборі параметрів панорамного зонда з ЛЧМ сигналом необхідно враховувати такі фактори:

швидкість перестройки частоти f і період аналізу T_a визначають смугу пропускання сигналу, що в свою чергу впливає на базу сигналу (а отже, і на енергію стисненого сигналу).

Смуга елемента визначає частотну роздільну здатність іоносферного каналу. Обернена величина визначає інструментальну роздільну здатність щодо часу групової затримки, що в свою чергу визначає інструментальну роздільну здатність щодо висоти

З пункту 2.3 видно, що межа смуги пропускання елемента сигналу визначає точність визначення критичної частоти і по можливості не повинна перевищувати 20-30 кГц.

Період аналізу цифрового сигналу визначається числом відліків ШПФ і частотою дискретизації стисненого сигналу. Зворотне значення визначає частотну роздільну здатність.

Задамо $f_\tau = 50$ кГц/с, $f_d = 40$ кГц. $N_F = 16384$ відліків. Тоді:

період аналізу: $T_a = 0{,}41$ с.

смуга пропускання елемента сигналу і роздільна здатність частоти іоносферного каналу $B_a = \delta f_a = 20{,}5$ кГц,

Інструментальна роздільна здатність щодо часу групової затримки $\delta_\tau \approx 58$мкс.

Інструментальна роздільна здатність по висоті $\delta h' = 8{,}7$ км.

Роздільна здатність частоти ШПФ $\delta F = 2{,}44$ Гц.

Далі розглянемо, які обмеження накладає використання функції перемикання на підбір параметрів зондового сигналу. У розділі 2.2 показано, що при використанні коротких послідовностей перемикання, коли період послідовності менше періоду спектрального аналізу $T_S << Ta$, виникає проблема неоднозначності у визначенні висоти відбиття.

У зв'язку з періодичністю послідовності перемикання в спектрі стисненого сигналу будуть знаходитися копії відбитого сигналу, розташовані на наступних частотах:

$$F + n\frac{1}{T_S},\ \text{де}\ n = 1,2...n. \qquad (3.4)$$

Частота 1-ї «помилкової» складової дорівнює сумі частоти відбитої складової сигнале і частот послідовності F_S. Цей ефект ілюструється рис. 3.8 і 3.9. На них представлені результати ШПФ стисненого елемента ЛЧМ сигналу відбитого на висоті $h' = 300$ км. При $f = 50$ кГц/с цій висоті відповідно до (3.3), відповідає частота 100 Гц. Параметри елемента: $f_d = 40$ кГц, $N = 16384$, вікно Хеннінга.

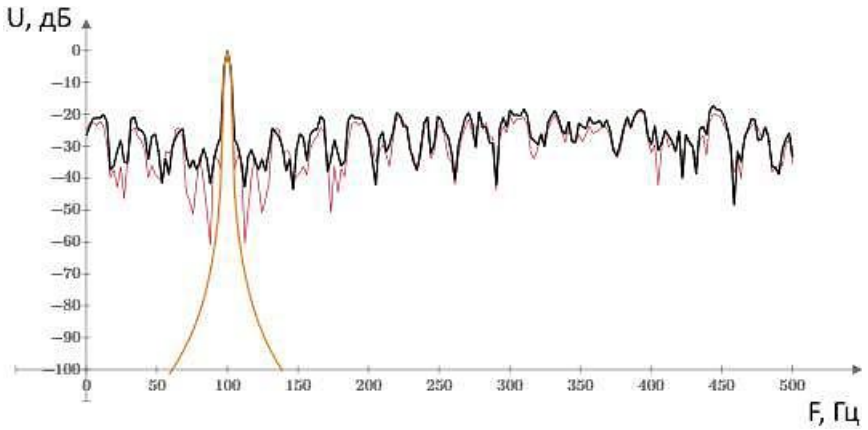


Рисунок 3.8 – Спектри стисненого сигналу: безперервний ЛЧМ (помаранчевий) і при використанні тривалої послідовності перемикання (T_a /T_S = 1) модульованого М-послідовністю без вагової обробки (червоний) та з обробкою (чорний) з N_S = 2047 і t_b = 0,2 мс

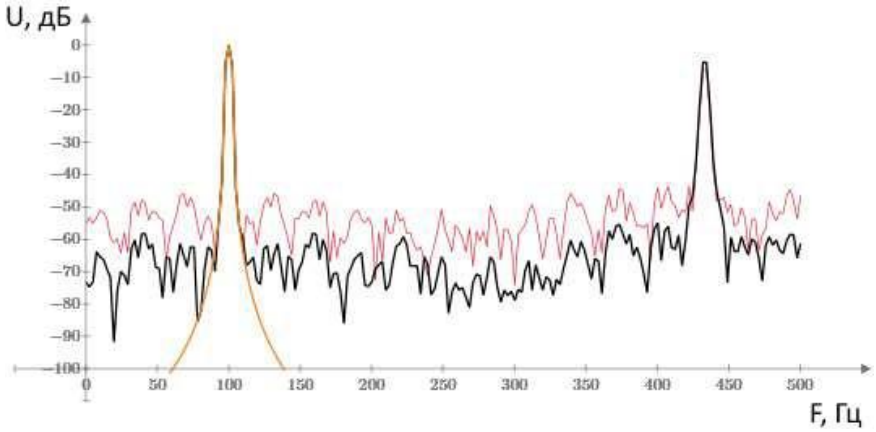


Рисунок 3.9 – Спектри стисненого сигналу: безперервний ЛЧМ (помаранчевий) і при використанні короткої послідовності перемикання (T_a /T_S = 136,5) модульованого М-послідовністю без вагової обробки (червоний) та з обробкою (чорний) з N_S = 15 і t_b = 0,2 мс

На спектрах видно, що в другому випадку, крім основного сигналу 100 Гц, присутній помилковий сигнал з частотою 433 Гц, що відповідає (3.4). Крім помилкових сигналів, послідовності перемикання породжують шум, що обмежує максимальне значення S/N. У першому випадку рівень шуму становить -20 дБ, а наявність або відсутність вагової обробки за алгоритмом, описаним у розділі 3.1,

не впливає на рівень шуму в стисненому сигналі. У другому випадку рівень шуму значно нижчий і становить -46 дБ для сигналу без вагової обробки і -56 дБ для сигналу з ваговою обробкою.

Таким чином, використання коротких послідовностей дає значний виграш в S/N, створюючи при цьому проблеми сліпих зон і неоднозначності.

Щоб уникнути двозначності у визначенні висоти відбиття або затримки прийнятого сигналу, необхідно підбирати параметри зондуючого сигналу таким чином, щоб виключити виникнення помилкових частот в діапазоні аж до максимальної частоти відбитого сигналу max F .

Для цього потрібно, щоб 1-ша частота періодичної послідовності F_S була більшою, ніж максимальна частота стисненого сигналу max $F < F_S$

$$\max F < F_S \tag{3.5}$$

Отримаємо вираз, що обмежує період послідовності T_S

$$T_S < \frac{c}{2\dot{f}\max h'}. \tag{3.6}$$

З іншого боку, для виключення сліпих висот і періодів підвищення і спаду функції SAPS необхідно враховувати (2.10), з чого випливає:

$$\max \tau < t_b(N_b - m_b) \tag{3.7}$$

$$\min \tau > t_b m_b \tag{3.8}$$

Зведемо нерівності (3.6-3.8) до визначення t_b

$$\begin{cases} t_b > \dfrac{2\max h'}{c(N_b - m_b)} \\ t_b < \dfrac{2\min h'}{m_b c} \\ t_b < \dfrac{c}{2N_b \dot{f} \max h'} \end{cases} \qquad (3.9)$$

Таким чином, для застосування коротких послідовностей необхідно забезпечити дотримання нерівності (3.9).

Розглянемо можливі варіанти параметрів, що задовольняють цій нерівності. При пошуку рішення врахуємо, що для М-послідовності $m_b = 1$, а $N_b = 2^n - 1$, де $n = 1,2\ldots n$. При виборі t_b ми будемо прагнути до максимально можливого max$h$'.

На рис. 3.10 синій графік показує межу сліпих зон як функцію висоти, чорний графік показує обмеження для неоднозначності при $f = 50$ кГц/с і $N_b = 15$, а червона лінія показує межу для min h'. Допустимі значення t_b лежать в області, обмеженій синім графіком нижче і чорним і червоним графіками вгорі. Отже, для максимально можливого t_b і max h' Розв'язок буде знаходитися поблизу точки перетину чорної та синьої діаграм. У цьому випадку max h' = 649 км, tb = 309 мкс. Діапазон робочих висот 46-649 км.

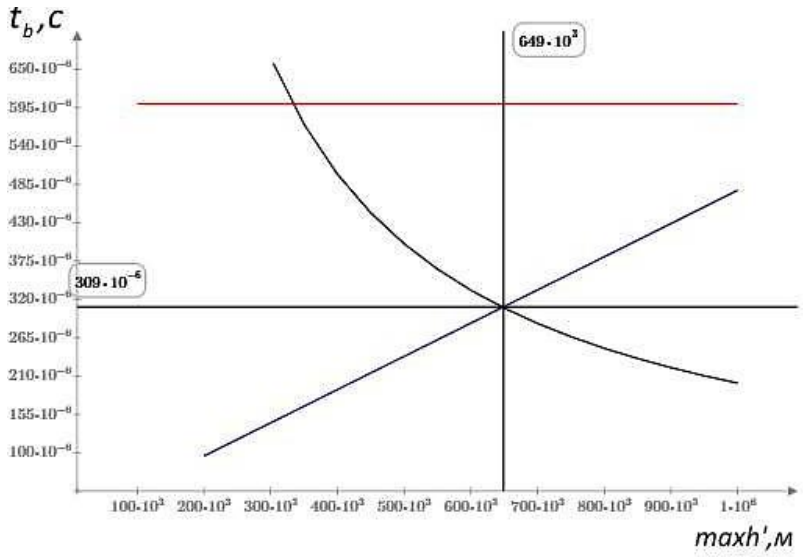


Рисунок 3.10 – Графічне рішення нерівності (3.9) для М-послідовності з $N_b = 15$, $f = 50$ *кГц/с, а* min h' = 90 км

Аналогічно обчислюємо параметри для t_b при найбільшому max h' для послідовностей Salous і Barry. Результати представлені в таблиці 3.2

Таблиця 3.2 – Параметри послідовності зондування іоносфери променевим сигналом з $f = 50$ кГц/с

Тип послідовності	N_b	t_b , мкс	Діапазон робочих висот, км
М-послідовність	15	309	46-649
Salous	20	200	90-510
Barry	16	300	90-630

Розрахунки показують, що неможливо досягти потрібної дальності робочих висот в 90-1000 км без зниження швидкості перестройки. А зниження швидкості перестройки небажано, так як це призведе до збільшення часу зондування. Діапазон робочих висот можна розширити за рахунок розширення діапазону однозначності. При цьому переведення сліпих висот в робочий діапазон неминуче. Однак завдяки кратності відбиття можна визначити сліпу зону між стрибками так, щоб вона найменше впливала на іонограму. Для цього необхідно, щоб були дотримані тільки 2-а і 3-а нерівності з системи 3.9. Тоді для М-послідовності з $N_b = 15$ і $T_b = 200$ мкс, робоча дальність становитиме 30-1000 км. При цьому буде 2 сліпі зони на 450 і 900 км при ширині 60 км.

Вибір параметрів сигналу залежить від кінцевого застосування проектованої системи. При виборі функції перемикання необхідно враховувати діапазон відстаней, енергію сигналу, шумність функції перемикання і форму функції SAPS.

Найпростіша функція комутації – прямокутні імпульси з 50% шпаруватістю – не дозволяє отримати відбитий сигнал в широкому діапазоні діапазонів. Так як ширина сліпих зон і їх періодичність визначаються tb , то при зведенні цього

параметра до певного мінімального значення, обмеженого можливостями обладнання, дана функція перемикання може бути використана для деяких завдань.

Використання М-послідовностей з різною кількістю бітів дозволяє узгодити період послідовності з періодом аналізу сигналу, тим самим усуваючи проблеми, пов'язані з неоднозначністю і сліпими висотами, і забезпечуючи постійний рівень функції APS в певному діапазоні діапазонів.

Для того щоб зменшити шум функції перемикання в стисненому сигналі, необхідно скоротити період послідовності перемикань. Однак в той же час існують додаткові обмеження по дальності і швидкості настройки сигналу ЛЧМ. Щоб збільшити максимальну висоту, потрібно зменшити швидкість настройки сигналу ЛЧМ. При цьому, щоб не втратити енергію стисненого сигналу, слід збільшити час аналізу.

Для зменшення шуму перемикання в сигналі зондування необхідно застосовувати вагову обробку. Однак це знижує енергію сигналу і призводить до спотворення функції SAPS. Втрати енергії при ваговій обробці менші при послідовностях перемикання Barry або Salous, ніж при М-послідовності. Спотворення функції APS можуть враховуватися при вимірюванні амплітуди сигналу для певної висоти відбиття. Також варто враховувати, що різні функції ваги по-різному впливають на зниження шуму та енергії сигналу.

3.3.Алгоритми синтезу випромінюваного сигналу і стиснення прийнятого зондуючого сигналу

Для синтезу випромінюваного сигналу використовується універсальна апаратна платформа, побудована на технології SDR. Він має квадратурний підвищувальний перетворювач (рис. 1.13), який формує сигнал на робочій частоті. Для отримання сигналу з лінійно-частотною модуляцією за допомогою такої схеми потрібно синтезувати складну огинаючу – квадратурний сигнал ЛЧМ, що складається із синфазної і квадратурної складових:

$$a_T(t) = a(t)e^{2\pi i\left(ft+\frac{\dot{f}t^2}{2}\right)} = \underbrace{a(t)\cos\left(2\pi i\left(ft+\frac{\dot{f}t^2}{2}\right)\right)}_{I(t)} + \underbrace{ja(t)\sin\left(2\pi i\left(ft+\frac{\dot{f}t^2}{2}\right)\right)}_{Q(t)} \qquad (3.10)$$

Синфазна компонента (I) описується функцією cos, а компонента квадратури (Q) — функцією sin. Якщо представити відлік дискретного сигналу у вигляді комплексного числа, то синфазна компонента буде його дійсною частиною, а квадратурна - його уявною частиною.

З формули (3.10) випливає, що в ЛЧМ сигналі частота змінюється за лінійним законом, а фаза - за параболічним законом (рис. 3.11). Сигнал синтезується в заданій смузі частот на нульовій частоті від $-f$ до f.

Загальна структурна схема передавача сигналу ЛЧМ для однопозиційної системи підтримки частоти показана на рис. 3.12.

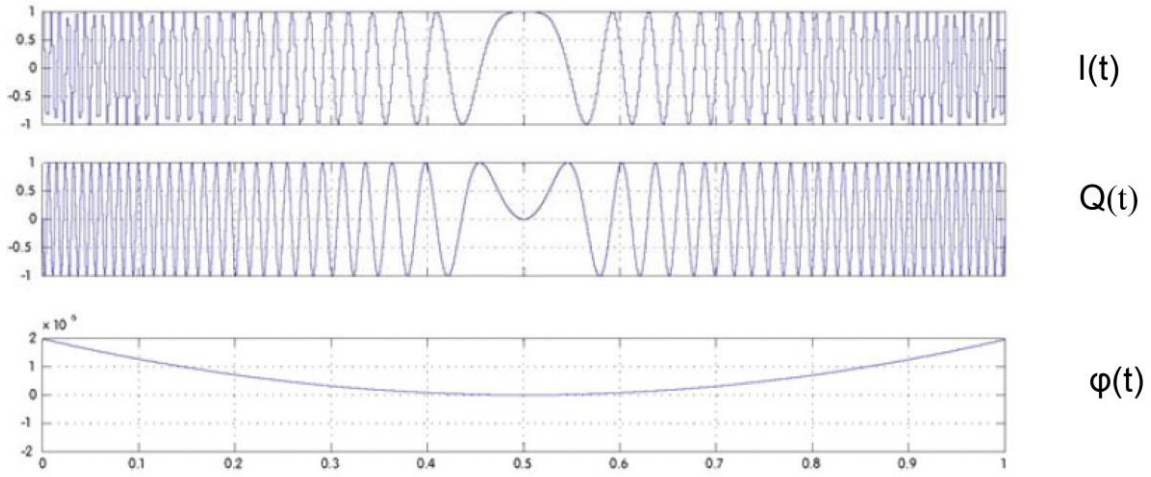


Рисунок 3.11 – Часові діаграми синфазної і квадратурної складових і фаз сигналу ЛЧМ

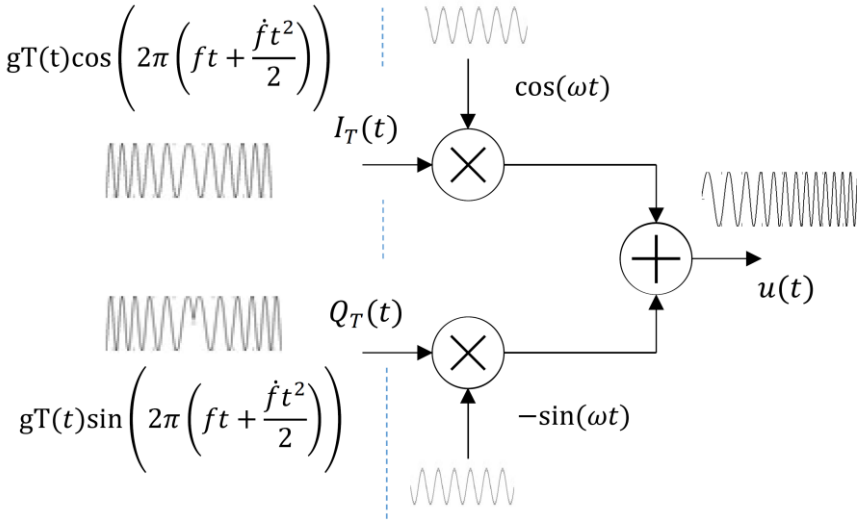


Рисунок 3.12 – Схема формування сигналу ЛЧМ на основі універсального квадратурного модулятора модуляцією комплексної огинаючої

Комплексну огинаючу в цифровому вигляді утворено програмою, що виконується на персональному комп'ютері.

$$u_{Ti} = I_{Ti} + jQ_{Ti}, \tag{3.12}$$

де $I_{T_i} = gT_i \cos\left(2\pi\left(f_S t_i + \frac{\dot{f}}{2}t_i^2\right)\right)$, $Q_{T_i} = gT_i \sin\left(2\pi\left(f_S t_i + \frac{\dot{f}}{2}t_i^2\right)\right)$, $\dot{f}$ – швидкість зміни частоти сигналу ЛЧМ,

Як правило, сеанси зондування проводяться з деяким інтервалом. Цей процес визначається графіком. Для цього потрібно встановити такі параметри: час початку t_{ch}, початкова частота f_{ch}, тривалість одного сеансу T_{dur} , період повторення сеансів T_R.

Для конфігурації передавача необхідно вказати несучу частоту f_{LO} і ширину цифрового сигналу, яка відповідає частоті дискретизації f_D.

В результаті програма синтезу сигналу працює за наступним алгоритмом:

1. Настройка передавача і визначення параметрів сигналу, що генерується, розрахунок часу запуску t_{ch}.

2. Коли приходить розрахунковий час, починається підрахунок заздалегідь визначеного числа показань (визначається по T_{dur}) комплексної огинаючої і відправка їх на передавальний пристрій.

3. Після відправки всіх відліків передача припиняється, розрахуйємо час наступного запуску t_{ch} і повернення до пункту 2.

4. Цикл повторюється до тих пір, поки програма не зупиниться.

Для прийому та обробки сигналу ми також використовуємо універсальну апаратну платформу, побудовану за технологією SDR (п. 1.4). Він має квадратурний понижуючий перетворювач (рис. 1.14), який передає сигнал з робочої частоти на нуль, утворюючи комплексну огинаючу. Розглянутий в пункті 2.2 алгоритм координованого прийому відбитого від іоносфери ЛЧМ сигналу, реалізований в комплексному вигляді на нульовій носійній після формування комплексної огинаючої прийнятого сигналу. Комплексний сигнал складного гетеродина синтезується аналогічно випромінюваному сигналу. Далі вона множиться на комплексну огинаючу на виході цифрового понижуючого перетворювача. В результаті виходить стиснений комплексний сигнал, параметри якого несуть інформацію про стан досліджуваного каналу. Для обмеження пропускної здатності прийманого сигналу використовується ФНЧ. Загальна структурна схема узгодженого приймача з ЛЧМ показана на рис. 3.13.

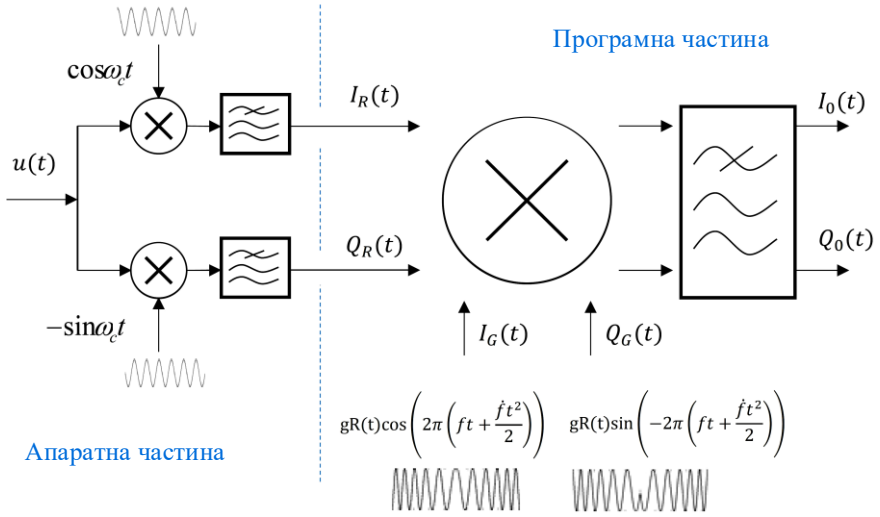


Рисунок 3.13 – Схема прийому і стиснення химерного сигналу в приймачі SDR

ФНЧ реалізується за допомогою методу ковзного середнього. Він полягає в циклічному усередненні відліків сигналів в межах суміжних інтервалів. При цьому кожна середня вибірка сигналу буде сумою d попередніх вибірок. Цей алгоритм також можна назвати децимацією з усередненням.

Тоді стиснений цифровий комплексний сигнал буде

$$u_{F\,j} = \sum_{i=1}^{d} u_{R\,i} \cdot u_{G\,i}\,, \tag{3.13}$$

де $u_{Ri} = I_{Ri} + jQ_{Ri}$ на виході квадратурного понижуючого перетворювача;

$u_{Gi} = I_{Gi} + jQ_{Gi}$ – комплексний ЛЧМ сигналу гетеродина;

d - коефіцієнт усереднення;

Тоді сигнал після стиснення:

$$u_{F\,j} = \sum_{i=1}^{d} (I_{R\,i} + iQ_{R\,i}) \cdot (I_{G\,i} + iQ_{G\,i}) = \sum_{i=1}^{d} (I_{R\,i}I_{G\,i} - Q_{R\,i}Q_{G\,i} + j(Q_{R\,i}I_{G\,i} + I_{R\,i}Q_{G\,i})), \tag{3.14}$$

де

$$I_{G\,i} = gR_i \cos\left(2\pi\left(f_S t_i + \frac{\dot{f}}{2}t_i^2\right)\right),\ Q_{G\,i} = gR_i \sin\left(-2\pi\left(f_S t_i + \frac{\dot{f}}{2}t_i^2\right)\right),$$

Отриманий сигнал u_{Fj} піддається спектральному аналізу за допомогою швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). В результаті виходить набір спектрів, з яких формується іонограма.

Приймач працює синхронно з передавачем за тим же графіком. Тому генерація вибірок гетеродина u_{Gi} відбувається аналогічно випромінюваному сигналу. Сигнал гетеродина синтезується в заданій смузі частот на нульовій центральній частоті. У зв'язку з особливостями математичних перетворень еомплексного сигналу, перебудова частоти відбувається дзеркально, щодо прийнятого сигналу, тобто від f до $–f$.

При цьому відбитий зондуючий сигнал в спектрі стисненого сигналу буде знаходитися в негативній області на частотах від 0 до $–F$.

В результаті програма прийому і демодуляції працює за наступним алгоритмом:

1. Налаштування приймача і визначення параметрів сигналу, що генерується для стиснення, розрахунок часу запуску t_{ch}.

2. З приходом розрахункового часу починається підрахунок заданої кількості вибірок (визначається по T_{dur}) комплексної огинаючої і їх множення з прийнятим сигналом.

3. Результати множення відліків згенерованого і прийнятого сигналу підсумовуються задану кількість разів, утворюючи один відлік стисненого сигналу. Таким способом проводиться децимація.

4. Стиснений сигнал нарізається на сусідні елементи, які піддаються спектральному аналізу за допомогою ШПФ, отримані спектри утворюють тривимірний графік, званий іонограмою. При цьому відліки стисненого сигналу записуються в файл для подальшої обробки.

5. Після множення всіх відліків прийом припиняється, обчислюється час наступного запуску t_{ch}, і ми повертаємося до пункту 2.

6. Цикл повторюється до тих пір, поки програма не зупиниться.

3.4.Алгоритм вимірювання дистанційно-частотної характеристики іоносферної лінії КХ зв’язку

Іонограма – це растрове зображення, впорядковане за середніми частотами f_{ck} *каналі*анали ПЗМ. Він показує, як змінюється зовнішній вигляд ПЗП при зміні середньої частоти каналу. Колір на іонограмі вказує на рівень сигналу на піксель. Тому він дозволяє судити про структуру режиму і енергетику каналу. Крім того, іонограма дає можливість оцінити максимальну і найнижчу застосовні частоти зв'язку, так як зв'язок неможливий на частотах, де не реєструються сліди.

При стисненні в часовій області потужність режиму довільного сигналу на

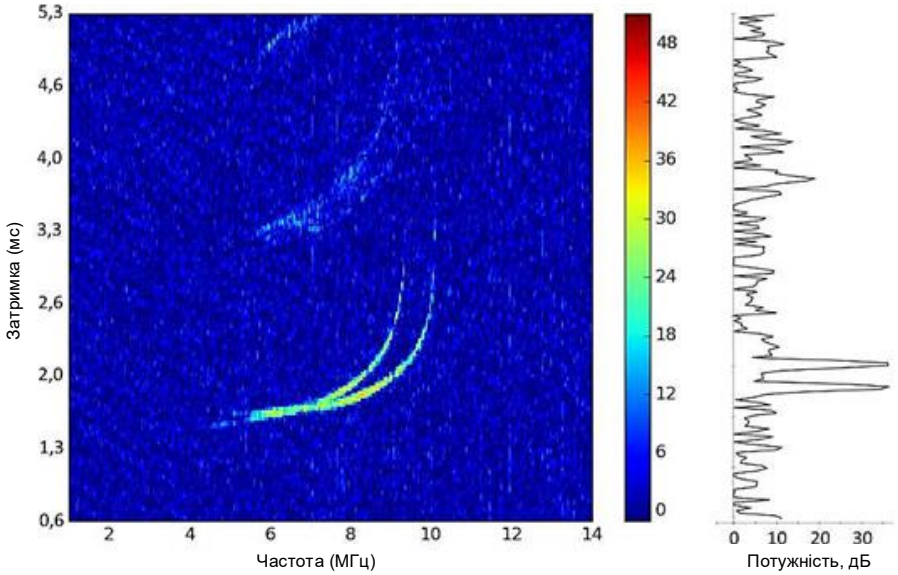
виході узгодженого фільтра дорівнює:

Сума m функцій $|h_m(\tau)|^2$ є профілем затримки потужності (ПЗП) зондуючого каналу, який виражається через потужність і спектр потужності наступною формулою:

$$ПЗМ(\omega_{ck},\tau)=\sum_{m=1}^{M}|\,h_m(\omega_{ck},\tau)\,|^2= \\ =\frac{1}{\eta}\sum_{m=1}^{M}P_{Rm}(\omega_{ck},\tau)=\frac{\gamma}{\pi\eta}\cdot\sum_{m=1}^{M}S_{Rm}(\omega_{ck},\tau). \quad (3.16)$$

Видно, що всі розглянуті функції прямо пропорційні ПЗП каналу.

На рис. 3.14 а, б показана іонограма і ПЗП одного з каналів на частоті 8,5 Мгц. Піки на графіку ПЗП відповідають затримкам відбитого сигналу, які на іонограмі являють собою сліди на синьому тлі.



а) б)

Рисунок 3.14 – Іонограма (а) і ПЗП одного з каналів з пропускною здатністю 20 кГц на середній частоті 8,5 МГц (б)

Алгоритм оцінки співвідношення сигнал/шум у ВЧ каналах зв'язку

Зондуючий сигнал є фізичною моделлю когерентного сигналу, тому отримані для нього експериментальні дані можуть бути перераховані системам зв'язку. Розділення сигналу і шуму за допомогою комп'ютерної іонограмної фільтрації [11] дає можливість оцінити співвідношення сигнал/шум (*S/N*), що є ключовим параметром будь-якої системи зв'язку.

На рис. 3.15 показаний алгоритм оцінки частотної залежності відношення сигнал/шум в різних частотних радіоканалах.

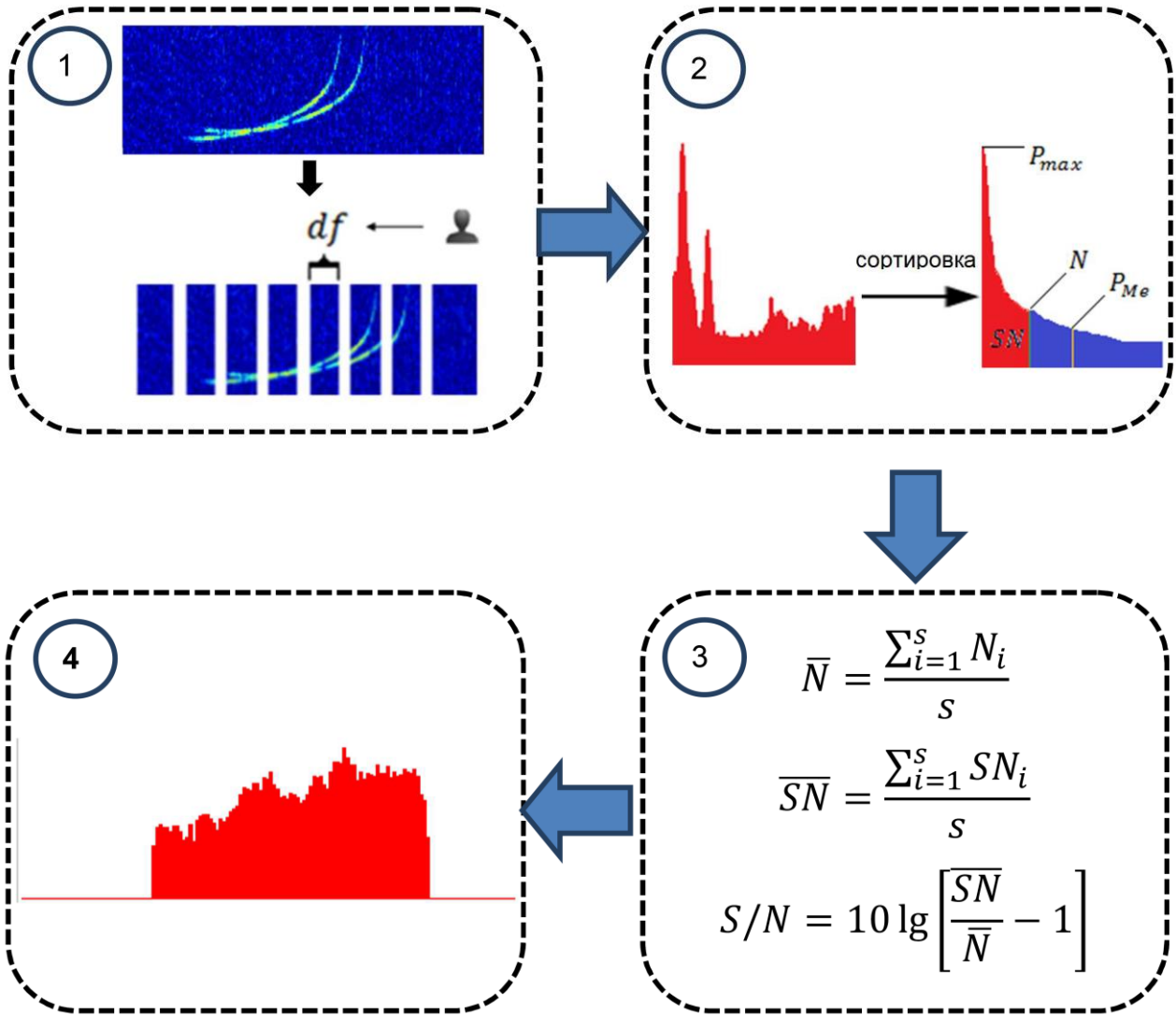


Рисунок 3.15 – Алгоритм розрахунку відношення сигнал/шум при комп'ютерній фільтрації іонограм

Алгоритм складається з наступних етапів:

1. Розбиття осі частот на смуги довжини *df*

2. Для кожного ПЗП:

а) знаходимо медіанне значення потужності сигналу P_{Mb};

б) розраховуємо верхній рівень шумової потужності $N = 1{,}4 \cdot P_{Mb}$;

в) визначаємо максимальну потужність сигналу P_{max} ;

д) визначити суму *SN* вибраних відліків.

3. Для всіх ПЗП, що потрапляють в *df* обчислюємо:

а) середній рівень шумової потужності

б) середній рівень суміші «сигнал + шум»

в) за ybvb, співвідношення «сигнал/шум»

4. Будуємо гістограму з шириною стовпця *df* і висотою S */N*.

На рис. 3.16 показаний частотний профіль повної енергії IX багатовимірного радіоканалу.

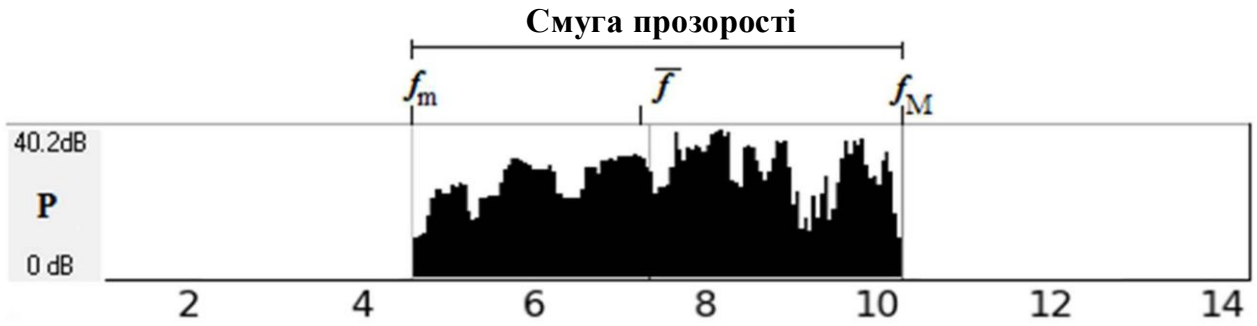


Рисунок 3.16 – Приклад частотного профілю сумарної енергії IX багатовимірного радіоканалу

Цей профіль дозволяє оцінити частотну ємність багатовимірного каналу шляхом визначення НПЧ= f_m і МПЧ= f_M .

3.5.Висновки

1. За допомогою розрахункової моделі було вивчено частотні характеристики випромінюваного сигналу. Була вирішена проблема розширення спектра при використанні амплітудної модуляції.

2. Запропоновано алгоритм вагової обробки імпульсного сигналу, який дозволяє знизити шумові характеристики випромінюваного сигналу.

3. За допомогою обчислювального експерименту було проаналізовано ефективність використання різних вагових функцій. Розглянуто вплив вагової функції на функцію SAPS, на втрати енергії та на загасання позасмугового випромінювання. Проведено дослідження частотно-часових характеристик стисненого сигналу з урахуванням алгоритму аналізу, який використовується для визначення параметрів каналу. Встановлено, що використання коротких функцій перемикання при періоді послідовності менше спектрального періоду аналіз $T_S << T_a$ дає значний виграш в S/N (на 36 дБ) в порівнянні з довгими послідовностями, коли період послідовності приблизно дорівнює періоду спектрального аналізу $T_S \approx Ta$.

4. Визначено залежності параметрів ЛЧМ сигналу для вирішення задач неоднозначності та сліпих зон, пов'язаних з періодичністю сигналу. Розраховано параметри сигналу зондування для однопозиційної системи підтримки частоти декаметрового зв'язку ближнього радіусу дії.

5. Даються рекомендації по вибору функції перемикання для забезпечення однопозиційного режиму роботи передавальних і приймальних пристроїв систем зондування.

6. Розроблено алгоритми синтезу та зондування сигналу в комплексній формі на основі технології SDR.

Розроблено алгоритм побудови дистанційно-частотної характеристики та визначення профілю затримки потужності, а також співвідношення сигнал/шум для однопозиційної системи підтримки частот ближнього декаметрового зв'язку.

4. ОХОРОНА ПРАЦІ

ВИСНОВОК

Основним результатом бакалаврської роботи є розробка методів і систем діагностики іоносферних радіоканалів для підбору оптимальних робочих частот зв'язку в автоматичному режимі, що дозволяє підвищити завадостійкість зв'язку, забезпечити зв'язок в регіонах зі складним рельєфом по радіолініях протяжністю до 400 км і на основі технології SDR створити можливість комбінування системи частотного забезпечення з декаметровою системою зв'язку.

1. Використання системи частотного забезпечення для декаметрового зв'язку малої дальності в регіонах зі складним рельєфом місцевості на основі застосування вертикального зондування багатовимірного радіоканалу з сигналами FMICW, універсальної апаратної платформи, реалізованої за технологією SDR, дає можливість оцінювати параметри парціальних каналів зв'язку, вибирати оптимальні в адаптивному режимі та створює можливість комбінування системи частотного забезпечення з системою зв'язку.

2. Теоретично обґрунтовано та досліджено алгоритми роботи цифрового модему приватної системи постачання на основі технології SDR при використанні для діагностики багатовимірного каналу зв'язку сигналами типу FMICW, які забезпечують передачу та прийом на одну антену.

3. Теоретично обгрунтовані вимоги до параметрів сигналу FMICW основі теоретичного вирішення проблеми його поширення по іоносферній лінії зв'язку. Встановлено, що:

- Використання періодичних кодових послідовностей з шпаруватістю близького до 50% в якості функції перемикання дає найменші втрати енергії за рахунок розділення часу передачі і прийому і забезпечує рівномірний середній рівень відбитого сигналу в певному діапазоні затримок;

- використання кодових послідовностей, період яких збігається з часом аналізу, створює рівень кореляційного шуму не менше -20 дБ, а послідовностей, період яких значно менше часу аналізу – -56 дБ. Однак в цьому випадку в діапазоні зон, що зондуються, виникає кілька «сліпих» зон і додаткових сигналів;

- методом аналітичного та імітаційного моделювання встановлені значення параметрів послідовності, які дозволяють отримати компромісний результат, коли сліпа зона не заважає прийому сигналу, а додатковий сигнал виходить за межі зони зондованих висот.

Розроблено апаратно-програмний комплекс системи, реалізований з використанням технології SDR з урахуванням особливостей зв'язку NVIS та одноантенного режиму прийому та передачі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бойко А. І. Іоносферний зв'язок у декаметровому діапазоні: теорія і практика / А. І. Бойко. – Київ : КНУ імені Тараса Шевченка, 2015. – 268 с.

2. Іванченко С. В. Програмно-визначене радіо (SDR) в системах короткохвильового зв’язку / С. В. Іванченко, В. П. Мартинюк. – Харків : ХНУРЕ, 2018. – 152 с.

3. Чорний П. М. Вплив іоносферних збурень на стабільність HF-зв’язку / П. М. Чорний // Вісник радіозв’язку та навігації. – 2020. – № 2. – С. 15–22.

4. Литвиненко Ю. Г. SDR технології для радіомоніторингу в діапазоні 3–30 МГц / Ю. Г. Литвиненко // Радіотехніка. Електроніка. Автоматика. – 2019. – Т. 24, № 3. – С. 42–47.

5. Рябченко М. В. Основи іоносферної рефракції радіохвиль у КХ-діапазоні / М. В. Рябченко. – Львів : Видавництво ЛНУ, 2021. – 180 с.

6. Davies K. Ionospheric Radio / K. Davies. – London : Peter Peregrinus Ltd., 1990. – 580 p.

7. Hunsucker R. D. The High-Latitude Ionosphere and its Effects on Radio Propagation / R. D. Hunsucker, J. K. Hargreaves. – Cambridge : Cambridge University Press, 2002. – 360 p.

8. Mitola J. Software Radio Architecture: Object-Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering / J. Mitola. – New York : Wiley, 2000. – 576 p.

9. Pätzold M. Mobile Fading Channels: Modelling, Analysis and Simulation / M. Pätzold. – Chichester : Wiley, 2011. – 450 p.

10. Skolnik M. I. Radar Handbook / M. I. Skolnik. – 3rd ed. – New York : McGraw-Hill, 2008. – 1376 p.

11. Cannon P. S. Extreme space weather – impacts on engineered systems and infrastructure / P. S. Cannon // Philosophical Transactions of the Royal Society A. – 2009. – Vol. 367, No. 1892. – P. 2227–2252.

12. Brown D. A. HF Communications: A Systems Approach / D. A. Brown // IEEE Communications Magazine. – 2017. – Vol. 55, No. 6. – P. 20–27.

13. Бондаренко О. І. Моделі поширення радіохвиль в іоносфері для КХ-діапазону / О. І. Бондаренко // Радіотехніка та телекомунікації. – 2022. – № 1. – С. 34–41.

14. Павленко Г. М. Аналіз шумових характеристик SDR-приймачів у декаметровому діапазоні / Г. М. Павленко // Тези доповідей Міжнар. наук.-техн. конференції “Радіозв’язок–2023”. – Вінниця : ВНТУ, 2023. – С. 56–59.

15. Кравченко А. В. Використання SDR для дослідження затухання HF-сигналів вночі / А. В. Кравченко. – Київ : НТУУ “КПІ”, 2021. – 124 с.

16. Сидоренко Л. П. Інструментальні методи визначення критичної частоти F2 шару іоносфери / Л. П. Сидоренко // Український науково-технічний журнал. – 2020. – № 4. – С. 88–95.

17. Жук Н. І. Програмно-визначені радіосистеми: перспективи розвитку в Україні / Н. І. Жук. – Одеса : ОНУ імені І. І. Мечникова, 2022. – 98 с.

18. Booker H. G. The Refractive Index of Air and IB Frequency Control / H. G. Booker. – New York : Academic Press, 1989. – 345 p.

19. Olsen R. S. Advanced Techniques in Ionospheric Measurement / R. S. Olsen // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics. – 2018. – Vol. 164. – P. 12–25.

20. Stutzman W. L. Antenna Theory and Design / W. L. Stutzman, G. A. Thiele. – 3rd ed. – Hoboken : Wiley, 2013. – 784 p.

21. Haykin S. Cognitive Dynamic Systems: Perception–Action Cycle, Radar and Radio / S. Haykin. – Hoboken : Wiley, 2012. – 448 p.

22. Bernhardt P. A. Engineering Noise Reduction for Space-Based Systems / P. A. Bernhardt // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2019. – Vol. 55, No. 3. – P. 1450–1462.

23. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-

protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html

24. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885
25. ДБН В.2.5-56:2014 Системи протипожежного захисту. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://kbu.org.ua/assets/app/documents/dbn2/98.156~2014.pdf
26. ДСанПіН 3.3.6.096-2002 Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів. // Офіційний вісник України від 07.09.2009 - 2009 р., № 66.
27. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972
28. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php
29. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://www.energiy.com.ua/PUE.html
30. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028
31. НАПБ А.01.001-14 Правила пожежної безпеки в Україні [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://zakon.nau.ua/doc/?code=z1410-04
32. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759
33. ДБН В.1.1.7-2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002..pdf

ДОДАТОК А

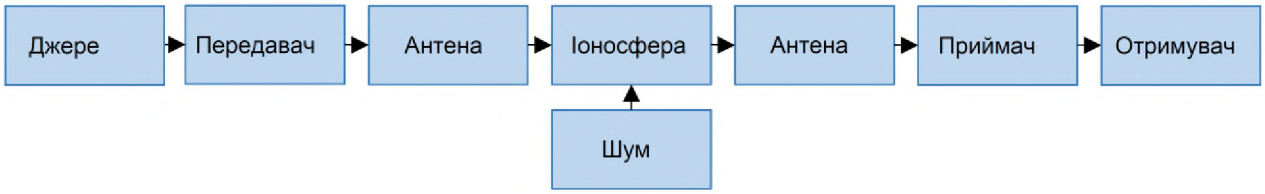
(обов’язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

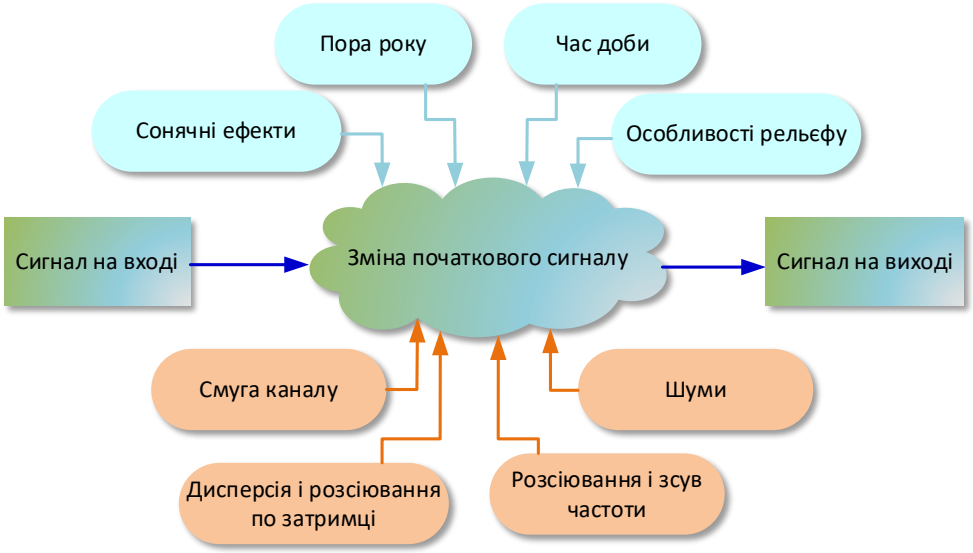
СИСТЕМА ТЕСТУВАННЯ РАДІОМЕРЕЖ НА БАЗІ ПРОГРАМНО – КЕРОВАНОГО РАДІО

назва бакалаврської кваліфікаційної роботи

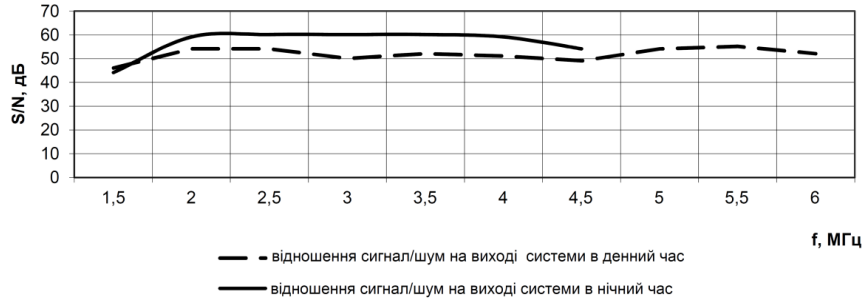
Загальна структура РТС з використанням фізичного середовища для зв'язку



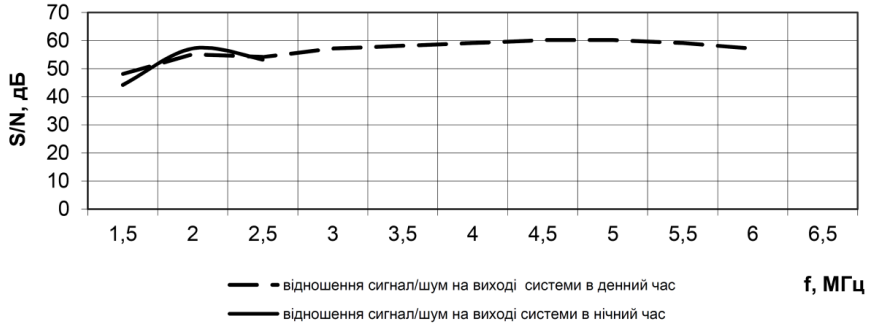
Фізичні фактори, що впливають на параметри декаметрового каналу



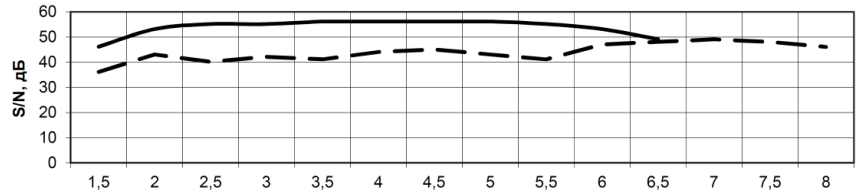
Відношення сигнал/шум на вході системи



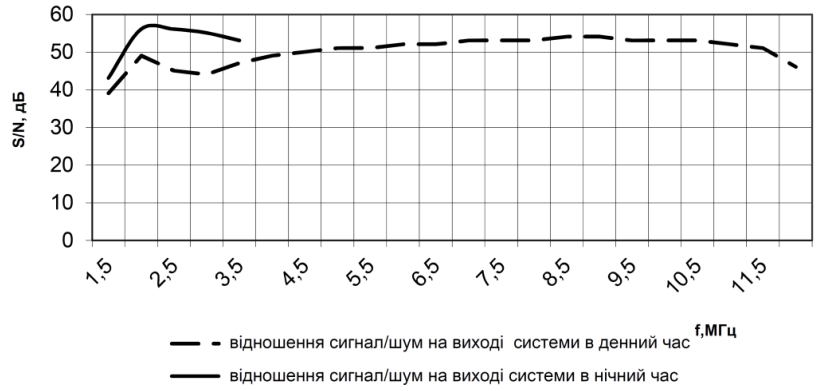
Залежність відношення сигнал/шум від частоти для літнього періоду та мінімальної сонячної активності (SSN=20)



Залежність відношення сигнал-шум від частоти для зими та мінімальної сонячної активності (SSN=20)

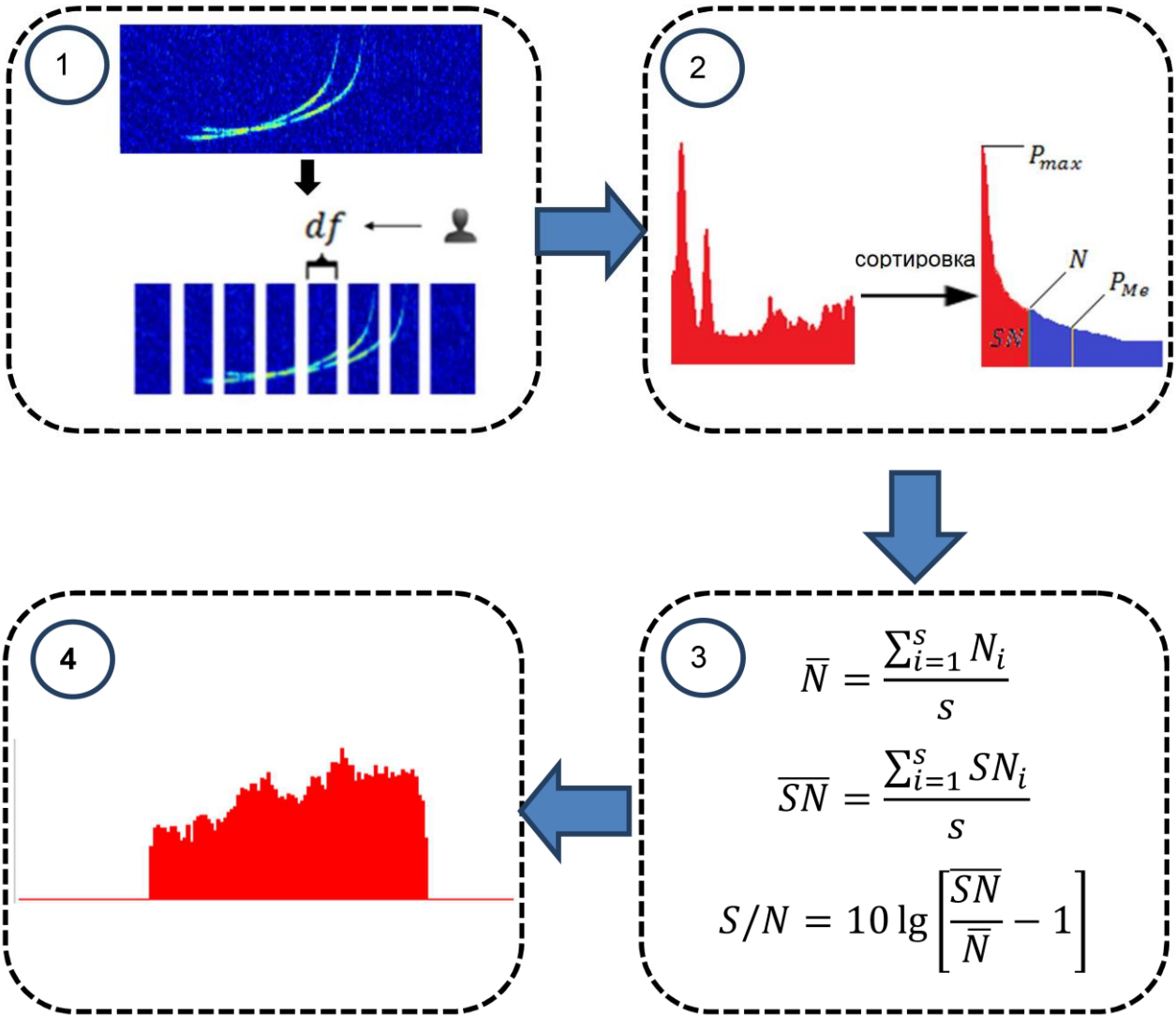


Залежність співвідношення сигнал-шум від частоти для літнього періоду та максимальної сонячної активності (SSN=120)



Залежність відношення сигнал/шум від частоти для зимового періоду та максимальної сонячної активності (SSN=120)

Алгоритм розрахунку відношення сигнал/шум при комп'ютерній фільтрації іонограм



ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Система тестування радіомереж на базі програмно – керованого радіо

Тип роботи: бакалаврська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група ПЗТ-23мс
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 3,4 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

☐ Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту

☐ У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.

☐ У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ _____
(прізвище, ініціали, посада) (підпис)

Васильківський М.В., гарант ОПП _____
(прізвище, ініціали, посада) (підпис)

Особа, відповідальна за перевірку _____ Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник _____ Михалевський Д.В, професор кафедри ІКСТ
(підпис) (прізвище, ініціали, посада)

Здобувач _____ Метельський А.Р.
(підпис) (прізвище, ініціали)