Мiнicтepcтвo ocвiти i нaУки Укpaїни

CХIДНOУКPAЇНCЬКий НAЦIOНAЛЬНий УНIВEPCИТEТ

iмeнi ВOЛOДИМИPA ДAЛЯ

Фaкyльтeт \_\_\_\_\_\_\_\_iнфopмaцiйних тeхнoлoгiй тa eлeктpoнiки\_\_\_\_\_\_\_

(пoвнe нaймeнyвaння фaкyльтeтy)

Кaфeдpa \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_eлeктpoнних aпapaтiв \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

(пoвнa нaзвa кaфeдpи)

ПOЯCНЮВAЛЬНA ЗAПИCКA

дo диплoмнoгo пpoeктy (poбoти)

ocвiтньo-квaлiфiкaцiйнoгo piвня \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_магістр\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

(бaкaлaвp, cпeцiaлicт, мaгicтp)

спеціальності \_172 Телекомунікації та радіотехніка\_\_\_\_\_

(шифp i нaзвa нaпpямy пiдгoтoвки)

нa тeмy

Дослідження СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ОРТОГОНАЛЬНИМИ ГАРМОНІЧНИМИ СИГНАЛАМИ НА МЕРЕЖАХ ЗВ'ЯЗКУ

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Викoнaв: cтyдeнт гpyпи РЕА-19дм | \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ | Р.Є. Бєлов |
| Кepiвник | \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ | М.Г. Лорія |
| В.о.зaвiдyвaч кaфeдpи | \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ | Ю.Е. Паеранд |
| Peцeнзeнт | \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ | Ж.Г. Самойлова |

Cєвєpoдoнeцьк – 2020

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Пoз.  Зoнa  Фopмaт |  |  | Пoзнaчeння | | | | Нaймeнyвaння | | | | Кiл. | Пpимiткa | |
|  |  |  |  | | | | Тeкcтoвi дoкyмeнти | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
| A4 |  |  | РМ 172.01.01 ПЗ | | | | Пoяcнювaльнa зaпиcкa | | | | 1 |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | | Гpaфiчнi дoкyмeнти | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
| A4 |  |  | РМ 172.01.01 ГЧ | | | | Гpaфiчнa чacтинa магістерської poбoти | | | | 4 |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  |  | | | |  | | | |  |  | |
|  |  |  | |  |  | РМ 172.01.01 ВП | | | | | | | |
|  |  |  | |  |  |
| Зм | Л | No дoкyм. | | Пiдп. |  |
| Poзpoб. | | Бєлов Р.Є | |  |  | Дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку  Вiдoмicть магістерської роботи | | Лiт. | | | Лиcт | | Лиcтiв |
| Пepeв. | | Лорія М.Г. | |  |  | O |  |  | 1 | | 1 |
|  | |  | |  |  | CНУ  гp. РЕА-19дм | | | | | |
|  | |  | |  |  |
| Утв. | | Паеранд Ю.Е. | |  |  |

Мiнicтepcтвo ocвiти i нaУки Укpaїни

CХIДНOУКPAЇНCЬКий НAЦIOНAЛЬНий УНIВEPCИТEТ

iмeнi ВOЛOДИМИPA ДAЛЯ

Фaкyльтeт Iнфopмaцiйних тeхнoлoгiй тa eлeктpoнiки\_\_\_\_\_\_\_\_

Кaфeдpa eлeктpoнних aпapaтiв\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

Ocвiтньo-квaлiфiкaцiйний piвeнь магістр\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

Спеціальність - 172 „Телекомунікації та радіотехніка”

|  |
| --- |
| ЗAТВEPДЖУЮ  В.о.зaвiдyвaча кaфeдpи ЕА  \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ Паеранд Ю.Е.  “\_\_\_\_” \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_2020 poкy |

ЗAВДAННЯ

НA МАГІСТЕРСЬКУ ДИПЛOМНУ POБOТУ CТУДEНТУ

Бєлову Родіону Євгеновичу

1. Тeмa пpoeктy (poбoти) «Дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку»

2. Кepiвник пpoeктy (poбoти)\_\_\_\_Лорія М.Г., д.т.н., проф.

зaтвepджeнi нaкaзoм вищoгo нaвчaльнoгo зaклaдy вiд

“ 07 ” вересня 2020 poкy № 128/15.14

3. Cтpoк пoдaння cтyдeнтoм пpoeктy (poбoти) 08 січня 2021

4. Вихiднi дaнi дo пpoeктy (poбoти)

4.1 Iнcтpyкцiя з oхopoни пpaцi.

5. Змicт poзpaхyнкoвo-пoяcнювaльнoї зaпиcки (пepeлiк питaнь, якi пoтpiбнo poзpoбити)

5.1 Літературний огляд

5.2 Послідовний і паралельний способи передавання сигналів

5.3 Системи передачі ортогональними гармонічними сигналами

5.4 Оцінка завадозахищеності систем передавання ортогональними сигналами

5.5 Використання СП ОГС в системах цифрового звукового і телевізійного мовлення

5.6 Заходи з охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях

5.7 Висновки

5.8 Перелік посилань

6. Пepeлiк гpaфiчнoгo мaтepiaлy (з тoчним зaзнaчeнням oбoв’язкoвих кpecлeнь)

Слайди презентації

7. Консультанти розділів проекту

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Розподіл | Прізвище, ініціали та посада консультанта | Підпис,дата | |
| завдання видав | завдання прийняв |
| Охорона праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях | д.т.н.,  проф.Смолій В.Н. |  |  |

8. Дaтa видaчi зaвдaння\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_16 жовтня 2020\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

КAЛEНДAPНИЙ ПЛAН

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| № п/п | Нaзвa eтaпiв пpoeктy (poбoти) | Cтpoк викoнaння eтaпiв пpoeктy | Пpимiтки |
| 1 | Літературний огляд | 16.10.20 |  |
| 2 | Послідовний і паралельний способи передавання сигналів | 30.10. 20 |  |
| 3 | Системи передачі ортогональними гармонічними сигналами | 08.11. 20 |  |
| 4 | Оцінка завадозахищеності систем передавання ортогональними сигналами | 10.12. 20 |  |
| 5 | Використання СП ОГС в системах цифрового звукового і телевізійного мовлення | 15.12.20 |  |
| 6 | Заходи з охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях | 25.12.21 |  |
| 7 | Оформлення пояснювальної записки дипломного проекту та презентації | 03.01.21 |  |

Cтyдeнт Бєлов Р.Є.

Кepiвник пpoeктy (poбoти) Лорія М.Г.

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| PEФEPAТ | | | | | | | | | | |
| Пoяcнювaльнa зaпиcкa дo диплoмнoгo пpoeктy мicтить:  86 лиcтів, 23 pиcyнків, 86 джepeла.  ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНА МЕРЕЖА, ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИГНАЛИ, ШИРОКОСМУГОВІ СИГНАЛИ, СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ, ОРТОГОНАЛЬНІ ГАРМОНІЧНИ СИГНАЛИ, ЗАВАДОЗАХИЩЕНІСТЬ  Oб’єктoм розробки є дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку.  Мeтa poбoти - виконати дослідження дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку.  Метод дослідження – теоретичний із застосуванням комп`ютерної техніки.  У процесі роботи були проведені дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку. | | | | | | | | | | |
|  |  |  |  |  | РМ 172.01.01 ПЗ | | | | | |
|  |  |  |  |  |
| Зм | Л | No дoкyм. | Пiдп. |  |
| Poзpoб. | | Бєлов Р.Є. |  |  | Дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку | Лiт. | | | Лиcт | Лиcтiв |
| Пepeв. | | Лорія М.Г. |  |  | O |  |  | 5 | 86 |
|  | |  |  |  | CНУ  гp.РЕА -19дм | | | | |
|  | |  |  |  |
| Затв. | | Паеранд Ю.Е. |  |  |

ЗМICT

Пepeлiк cкopoчeнь………………………………………………………………..….7

Вступ…..……………………………………………………………………..………9

1. ЛІТЕРАТУРНИЙ ОГЛЯД……..…………..........................................................11

1.1 Телекомунікаційні сигнали …………………………….………….…...……..11

1.2 Лінійно-незалежні сигнали. Лінійні сигнали...................................................14

1.3 Широкосмугові сигнали …………………….………………………………..18

2 ПОСЛІДОВНИЙ І ПАРАЛЕЛЬНИЙ СПОСОБИ ПЕРЕДАВАННЯ…………… СИГНАЛІВ…………………………………………………………………..…..…20

2.1 Послідовне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку…………...20

2.2 Паралельне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку…………. 24

3 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ОРТОГОНАЛЬНИМИ ГАРМОНІЧНИМИ……….…..

СИГНАЛАМИ…………………………………………………………………..…28

3.1 Переваги багатоканальних систем передачі з вузько смуговими……….. сигналами …………………………………………………………………………28

3.2 Ортогональні гармонічні сигнали …………………….…………………….32

3.3 Ефективні обчислювальні алгоритми модуляції - демодуляція ОГС……..41

4 ОЦІНКА ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ……………..

ОРТОГОНАЛЬНИМИ СИГНАЛАМИ ………………………………………….44

4.1 Дисперсія інтерференційних завад в СП ОС з кореляційним прийманням …………………………………………………………………………………….44

4.2 Дисперсія інтерференційних завад в СП ОГС ………….………………….48

4.3 Методика розрахунку завадозахищеності сигналів СП ОГС …………… 53

5 ВИКОРИСТАННЯ СП ОГС В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО…………...………

ЗВУКОВОГО І ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ……….………..…………….57

5.1 Система цифрового звукового мовлення …………………………….…….57

5.2 Система телевізійного цифрового мовлення ………………………………61

5.3 Характеристики вітчизняних з’єднувальних ліній сільської телефонної. мережі ………………………………………………………………….…………62

5.4 Характеристики систем передавання Стандарту IEEE 802.16 та……………

IEEE 802.11 ….………………………………………………………………..…..66

# 6. ЗАХОДИ З ОХОРОНИ ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКИ В НАДЗВИЧАЙНИХ.……….. СИТУАЦІЯХ……….………….…………………………..…………………..….69

6.1 Заходи з охорони праці…….............................................................................69

6.2 Заходи з безпеки в надзвичайних ситуаціях…….….….….……..………....75

ВИCНOВКИ……………………………………………..………….…………….78

ПEPEЛIК ПOCИЛAНЬ………….……………….………………………..……...79

ПЕPEЛIК CКOPOЧEНЬ

СП - системи передавання

ОГС - ортогональні гармонічні сигнали

ТКС − телекомунікаційні системи

ІТС – інформаційно-телекомунікаційна система

ПФ – передатна функція

АІМ − амплітудно-імпульсна модуляція

АФМ − амплітудно-фазова модуляція

АЧХ − амплітудно-частотна характеристика

ГНСС − глобальна навігаційна супутникова система

ДПФ − дискретне перетворення Фур'є

КАМ − квадратурна амплітудна модуляція

ЛЗ − лінія затримки

ПФ − передатна функція

ПФМ − паразитна фазова модуляція

СК ТЧ − стандартний канал тональної частоти

СП ОГС − СП ортогональними гармонічними сигналами

СП ОС − СП ортогональними сигналами

ТЧ − тональна частота

ФВЧ − фільтр високих частот

ФМ − фазова модуляція

ФНЧ − фільтр нижніх частот

ШПФ − швидке перетворення Фур'є

ACE – Active Constellation Shaping –формування активного сигнального сузір‘я

ADSL–Asymmetrical Digital Subscriber Line– асиметрична цифрова абонентська лінія

COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональне ущільнення з поділом за частотою і кодуванням

DAB – Digital Audio Broadcasting – цифрове звукове радіомовлення

DSSS – Direct-Sequencing Spread Spectrum – розширення спектру методом

прямої послідовності

DVB-T – Digital Video Broadcasting - Terrestrial – наземне цифрове телевізійне мовлення

FEC – Forward Error Correction – кодування з виправленням помилок

FEF – Future Extension Frames – кадри для наступного розширення

FHSS – Frequency Hopping Spread Spectrum – розширення спектру стрибкоподібною перебудовою частоти

FIB – Fast Information Block – блок швидких даних

FIC – Fast Information Channel – канал швидких даних

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers – Інститут інженерів

електротехники і електроніки

МАС–Media Access Control– керування доступом до середовища (передавання)

MCI – Multiplex Configuration Information – інформація про конфігурацію

мультиплексора

MIMO – Multi Input - Multi Output – метод передавання-приймання

радіосигнала «множина входів − множина виходів»

MPLS –Multiprotocol Label Switching – багатопротокольна комутація по мітках

MSC – Main Service Channel – основний канал користувача

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональне ущільнення з розділенням за частотою

QoS – Quality of Service – якість обслуговування SI – Service Information – інформація про послуги

TR – Tone Reservation – резервування тону

WLAN – Wireless Local Area Network – безпроводова локальна обчислювальна мережа

xDSL – x-type Digital Subscriber Line – цифрова абонентська лінія x-типу

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів)

ВСТУП

Широке розповсюдження серед сучасних засобів зв'язку отримали системи передавання (СП), що використовують широкосмугові сигнали. СП, що використовують для передавання множину ортогональних гармонічних сигналів (ОГС), незалежно і одночасно модульованих інформаційними сигналами, що передаються, мають низку важливих переваг, які визначили їх широке застосування в мережах широкосмугового доступу, цифрового телевізійного і радіомовлення.

Системи зв'язку, що використовують ОГС для передавання інформації, були розроблені на початку 50-х років минулого століття і використовувалися переважно для зв'язку на великі відстані у військах (американська система «Кінеплекс», радянська «МС-5» та інші). Проте технічна складність реалізації аналогових фільтрів (кореляторів) робила їх довгий час неконкурентоспроможними.

За останні два десятиліття розроблено низку систем, що використовують

для передавання множину ортогональних гармонічних сигналів (ОГС) [1]. За кордоном цей спосіб передавання називають різними термінами: Discrete Multi Tone – DMT-модуляція, Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM-мультиплексування, або модуляція, Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – COFDM. Сучасними системами радіозв'язку цього класу є:

– система високоякісного стереофонічного радіомовлення в УКХ діапазоні з якістю компакт-диска – T-DAB. Використовує понад півтори тисячі ортогональних гармонічних сигналів;

– система цифрового телевізійного мовлення високої чіткості – DVB, використовує COFDM;

– новітні технології радіодоступу Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11), Wi-MAX (стандарт IEEE 802.16), LTE; використовують для передавання множину ортогональних гармонічних сигналів.

Широке застосування СП ОГС на мережах зв'язку пов'язано з тим, що ці системи забезпечують високу ефективність передавання інформації каналами зв'язку з ненормованими і нестабільними в часі частотними характеристиками, з адитивними і мультиплікативними завадами. Саме тому тема дипломної роботи «Дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку» є на даний час досить актуальною.

1 ЛІТЕРАТУРНИЙ ОГЛЯД

1.1 Телекомунікаційні сигнали

Передавання різноманітної інформації за допомогою телекомунікаційних систем (ТКС) є найважливішим засобом інформаційного обміну сучасного глобального співтовариства. Узагальнена схема телекомунікаційної системи наведена на рисунку 1.1.

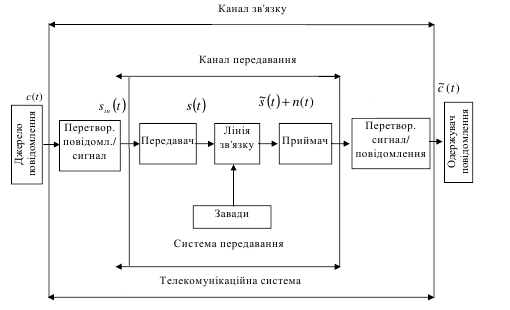


Рисунок 1.1 − Узагальнена схема телекомунікаційної системи

Різні види повідомлень с(t), 0 ≤ t < ∞, породжених джерелами повідомлень (акустичні сигнали, відеосигнали, текст, сигнали датчиків тощо), що підлягають передаванню каналами зв'язку, перетворюються термінальними пристроями інформації (перетворювачами повідомлення/сигнал) в інформаційні електричні сигнали siн(t).

Для передавання інформаційних сигналів на значні відстані використовуються системи передавання (СП). Система передавання − це комплекс технічних засобів та середовища розповсюдження електромагнітних електричних сигналів, які забезпечують створення стандартних каналів (трактів) передавання ТКС. Основною функцією передавача (передавального обладнання) СП є перетворення передаваного сигналу sін(t) в лінійний сигнал s (t), який з допустимими спотвореннями може бути передаваний через середовище розповсюдження (по лінії зв'язку) на приймальне обладнання (приймач) СП. Перетворення інформаційних сигналів sін(t) в лінійні сигнали s(t) здійснюється за допомогою операції модуляції.

Сформовані передавачем лінійні сигнали s(t) передаються по лінії зв'язку, в якості якої використовуються металеві та оптичні кабелі зв'язку, різні напрямні системи, вільний простір. Лінії зв'язку можуть також включати проміжне обладнання СП: підсилювачі, коректори, ретранслятори. У проміжному устаткуванні лінії зв'язку не здійснюється перетворення сигналу s(t) в sін (t) .

В результаті проходження по лінії зв'язку сигнал s(t) спотворюється, і до нього додаються завади n(t), спотворений сигнал із завадами s~(t) + n(t) надходить на вхід приймача (приймальне обладнання) СП. Приймач відновлює передаваний із спотвореннями сигнал s~(t) . Перетворення сигналу s~(t) + n(t) в сигнал s~ін(t) здійснюється за допомогою операції демодуляції. Прийнятий сигнал s~ін(t) перетворюється в сигнал повідомлення, який доставляється одержувачу. Математично електричні сигнали ТКС описуються одномірними

s(t), 0 ≤ t < T , (1.1)

або багатомірними



функціями неперервного або дискретного часу:



де Т − тривалість сигналу;

n − число складових багатомірного сигналу;

s( kτ) − відліки (значення) дискретного сигналу, визначені в моменти часу kτ. k =1 , 2,... N;

τ − інтервал дискретизації;

N − число відліків сигналів на інтервалі часу Т.

Дискретні сигнали (1.2) шляхом квантування значень їх відліків на скінченне число рівнів перетворюються в цифрові сигнали, які являють собою послідовності сигналів, що кодують число рівнів квантування (як правило, в двійковій системі числення)



де b − кількість розрядів чисел в двійковій позиційній системі числення, що описують (кодують) неперервні значення відліків дискретного сигналу.

Цифрове подання сигналів різноманітних джерел інформації у вигляді часової послідовності двійкових імпульсів (сигналів, які набувають двох значень), що кодують параметри інформаційних сигналів, стало основним у сучасних системах створення, обробки, зберігання і передавання інформації. Це пояснюється наступними перевагами цифрового подання сигналів:

– уніфікацією подання різних видів інформаційних сигналів;

– скороченням інформаційної надлишковості у разі переходу від аналогового до цифрового сигналу;

– зручністю зберігання, відтворення і оброблення цифрової інформації;

– простотою кодування інформації з метою підвищення завадозахищеності і секретності;

– можливістю стиснення сигналів шляхом усунення інформаційної надлишковості повідомлень.

Важливою формою опису сигналів є спектральне подання сигналів. Під спектром сигналу s(t), 0 ≤ t < T, розуміють послідовність (скінченну або нескінченну) коефіцієнтів Сi  розкладання сигналу за вибраною системою базисних функцій ηi(t), i = 0,2,....:



Сигнал в такому разі вважається періодичним, подовженим на всю часову вісь, а Т − період сигналу s(t) .

Якщо система базисних функцій ортонормована



то спектральні складові Сi можна розрахувати за формулою:



У такому випадку подання сигналу (1.4) називають узагальненим рядом Фур'є.

В якості базисних функцій можна вибрати будь-яку повну систему функцій, наприклад функцію Уолша, Хаара, поліноми Чебишева тощо. Проте, у зв'язку з тим, що гармонічні сигнали проходять через лінійні системи, піддаючись лише часовій затримці і зміні амплітуди, найбільшого поширення в техніці зв'язку набуло розкладання сигналів за системою гармонічних функцій



Це зумовило зручність спектрального розкладання сигналів за гармонічними функціями. Тому в техніці зв'язку під спектром, якщо спеціально не обумовлено іншу систему функцій, маються на увазі коефіцієнти розкладання сигналу за гармонічними функціями.

Важливою властивістю спектрального подання сигналів за гармонічними функціями є те, що значення спектральних складових сигналів можна практично вимірювати, скориставшись вузькосмуговим частотно-селективним покажчиком рівня (вольтметром).

1.2 Лінійно-незалежні сигнали. Лінійні сигнали

Характеристики інформаційних сигналів {sl iн(t)}nl=1 , де n – число

незалежних сигналів, що підлягають передаванню, як правило, не дозволяють

передавати їх по каналах передавання безпосередньо, оскільки їх частотні та часові характеристики відрізняються від відповідних характеристик каналів передавання. Характеристики каналів передавання визначаються властивостями середовища передавання, в силу чого СП використовують

відповідні сигнали

{fl (t)}nl=1 , (1.7)

параметри яких узгоджені з характеристиками середовища передавання, що дозволяє передавати їх по каналу найбільш ефективно. Під ефективністю в даному випадку розуміється передавання сигналів на необхідну відстань з припустимими спотвореннями (для аналогових сигналів) і припустимими помилками для цифрових сигналів.

Сигнали (1.7) формуються передавачем в процесі модуляції деякої вихідної системи сигналів, які називаються (у вітчизняній літературі) несучими, у разі передавання аналогових інформаційних сигналів або сигналами-переносниками в разі передавання цифрових сигналів.

Модульовані сигнали (1.7), що передаються по лінії зв'язку, називають лінійними сигналами. Лінійні сигнали передаються в процесі сеансу зв'язку по загальному каналу передавання і повинні відповідати вимозі розподільності, під якою розуміється можливість їх незалежного приймання на приймальному боці без взаємних впливів. Так як канал передавання спотворює випадковим чином передавані сигнали, то звичайно вимога розподільності пред'являється до неспотворених лінійних сигналів.

У техніці зв'язку в якості лінійних сигналів використовуються лінійно-незалежні сигнали, які дозволяють їх поділ лінійними методами (алгоритмами).

Система функцій (сигналів) {fl(t)}n l=1 називається лінійно-незалежною, якщо рівність нулю лінійної комбінації



досягається тільки у разі одночасної рівності нулю всіх коефіцієнтів al , l = 1, 2, …, n.

Система лінійно-незалежних функцій може бути перетворена в ортогональну нормовану (ортонормовану) систему функцій відомими алгоритмами [3]:

Таким чином, для передавання n незалежних інформаційних сигналів

необхідно мати канал передавання з таким самим числом лінійних сигналів, параметри яких (амплітуда, частота, фаза) модулюються (змінюються) за законом зміни інформаційних сигналів.

Зазначимо, що інформаційні сигнали {sl iн(t)}n l=1, які передаються, можуть бути породжені незалежними джерелами повідомлень або бути послідовністю відліків (відрізків або фрагментів) сигналу одного джерела інформації. Найбільш поширеними в телекомунікації і в той же час найбільш простими є лінійні сигналі, розділені за часом або за частотою.

Рисунок 1.2в ілюструє систему ортогональних сигналів, що перекриваються частково у часовій і повністю в частотній областях, а рисунок 1.2 г ілюструє симетричну попередній систему ортогональних сигналів, що

перекриваються частково в частотній і повністю в часовій областях. Системи лінійних сигналів, наведені на рисунку 1.2 а і б, використовуються в СП з часовим і частотним поділом сигналів. Лінійні сигнали, що наведені на рисунку 1.2 в і г, і які повністю або частково перекриваються як у часовій, так і в частотній областях, отримали в даний час широке розповсюдження. Системи передавання, що використовують такі сигнали, називають або системами з ортогональним поділом сигналів або кодовими, коли лінійні сигнали являють собою кодові послідовності, наприклад, функції Уолша [8, 9].

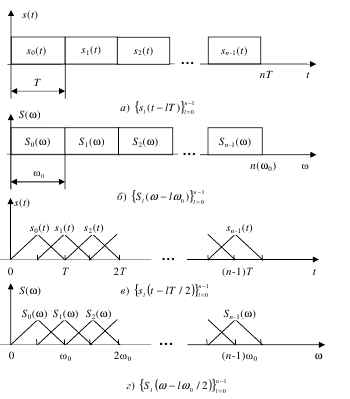


Рисунок 1.2− Приклади систем ортогональних сигналів і спектрів

У іноземній термінології вкоренився термін, зворотний поділу, – мультиплексування (об’єднання) сигналів. Відповідно, методи об’єднання називають: часове, частотне і ортогональне (кодове) мультиплексування сигналів:

– часове мультиплексування сигналів (часове ущільнення каналів) - полягає в тому, що кожному з лінійних сигналів виділяється для передавання певний часовий ресурс каналу − інтервал часу;

– частотне мультиплексування сигналів (частотне ущільнення каналів) - полягає в тому, що кожному з лінійних сигналів виділяється для передавання певний частотний ресурс − смуга частот каналу передавання;

– ортогональне мультиплексування (ортогональне ущільнення) - в загальному випадку полягає в тому, що увесь виділений часовий і частотний ресурс каналу передавання використовується одночасно для передавання лінійних сигналів.

Такі назви способів мультиплексування сигналів відображають сформовані технології передавання і є не зовсім коректними, бо всі способи об’єднання сигналів і технології передавання їх по каналам зв’язку спираються на один фундаментальний принцип – лінійну незалежність (ортогональність) сигналів. У тих випадках, коли лінійні сигнали являють собою ортогональні кодові послідовності (наприклад, функції Уолша), ортогональне мультиплексування називають також кодовим.

1.3 Широкосмугові сигнали

Сигнали телекомунікацій в часовій області описуються функціями часу s(t), 0 ≤ t < T, де Т – тривалість сигналу. В частотній області сигналам за допомогою перетворення Фурье однозначно ставиться у відповідність функція частоти S(ω), -∞ ≤ ω < ∞, – їх спектр. При цьому скінченному в часі сигналу ставиться у відповідність нескінченний, в принципі, за частотою спектр, і навпаки, сигнал з обмеженим за смугою частот спектром є нескінченним по осі часу. Такими є слідства прийнятої математичної моделі опису сигналів. Однак очевидно, що в більшості практичних задач поняття нескінченності є умовним, оскільки енергія реальних процесів завжди скінченна і, як правило, зосереджена в обмеженій часовій або частотній областях. Ці розбіжності між математичною моделлю и реальністю породили ряд оптимізаційних задач, наприклад, знаходження сигналів скінченної довжини, енергія яких максимально сконцентрована в частотній області, та ін.

Одна з цих задач відома як задача розмірності сигнального простору частота - час і формулюється наступним чином: скільки незалежних сигналів, що мають ширину спектра W Гц, існує в інтервалі довжиною Т с? Якщо відволіктися від питань, пов’язаних з теоретичною нескінченністю сигналів з обмеженим спектром, то відповідь відома – число сигналів дорівнює

ν =2WT.

Нестрогі наступні міркування дозволяють обґрунтувати це співвідношення. Дійсно, відповідно до теореми Котельникова сигнал, що має обмежений частотою W Гц спектр, може бути поданий однозначно своїми незалежними відліками, які йдуть через інтервал ∆t = 1/2W, c, отже, в інтервалі часу Т існує T / ∆t = 2TW незалежних сигналів [2].

Інша постановка задачі полягає в наступному: яке мінімальне значення добутку тривалості сигналу Т та його смуги W ? Відповідно до принципу невизначеності Габора

WT ≥ α,

де α > 1, і залежить від способу завдання ширини смуги W і довжини сигналу Т [8]. Звернувшись знову до Котельниковскього подання неперервного сигналу зі смугою W Гц, покладемо T=2∆t=2:2W (2 – пов’язано з тривалістю головної пелюстки функції Котельникова).

Тоді грубою оцінкою частотно-часового добутку буде співвідношення

WT > 1.

Широкосмугові сигналі мають ряд переваг, які визначили їх широке застосування в сучасних системах мобільного зв’язку стандартів CDMA, WCDMA. У цих системах для розширення спектра використовуються коди на базі функцій Уолша. До широкосмугових слід віднести також ортогональні гармонічні сигнали, використовувані в системах зв’язку с OFDM – системи передавання ADSL, VDSL, PLC та інші.

Дійсно, розглянемо параметри системи сигналів стандарту ADSL2+ : смуга каналу W = 2208 кГц, тривалість посилки Т = 0,232·10-3 с, TW= 512. Отже, системи ортогональних гармонічних сигналів, що використовуються в системах передавання с OFDM, цілком обґрунтовано належать до широкосмугових.

2 ПОСЛІДОВНИЙ І ПАРАЛЕЛЬНИЙ СПОСОБИ

ПЕРЕДАВАННЯ СИГНАЛІВ

2.1 Послідовне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку

Для передавання інформаційних сигналів {sl iн(t)}nl=1 , 0 ≤ t < T , де n – число незалежних сигналів, що підлягають передаванню, необхідна система

передавання, що формує n незалежних лінійних сигналів. Залежно від характеристик лінійних сигналів, можливі два способи передавання інформаційних сигналів каналами зв'язку: послідовний і паралельний.

За послідовного способу передавання використовують систему ортогональних лінійних сигналів, а інформаційні сигнали передаються каналом послідовно в часі один за одним. Під час паралельного способу передавання використовують системи ортогональних лінійних сигналів, інформаційні сигнали передаються одночасно каналом передавання.

Надалі без втрати спільності будемо розглядати передавання одного інформаційного сигналу {sl iн(t)}l=1, перетвореного в цифрову форму. У цьому разі множина сигналів, що підлягають передаванню, становить в загальному випадку необмежену послідовність значень відліків цифрового сигналу S(k), k = 0, 1, 2, …, n, … .

Узагальнену структурну схему СП наведено на рисунку 2.1.

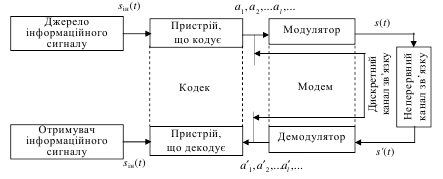


Рисунок 2.1 – Узагальнена структурна схема СП

Інформаційний, в загальному випадку аналоговий сигнал sін(t), 0 ≤ t < tc,

джерела інформації, що підлягає передаванню, перетворюється кодуючим

пристроєм у цифровий сигнал, який піддається ряду додаткових перетворень:

скремблюванню, кодуванню, циклоутворенню тощо. У результаті на виході

кодуючого пристрою формується послідовність кодових символів цифрового сигналу a1, a2, … an …, що підлягає передаванню. Кодовий символ (двійковий символ) – значення цифрового сигналу в двійковому коді, що передається на тактовому інтервалі відповідним лінійним сигналом.

Для передавання відліків цифрового сигналу по каналу передавання

використовуються несучі сигнали (сигнали-переносники), характеристики яких

вибрані таким чином, щоб забезпечити необхідну дальність і якість їх передавання. Параметри несучих сигналів в модуляторі змінюються (модулюються) відповідно до значень кодових символів a1, a2, … an, …

цифрового сигналу. Сигнал s(t), що являє собою послідовність модульованих несучих сигналів, передається неперервним каналом зв’язку. На приймальному боці в демодуляторі приймача прийнятий сигнал демодулюється, в результаті чого виділяються кодові символи a'1, a'2, … a'n ,… прийнятого цифрового сигналу, які в загальному випадку відрізняються від передаваних символів, що позначує штрих над символами. Прийнятий цифровий сигнал обробляється в декодувальному пристрої відповідно до процедур, зворотних тим, яким сигнал, що передається, піддавався в кодуючому пристрої передавача.

Результуючий сигнал s'ін(t) декодувального пристрою передається одержувачу інформаційного сигналу.

Оскільки реальні канали зв'язку, а відповідно і канали передавання, є смугообмеженими, то сигнали, передавані по них, обмежені за спектром і теоретично нескінченні за часом.

Несучі сигнали при послідовному способі передавання являють собою послідовність сигналів, утворену основним сигналом

f (t), −∞ < t < ∞, (2.1)

в загальному випадку необмеженим за тривалістю і погодженим з характеристиками каналу і сигналами

f (t − pT ), −∞ < t < ∞, p = ±1, ± 2,.... , (2.2)

одержуваними в результаті зсуву сигналу (2.1) на час ± pT, p=0, ±1, ±2,…

Послідовність сигналів (2.2) для задоволення вимогам передавання

інформації повинна утворювати ортогональну систему сигналів

 (2.3) Кодові символі, що підлягають передаванню, модулюють параметри

сигналів-переносників (2.2). Для випадку, коли модулюється амплітуда сигналів (розмах імпульсів), цей процес отримав назву амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ) [13].

Вихідний сигнал АІМ модулятора описується формулою

 (2.4)

де ap– амплітуда (розмах) сигнала-переносника, відповідна значенню кодового символу, що передається на р-ому тактовому інтервалі.

СП з послідовним способом передавання сигналів називають також одноканальними, якщо послідовність ap належить одному передаваному сигналу.

СП с сигналами-переносниками виду (2.2) і амплітудною модуляцією

(2.4) називають СП з АІМ. Якщо несучий сигнал f(t) на інтервалі 0 ≤ t < Т є, наприклад, посилкою постійної напруги, а кодові символи ap  набувають рівноймовірно одного з восьми припустимих значень, то один з можливих

вихідних сигналів модулятора являє собою функцію часу, наведену на рисунку 2.2.

Процес модуляції при цьому полягає у встановленні відповідності між трирозрядним двійковим (при двійковій арифметиці) кодовим символом (a1p, a2p, a3p) і амплітудою сигналу ap (рисунок 2.2). Наведений вид модуляції називається восьмирівневою АІМ або лінійним восьмирівневим кодуванням. У СП застосовуються різні варіанти АІМ-кодування, аж до 128-рівневого.

Послідовність кодових символів ap(a1p, a2p, a3p )

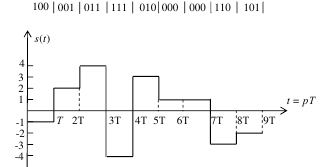


Рисунок 2.2 − Приклад восьмирівневого АІМ-сигналу

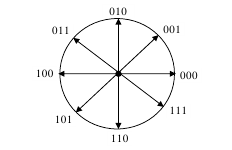


Рисунок 2.3 – Приклад сигнального сузір’я ФМ-8

На рисунку 2.3 наведено приклад сигнального сузір'я (припустимих варіантів фази сигнала-переносника) фазової модуляції ФМ-8. В якості несучого сигналу тут застосовуються відрізки гармонічного сигналу тривалістю Т, фаза яких задається залежно від значення передаваного кодового символу − двійкового числа ap(a1p, a2p, a3p).

Якщо в СП з АІМ використовується сигнал-переносник, тривалість якого

обмежена тривалістю тактового інтервалу Т

f (t), 0 ≤ t < T ,

а передавання здійснюється неспотворювальним каналом зв'язку з білим адитивним шумом, то оптимальний приймач АІМ-сигналів (2.4) являє собою корелятор з опорним сигналом f (t), послідовно до якого підключено пороговий вирішальний пристрій (кореляційний приймач) [7, 14].

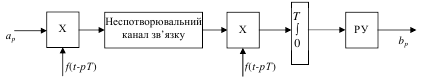


Рисунок 2.4 – Канал передавання СП з АІМ з послідовним передаванням

сигналів і кореляційним прийманням

Системи передавання, що використовують єдиний сигнал-переносник з тривалістю, що дорівнює тривалості тактового інтервалу, і реалізують

кореляційне приймання (рисунок 2.4), неефективні з точки зору використання смуги частот каналу. Сигнали скінченної тривалості залежно від співвідношення смуги пропускання каналу передавання і ширини спектра передаваних сигналів в результаті проходження каналом зв'язку спотворюються, збільшуються за тривалістю і перекриваються один з одним на тривалості багатьох тактових інтервалів. Приймання за схемою, наведеною на рисунку 2.4, породжує значні інтерференційні завади.

Для побудови високошвидкісних СП використовують сигнали-переносники, ширина спектрів яких обмежена діапазоном частот каналу передавання. Тривалість сигналів-переносників при цьому теоретично нескінченна.

Для реалізації алгоритмів модуляції і демодуляції в цьому випадку

застосовуються фільтрові методи. Канал передавання одноканальної (оскільки

використовується лише один сигнал-переносник) СП з АІМ фільтрового типу і

послідовним передаванням наведено на рисунку 2.5.



Рисунок 2.5 – Канал передавання СП з АІМ фільтрового типу

2.2 Паралельне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку

Поряд з послідовним (одноканальним) способом передавання, що

використовує один сигнал-переносник, широко застосовується також паралельний (багатоканальний) спосіб передавання сигналів [9, 17, 18].

За паралельного способу передавання використовується множина з n

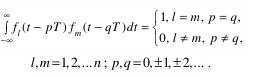
сигналів-переносників

{fl(t)}nl=1, −∞ < t < ∞, (2.5)

в загальному випадку нескінченної тривалості, які одночасно і незалежно модулюються в тактові моменти pT, p = 0, ±1, ± 2, K , передаваними інформаційними сигналами.

Сигнали (2.5) та їхні зміщені на pT, p = 0, ±1, ± 2, K , варіанти повинні задовольняти умові ортонормованості, щоб бути розподіленими лінійними

методами

 (2.6)

Поряд з назвою «СП з паралельним передаванням сигналів», подібні

системи називають також «СП ортогональними сигналами» (СП ОС) або «багатоканальні СП» (число каналів передавання СП дорівнює n – числу використовуваних сигналів-переносників) [17, 18].

Загальною моделлю n-канальної СП ОС є система передавання з АІМ, структурну схему якої наведено на рисунку 2.6.

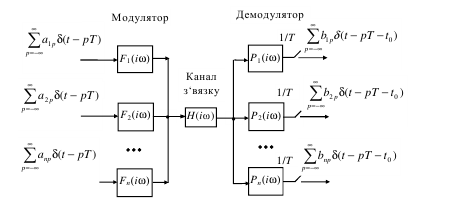


Рисунок 2. 6 – Узагальнена структурна схема n-канальної СП ОС

фільтрового типу

Модулятор СП містить n формувальних пристроїв − фільтрів з ПФ

{Fl (iω)}nl=1, – Ω ≤ ω < Ω, (2.7) Демодулятор СП в загальному випадку складається з n приймальних

фільтрів, узгоджених з сигналами, що приймаються, з ПФ

{Pl (iω)}nl=1, – Ω ≤ ω < Ω,

і ключів, стробуючих вихідні сигнали фільтрів в тактові моменти часу (t0  – часова затримка, що вноситься каналом зв'язку).

Пара − передавальний і приймальний фільтри − разом з каналом зв'язку,

описуваним ПФ H(iω), – Ω ≤ ω < Ω, утворюють один канал передавання СП ОС.

У випадку, коли сигнали-переносники {ϕl (t)} , l = 1, 2, ..., n, використовувані в СП ОС, є функціями, обмеженими в часі інтервалом T, розподіл сигналів на прийманні і виділення інформаційних параметрів можна

здійснити за допомогою корелятора. СП ОС, що використовують як сигнали-

переносники різні системи ортогональних на інтервалі T функцій, знайшли

широке розповсюдження завдяки простоті реалізації операцій модуляції і

демодуляції. Структурну схему СП ОС, що використовує систему ортогональних на інтервалі [0, Т] сигналів, наведено на рисунку 2.7. Інтегрування в кореляторах здійснюється на інтервалі первісної тривалості сигналів-переносників.

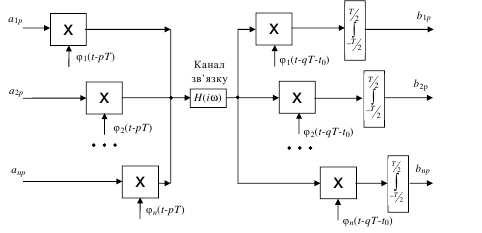


Рисунок 2.7 − Структурна схема n-канальної СП ОС

з кореляційним прийманням

Оскільки в СП ОС використовується практично обмежений набір сигналів – функцій частоти або часу, модульованих по амплітуді в тактові

моменти часу pT, p = 0, ±1, ± 2, ... (при цьому p можна вважати таким, що прагне до нескінченності), то, з теоретичної точки зору, зручно розглядати як вихідні сигнали, так і сигнали, зміщені за часом на pT, p = 0, ±1, ± 2, ..., як єдину систему функцій, що використовуються у n-канальній СП ОС. При цьому системи з послідовним способом передавання (одноканальні) розглядаються як окремий випадок СП ОС.

Таким чином, вважатимемо, що для передавання використовується в

загальному випадку нескінченний набір функцій частоти

{Ψl (iω)e−iωpT } nl=1 , p = 0, ±1, ±2, ... , − Ω ≤ ω < Ω , (2.19)

що задовольняє умові ортонормованості.

3 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ОРТОГОНАЛЬНИМИ ГАРМОНІЧНИМИ

СИГНАЛАМИ

3.1 Переваги багатоканальних систем передачі з вузькосмуговими сигналами

Розвиток телекомунікацій у світі відбувається в напрямку освоєння нових середовищ і технологій передачі, підвищення ефективності систем передачі (СП) та якості наданих послуг зв’язку. У зв'язку з цим, на порядок денний постали питання підвищення ефективності передавання інформації по середовищах «не завжди повністю дружніх» (за визначенням В. Іпатова [7]) або, за іншим визначенням, – «недосконалих» (imperfect) середовищах передачі.

З цією метою розробляються ефективні СП, здатні забезпечити високу швидкість передавання інформації по «недосконалих» середовищах, які, крім лінійних частотних спотворень передатних функцій (ПФ) каналів зв'язку, характеризуються також наявністю низки інших факторів, що визначають якість передавання інформації. До найбільш поширених факторів, що заважають, належать: адитивний білий шум, зосереджені за спектром та імпульсні завади, невизначеність і стрибки фази несучої, коефіцієнт передачі, фазовий джитер, селективні частотні завмирання і нестабільність частотних характеристик.

Найбільшою мірою такі заважаючі фактори притаманні радіоканалам, особливо мобільному зв'язку з рухомими об'єктами [7, 8, 11…13]. Під час руху об'єкта змінюються частотні характеристики радіоканалу, утвореного складанням множини відбитих від навколишніх об'єктів променів, змінюються характеристики радіозавад. До складних середовищ передачі належать також телефонні лінії зв'язку, лінії електропостачання та електропроводки, які використовуються для побудови мереж широкосмугового доступу (ШД).

Системи передачі, що здатні забезпечувати необхідну якість передавання інформації під час роботи по середовищах і каналах зв'язку з нестабільними частотними і завадовими характеристиками, а також здатні ефективно відновлювати працездатність при виникненні катастрофічних ситуацій, які призводять до переривання зв'язку, отримали назву «робастні» (robustness).

Прикладом робастного методу передачі каналами зв'язку зі стрибками фази і рівня сигналу є метод фазорізницевої модуляції (ФРМ) [11…13]. У методі ФРМ інформація передається різницею фаз сигналів-переносників на двох сусідніх тактових інтервалах. Оцінка різниці фаз у приймачі не залежить від точності визначення модулів прийнятих сигналів, що знижує вимоги до стабільності коефіцієнта посилення каналу. Стрибок фаз породжує лише невизначеність оцінки фази (помилку) на тактовому інтервалі, на якому стався стрибок. З наступного тактового інтервалу, після стрибка, відновлюється вірне приймання сигналів. Інша картина спостерігається у СП, що використовують методи приймання, які включають адаптивну корекцію характеристик каналу зв'язку. Якщо не вжити спеціальних заходів з діагностики стрибка фази, то він сприймається як зміна частотних характеристик каналу й адаптивний коректор починає його компенсувати. Процедура адаптації може тривати десятки і навіть сотні тактових інтервалів. Очевидно, що забезпечення робастних властивостей має здійснюватися на всіх рівнях побудови і функціонування СП. Обмежений частотний ресурс використовуваних середовищ передачі, що визначає в кінцевому рахунку пропускну здатність каналів передачі СП, робить актуальною задачу розроблення технологій передачі для побудови робастних СП, оптимальних для передавання по недосконалих середовищах.

У роботах [7…13] обґрунтовується висновок, що оптимальними для передавання інформації по недосконалих середовищах є n-канальні (багатоканальні) СП, які утворюють у смузі частот каналу передачі СП множину з n частотнонезалежних (розділених за частотою) підканалів (каналів), якими незалежно передається інформація. На рисунку 3.1 показано частотні характеристики умовного каналу передачі та спектр сигналу n-канальної СП з каналами, що не перекриваються за частотою. Канал зв'язку задається характеристиками передатної функції (ПФ) H(iω): амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ)│H(iω)│і фазо-частотною характеристикою (ФЧХ) φ(ω); смугою пропускання Ω = ωв - ωн; ωн і ωв – нижня і верхня частоти смуги пропускання каналу; ω1, ω2, …, ωn − центральні частоти смуг пропускання каналів СП з АЧХ │Sk(ω)│, k = 1, 2,…, n.

Зрозуміло, що при довільній ПФ каналу передачі та відповідному числі каналів n-канальної СП зі смугообмеженими незалежними каналами частотні характеристики каналу передачі у смузі частот кожного з підканалів можна вважати практично лінійними.

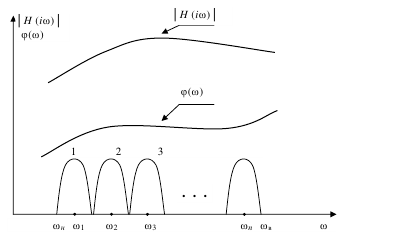


Рисунок 3.1 – Спектр сигналу багатоканальної СП зі

смугообмеженими незалежними каналами

Отже, у СП з вузькосмуговими каналами за наявності індивідуальних для кожного каналу систем автоматичного регулювання рівня (АРР), синхронізації несучої та тактової частоти, лінійні частотні спотворення кожного з передаваних сигналів можуть бути нехтовно малими, а в результаті малими будуть й інтерференційні завади. При цьому необхідність в адаптивному коректорі відпадає.

Відсутність адаптивного коректора частотних характеристик є істотною під час роботи по радіоканалах з селективними завмираннями за частотою. Селективні завмирання знижують відношення сигнал/шум в каналах, що збігаються за частотою з областю завмирань, не змінюючи його в інших каналах. За великого числа каналів навіть повне завмирання декількох каналів не погіршує якості роботи системи в цілому. Породжені завмираннями помилки виправляються відповідними кодами. Важливим результатом вузькосмуговості багатоканальної СП є гнучкість у формуванні спектра передаваного сигналу. Якщо частотні характеристики каналу зв'язку досить стабільні в часі, то здійснюється їх вимірювання і розподілення потужності передаваного сигналу і кількості передаваної інформації по каналах СП з урахуванням результатів вимірювань. У такій СП, очевидно, досяжна максимальна сумарна швидкість передавання інформації в умовах білого шуму і наявності передкорекції рівня сигналів, яка дозволяє реалізувати алгоритм «заповнення водою» оптимізації спектра передаваного сигналу [14].

Це дозволяє також не використовувати для передавання ті області частотної характеристики каналу зв'язку, в яких загасання сигналу або потужність завад є великими. На рисунку 3.2, а) надано графіки залежності модуля передатної функції каналу зв'язку |H(iω)| (АЧХ) від частоти і спектр зосередженої за спектром завади на частоті ω1. На рисунку 3.2, б) надано графік відповідної залежності розподілення біт по каналах в залежності від АЧХ і потужності адитивних завад N2(ω).

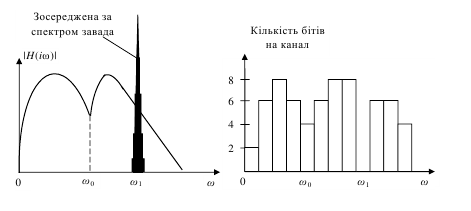


Рисунок 3.2 – Розподіл бітів по каналах СП (б) залежно від АЧХ

каналу передачі і потужності завад (а)

На тих несучих, де значення коефіцієнта передачі більше, передається більше інформації, і навпаки, а на несучій, де діє зосереджена за спектром завада великої потужності, інформація взагалі не передається.

Вузькосмуговість каналів СП дозволяє ефективно боротися з імпульсними завадами і зосередженими за спектром завадами шляхом виключення каналів ураженої ділянки частот.

Відсутність адаптивного коректора частотних характеристик, крім перелічених вище переваг n-канальної СП, дозволяє швидко, практично з

другої прийнятої посилки, відновлювати працездатність СП у разі короткочасного руйнування каналу передачі чи значної зміни його характеристик. Наявність у СП незалежних для кожного каналу систем автоматичного регулювання посилення (АРП) і систем тактової синхронізації (СТС) дозволяє оперативно коригувати тимчасові дрейфи характеристик середовища передачі.

Таким чином, можна сформулювати основні принципові вимоги до СП, задоволення яких забезпечує її робастні властивості.

Робастна СП повинна забезпечувати максимальну середню швидкість

передавання інформації по каналах зв'язку з нестабільними частотними і

часовими характеристиками (недосконалих середовищах) і швидко (практично

за 2 – 3 такти) відновлювати працездатність після впливу завад, що призвели до

порушення зв'язку.

Ці якості досягаються шляхом:

- використання технології (методу) передачі інформації множиною

незалежних вузькосмугових сигналів (каналів);

- здійснення безперервного контролю СП характеристик середовища

(каналу) передачі й адаптивного перебудовування своїх характеристик, включаючи форму спектра передаваного сигналу, інші параметри сигналу.

3.2 Ортогональні гармонічні сигнали

Питання щодо побудови оптимальної (робастної) системи передачі (РСП)

розглядалося багатьма вченими [16, 17]. Побудова n-канальної СП з розділенням сигналів за смугою частот канальними фільтрами, очевидно, важко

піддається реалізації при великих n і потребує значних втрат смуги частот на розфільтровку. Практично реалізовані системи смугообмежених сигналів, кожен з яких, за винятком крайніх, перекривається за спектром з двома сусідніми сигналами, запропоновані Р. Чангом [18, 19]. Однак високі вимоги до частотних характеристик пристроїв формування та приймання таких сигналів, до точності оцінки і корекції плоскої і лінійної складових ФЧХ при великому числі каналів, є серйозним недоліком сигналів Р. Чанга [20…22].

У зв’язку з цим, у техніці зв'язку знайшли застосування системи ортогональних гармонічних сигналів (функцій) (ОГС), які поступаються за

частотною ефективністю використання смуги частот каналу сигналам Р. Чанга,

але мають низку переваг. Наприклад, можливі ефективні алгоритми цифрової

обробки ОГС, їх приймання не висуває жорстких вимог до синхронізації та ін.

[9, 10, 15, 16].

Теорія ортогональних гармонічних сигналів базується на математичному апараті експоненційних функцій часу.

Перетворення Фур'є (спектр) функцій визначається за формулою

 (3.1)

Приклади графіків спектрів показано на рисунку 3.3.

Системи ортогональних сигналів, що описуються дійсними тригонометричними функціями

{coslω0t,sinlω0t}, l = 0, 1, 2, … N-1, ω0 = 2π F0 , 0 ≤ t < τ0, (3.2) ортогональними на інтервалі ω0, знайшли широке застосування у сучаснихсистемах зв'язку, де N – загальне число ортогональних функцій у смузі частот 0 – ωв, ωв – верхня частота спектра сигналу, ω0 = 2π / τ0– частота Найквіста.

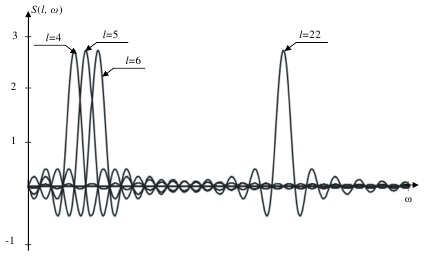


Рисунок 3.3 – Приклади графіків спектрів ОГС

Нагадаємо, що складові (3.2) – сигнали coslω0t і sinlω0t – також ортогональні і називаються відповідно синфазною і квадратурною складовими

або квадратурними сигналами. На рисунку 3.4 показано приклади сигналів (3.2) відповідно для l = 4, 5, 6, 22; τ0 = 10-3 с; N= 512.

Спектри сигналів з точністю до постійних множників на додатній піввісі частот описуються формулою (3.1). Спектри теоретично нескінченні за частотою й убувають з частотою зі швидкістю, пропорційною 1/ ω. При проходженні сигналів через смугообмежений канал зв'язку їхній спектр обмежується смугою частот пропускання каналу, а тривалість сигналів зростає.

У результаті цього ортогональність прийнятих сигналів порушується, що є

причиною виникнення міжсимвольних і міжканальних інтерференційних завад.

Однак на основі гармонічних сигналів (3.2) можна конструювати системи ортогональних сигналів, які не висувають для свого приймання жорстких вимог щодо синхронізації несучих і тактових частот. З урахуванням властивості малих спотворень під час проходження через канал зв'язку з ПФ, що спотворює, ці сигнали забезпечують малу чутливість СП до варіацій частотних характеристик каналу зв'язку, що є однією з характеристик РСП.

Широко використовуваним для побудови систем ОГС, мало чутливих до

лінійних спотворень частотних характеристик каналів передачі, є введення так

званого захисного часового інтервалу, на тривалість якого збільшується інтервал ортогональності сигналів (3.2).

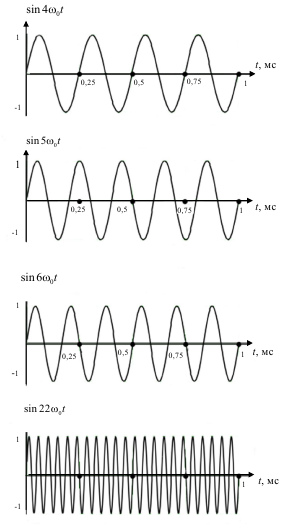


Рисунок 3.4 – Графіки ортогональних гармонічних сигналів

Інтервал часу, на який збільшена тривалість сигналів-переносників по

відношенню до інтервалу ортогональності, називають захисним інтервалом ТЗ = Т – τ0. Через періодичність гармонічних сигналів з періодом τ0, можна

рівноправно створювати захисний інтервал, подовжуючи сигнали вліво на

інтервалі Т3 (у цьому випадку сигнал-продовження, за прийнятою зарубіжною

термінологією, називають префіксом) або періодично подовжуючи сигнали

вправо (суфікс), як показано на рисунку 3.5. Тривалість захисного інтервалу для визначеності обрана Т3 = 0,375 мс.

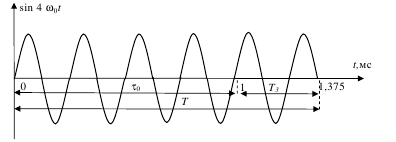


Рисунок 3.5 – Гармонічний імпульс s (t) = sin 4 ω0t

тривалістю T = τ0 + T3

Якщо в приймачі СП правильно визначено межі інтервалу ортогональності (інтегрування) τ0, тоді можливе кореляційне приймання без виникнення інтерференційних завад за рахунок частотних лінійних спотворень сигналів. Очевидно також, що вимоги до точності тактової синхронізації визначаються співвідношенням Т/τ0 і можуть бути невисокими.

Таким чином, введення захисного інтервалу забезпечило малу чутливість

СП з гармонічними сигналами (СП ОГС) (3.2) до лінійних спотворень ПФ

канала зв’язку, що зумовило широке розповсюдження СП ОГС для передавання

каналами зв'язку, характеристики яких досить швидко змінюються, через що стають непридатними традиційні методи приймання, які використовують корекцію. До таких належать, наприклад, як означено вище, радіоканали з багатопроменевим розповсюдженням.

Поряд з цим система сигналів (3.2), в силу концентрації основної енергії

сигналів у діапазоні частот 2ω0, практично зберегла переваги смугообмежених

сигналів.

Величина захисного інтервалу ТЗ визначається тривалістю ІР каналу зв'язку. Поняття тривалості τp імпульсної реакції h(t) потребує певного уточнення. Дійсно, з теоретичної точки зору, тривалість ІР смугообмеженого каналу зв'язку нескінченна. Проте практично є сенс говорити лише про тривалість інтервалу часу, на якому зосереджена більша частина енергії ІР смугообмеженої системи. Тому в кожному конкретному випадку необхідно обумовлювати частку повної енергії ІР, яку повинна містити результуюча ІР, і залежно від цього визначати її тривалість.

Вимірювання характеристик, наприклад, стандартних каналів тональної частоти (ТЧ СК) показали, що тривалість ІР некоректованих каналів при збереженні 99% енергії вимірюється від десятків до кількох сотень котельниківських інтервалів в залежності від числа переприймань по ТЧ [32].

Для забезпечення передавання „поганими” каналами необхідно збільшувати тривалість захисного інтервалу, і, щоб забезпечити прийнятне співвідношення тривалості тактового і захисного інтервалів, необхідно збільшувати число каналів СП ОГС. В принципі можна вибрати число каналів настільки велике, щоб тривалість Т3 була необхідною, але такий підхід призводить до затримки передавання сигналу, яка, в свою чергу, для більшості систем зв'язку регламентується. Збільшення захисного інтервалу стосовно тривалості посилки призводить до зниження швидкості передавання, що також небажано. Таким чином, існують певні обмеження щодо вибору величини ТЗ. Практично число каналів СП ОГС, а отже, і тривалість тактового інтервалу, вибирають таким чином, щоб частка захисного інтервалу становила близько 5% − 10% від тривалості передаваного імпульсу.

Схему n-канальної СП з гармонічними сигналами-переносниками наведено на рисунку 3.6.

Інформаційні сигнали a1p, b1p, a2p, b2p, ..., anp, bnp, що підлягають

передаванню на p-му тактовому інтервалі, – ∞ < p < ∞, з тактовою частотою, що

дорівнює 1/Т, надходять на входи амплітудних модуляторів і модулюють

амплітуди квадратурних несучих

 (3.3)

де l1 и l2 – номери несучих першого і останнього каналів СП, розраховані як номери гармонік частоти ω0 . Груповий сигнал на виході передавача є сумою модульованих несучих, на приймальному боці здійснюється розподілення сигналів і виділення інформаційних сигналів за допомогою кореляційного оброблення, s~(t) – груповий сигнал на вході приймача, що пройшов через канал зв'язку, t1 – момент початку інтегрування, що задається системою тактової синхронізації приймача СП.

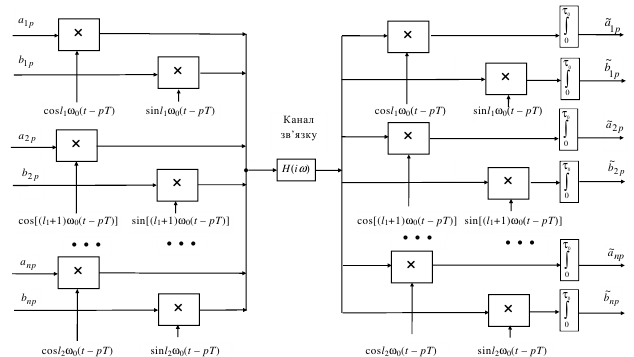


Рисунок 3.6 − N-канальна СП з гармонічними сигналами-переносниками

Розглянемо більш детально призначення захисного інтервалу, скориставшись для цього ілюстраціями до алгоритмів формування та демодуляції сигналів СП ОГС, наведеними на рисунку 3.7.

На рисунку 3.7, а наведено часову діаграму послідовності з трьох посилок групового сигналу: р-ої, (р + 1)-ої і (р + 2)-ої. Тривалості посилок T =τ0 +T3 . На рисунку 3.7, б наведено графіки двох розглянутих раніше сигналів: sin4ω0t і sin5ω0t . Пунктиром на графіку показано сигнали, доповнені на захисному інтервалі. Межі посилок є моментами модуляції (для спрощення рисунка розглядається випадок, коли амплітуда сигналу не змінюється, тобто випадок фазової модуляції).

У приймачі демодуляція групового сигналу (обчислення ПДПФ) здійснюється на інтервалі, що дорівнює тривалості інтервалу ортогональності

τ0 . При прийманні неспотвореного сигналу (3.7, б) інтервал оброблення групового сигналу може займати довільні положення у межах інтервалу Т (рисунок 3.7, д, положення інтервалів інтегрування 1, 2). При цьому змінюється початкова фаза демодульованих сигналів, але інтерференційних завад не виникає, тому що сигнали-переносники зберігають ортогональність. Якщо ж інтервал інтегрування займає положення 3 (рисунок 3.7, д), то неминуче виникають інтерференційні завади, оскільки в інтервал оброблення (інтегрування) потрапляють відліки наступної (p +2)-ої посилки.

На рисунку 3.7, в умовно показано сигнал s(t) = sin4ω0t, pT ≤ t < (p +1)T , який пройшов через канал зв'язку з імпульсною реакцією (характеристикою) тривалістю tір = 0,3125 мс. Сигнал спотворився: у нього з'явилася переддія тривалістю tір і післядія такої самої тривалості. Сумарна тривалість сигналу на виході каналу (вході приймача) збільшилася також на tір. Внаслідок цих лінійних спотворень сигнали-переносники (лінійні сигнали) групового сигналу, які прямують один за одним, перекриваються, і їх приймання без міжсимвольної інтерференційної завади можливе лише за умови: tiр <T −τ0. Але при цьому, щоб уникнути інтерференційної завади, необхідно вибирати положення інтервалу інтегрування певним чином.

Для варіанту рисунку 3.6, в інтерференційна завада буде відсутня лише в положенні 2 інтервалу інтегрування (рисунок 3.7, д).

Різні сигнали-переносники групового сигналу, проходячи по різних

частотних ділянках каналу зв'язку, зазнають різної часової затримки внаслідок

нерівномірності характеристики групового часу проходження (ГЧП). На рисунку 3.7, г умовно зображено сигнал s(t), що являє собою спотворений в результаті проходження через канал зв’язку синусоїдальний сигнал sin5 ω0t, pT ≤ t < (p +1)T. Розглянемо випадок, коли затримка цього сигналу в каналі зв'язку перевищує затримку спотвореної синусоїди sin4 ω0t, pT ≤ t < (p +1)T, на інтервал часу tз, тобто на виході каналу зв'язку спотворена синусоїда sin 5ω0t затримана щодо спотвореної синусоїди sin 4ω0t на tз. Умовою відсутності міжсимвольних завад при прийманні сигналу sin5ω0t (рисунок 3.7 г) буде положення 3 (рисунок 3.7. д) інтервалу інтегрування.

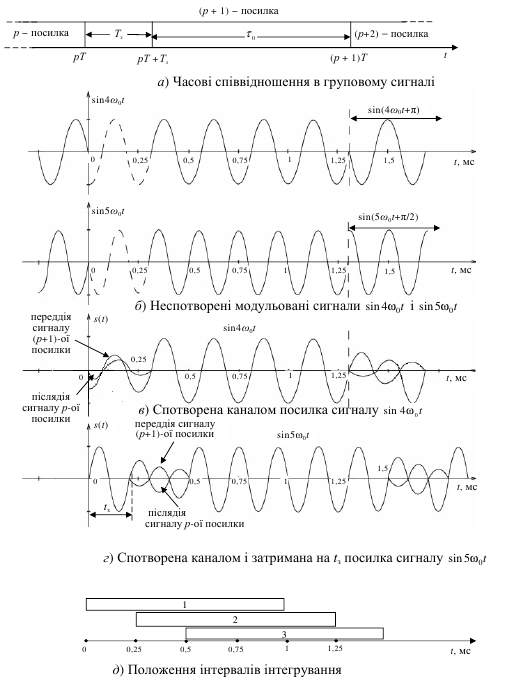


Рисунок 3.7 − Ілюстрації до алгоритмів формування і демодуляції групового

сигналу СП ОГС

Як видно з рисунку 3.7, в, г, д, для двох сигналів, що розглядаються, не існує спільного інтервалу інтегрування, на якому ці сигнали були б не спотвореними, а, отже, ортогональними. Внаслідок цього в обох каналах поряд з міжсимвольними породжуються також і міжканальні інтерференційні завади. Величини цих завад визначаються конкретними параметрами сигналів і частотною характеристикою каналу зв'язку.

3.3 Ефективні обчислювальні алгоритми модуляції - демодуляція ОГС

Питання ефективної цифрової реалізації алгоритмів модуляції-демодуляції ОГС мають суттєве значення, оскільки число сигналів (каналів) у сучасних СП досягає десяток тисяч. Ефективні алгоритми цифрового оброблення у СП ОГС базуються на застосуванні швидких алгоритмів обчислення перетворення Фур'є [23, 24].

Пряме й зворотне дискретне перетворення Фур’є (ДПФ) записуються

наступним чином

 (3.4)

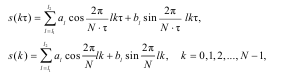
(3.5)

Алгоритми ДПФ (3.4, 3.5) знаходять широке застосування в цифровому

обробленні сигналів завдяки швидким методам їх обчислення. Відповідні

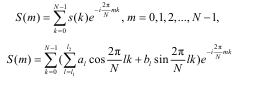
обчислювальні алгоритми отримали назву швидких перетворень Фур'є (ШПФ).

Груповий сигнал СП ОГС при дискретизації гармонічних сигналів-переносників і при виконанні умови τ0= N·τ описується дискретною функцією:

 (3.6)

де τ=1/ Fд – інтервал дискретизації; Fд – частота дискретизації сигналу.

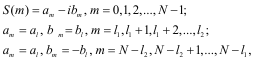
Дискретний спектр сигналу (3.6) є результат прямого перетворення Фур’є

 (3.7)

або



де

 (3.8)

am = bm = 0 – в усіх інших випадках.

Має місце і зворотне ДПФ 

Таким чином, при виконанні певних співвідношень між дискретними

несучими СП ОГС і параметрами ДПФ, операції модуляції і демодуляції можна

виконати за допомогою алгоритмів відповідно до зворотного і прямого ДПФ.

Розглянемо більш докладно алгоритми модуляції і демодуляції сигналів СП ОГС, скориставшись рисунком 3.8. Для визначення та спрощення викладення будемо вважати, що використовується модуляція КАМ (квадратурно-амплітудна модуляція) в кожному каналі. Розмірність сузір'їв будемо ігнорувати. Елементи цифрового сигналу a1, a2, …, al, …, що підлягають передаванню, надходять на вхід модулятора (рисунок 3.6). Модулятором будемо умовно називати частину програмного забезпечення, що виконує алгоритми модуляції лінійних несучих сигналів сигналами, що передаються. У формувачі модулюючого групового сигналу елементи a1, a2, …, al, … групуються попарно, утворюючи послідовність n (n − число каналів) двовимірних елементів

a1p+b1p, a2p+b2p, …, anp+bnp, (3.9)

що передаються на р-му тактовому інтервалі.

Потім встановлюється відповідність між номером двовимірного елемента і номером несучого сигналу l. Іншими словами, визначається номер несучої, яку модулює n-елемент. У результаті елементам послідовності (3.9) присвоюються номери від l1 до l2

 (3.10)

Далі виконується алгоритм (3.8) формування дискретного комплексного

спектра S(m), m= 0, 1, …, N–1, p-го символу групового сигналу. Після

виконання зворотного перетворення Фур'є спектра Smp генерується послідовність з N відліків цифрового сигналу. Отримана послідовність доповнюється Nз відліками захисного інтервалу, чим завершується формування

цифрового символу групового сигналу p-го тактового інтервалу, що складається з Nт  = N + Nз відліків. Цифро-аналогове перетворення (ЦАП) і фільтрація завершують формування аналогового символу групового сигналу.

Алгоритм демодуляції містить аналого-цифрове перетворення прийнятого сигналу, виділення з Nт відліків групового сигналу N відліків і виконання прямого ДПФ. У результаті перетворення генерується прийнята послідовність спектральних відліків S'(m), m = 0, 1, 2, …, N-1, що, в принципі, відрізняється від переданої S(m). Послідовність S'(m) перетворюється у вихідну послідовність b1, b2, … bl, … шляхом компенсації нерівномірності АЧХ і плоскої складової ФЧХ каналу зв’язку (коректор АЧХ/ФЧХ) і прийняття рішення (ПР).

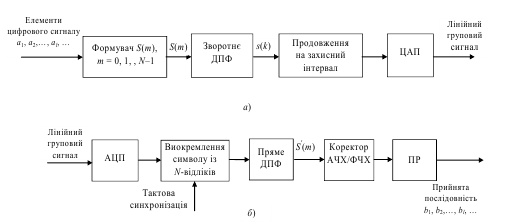


Рисунок 3.8 - Алгоритми модуляції (а) і демодуляції (б) сигналів

у СП ОГС

Індивідуальні оцінки нерівномірності АЧХ і плоскої складової ФЧХ для кожного із каналів СП ОГС здійснюються на етапі ініціалізації СП, потім у процесі роботи вони коригуються відповідними адаптивними процедурами.

4 ОЦІНКА ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ

ОРТОГОНАЛЬНИМИ СИГНАЛАМИ

4.1 Дисперсія інтерференційних завад в СП ОС з кореляційним прийманням

Інтерференційні завади в СП ОС, породжувані порушенням ортогональності сигналів, які пройшли каналом зв'язку, є для більшості каналів

зв'язку основним чинником, що заважає і обмежує швидкість передавання.

Завади, які є наслідком лінійних спотворень ПФ каналу зв'язку, в принципі, можуть бути придушені до необхідної величини відповідним вибором параметрів групового сигналу СП ОС і включенням гармонічного коректора частотної характеристики каналу. Проте, практично, в силу ряду об'єктивних причин (скінченної довжини коректора, обмеженого часом його налаштування, та інших), досягти необхідного придушення інтерференції складно, особливо в разі роботи по каналах із значними лінійними спотвореннями і нестабільними в часі характеристиками. Серед інших чинників, які породжують інтерференційні явища, слід назвати в першу чергу паразитну фазову модуляцію (ПФМ) групового сигналу (фазовий джитер), зсув частоти сигналу, внесений каналом зв'язку, неоптимальність установлення фази несучої і тактової частот.

На етапі проектування СП ОС для завдання вимог до вузлів апаратури та

прогнозування якісних характеристик передавання важливою є оцінка рівня

інтерференційних завад, що породжуються як окремими факторами, що заважають, так і їхньою спільною дією. Нижче пропонується методика розрахунку інтерференційних завад в СП [37], що відрізняється від відомих більшою універсальністю: дозволяє, наприклад, врахувати вплив на груповий сигнал ПФМ.

Скористаємося узагальненою моделлю одного k-го каналу n-канальної

СП ОС, що складається з „косинусного” і „синусного” підканалів (рисунок 4.1). У моделі передбачається використання амплітудно-фазової модуляції (АФМ).

Модель містить канальні формуючі фільтри (ФФ) з ПФ F(iω) на передачі

та фільтри нижніх частот (ФНЧ) з ПФ P(iω) на прийомі. В якості несучих сигналів використовується набір гармонічних сигналів



Канал зв'язку моделюється ПФ H(iω). У каналі присутня мультиплікативна завада ПФМ – ϕдж(t) і адитивний гаусовий шум n(t) [32]. Адитивний шум не пов'язаний з факторами, що породжують інтерференційні завади, тому він опускається з подальших викладень і може бути врахований під час розрахунку результуючої захищеності сигналу на вході вирішального пристрою.

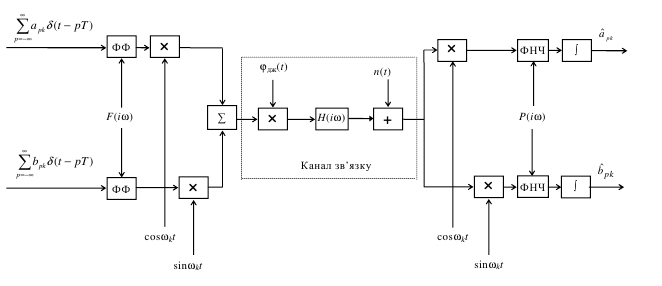


Рисунок 4.1 − Схема k-го каналу СП ОС

На входи „косинусного” і „синусного” підканалів СП ОС надходять

надходять дискретизовані інформаційні послідовності

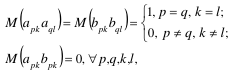
, (4.1)

де p – номер одиничного елемента сигналу;

Т – тривалість тактового інтервалу;

Δ(t) – дельта-функція.

Будемо також припускати, що інформаційні параметри apk і bpk  мають наступні кореляційні властивості

 (4.2)

де M – операція обчислення математичного очікування.

Відгуками фільтрів ФФ на вхідні сигнали (4.1) будуть відповідно такі сигнали

, (4.3)

де 

Скористаємося монохроматичною моделлю ПФМ

, (4.4)

де Aдж, Bдж, ωдж – відповідно амплітуди синфазної і квадратурної складових і частота джиттера.

Подальші викладки можуть бути спрощені в разі відсутності джиттера шляхом виключення з формул складових, що містять його параметри.

Фазовий джиттер проявляється у формі модуляції фази сигналів-переносників

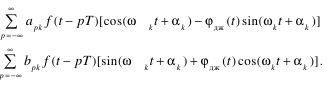
 , (4.5)

де з метою спільності введена початкова фаза k-го сигналу-переносника αk.

З урахуванням малості амплітуди джиттера можна (4.5) замінити наближеними співвідношеннями [37]:

 (4.6)

Після помноження сигналів (4.3) на сигнали-переносники (4.6), піддані впливу ПФМ, отримуємо сигнали



Визначимо середнє значення енергії інтерференційної завади, що породжується p-м одиничним елементом k-го каналу в результаті його спотворення ПФМ і передатною функцією каналу зв'язку H(iω) в k-му

„косинусному” і відповідно „синусному” підканалах приймача.

Далі наведено лише остаточні формули через громіздкість перетворень.

Повна інтерференційна завада на виході l-го каналу приймача дорівнює

сумі завад від усіх каналів СП ОС і одиничних елементів

 (4.7)

Штрих, що стоїть біля дужок, в які поміщений знак подвійної суми,

означає відсутність доданка, відповідного k = l і p = 0. Вочевидь, немає

необхідності підсумовувати по р в нескінченних межах. Практично достатньо

врахувати лише одиничні елементи, які йдуть один за одним, з номерами

р = –1, 1. Сумарна енергія власних сигналів на виходах кореляторів становить:

 (4. 8)

Ця величина дорівнює нулю, якщо в l-му „косинусному” і l-му „синусному” каналах при p = 0 відсутнє передавання, тобто

 (4.9)

Інтерференційні завади будемо характеризувати співвідношенням

 (4.10)

Слід зазначити, що формула (4.7) дозволяє розраховувати не тільки

повну інтерференційну заваду, яка дорівнює сумі міжканальних і міжсимвольних завад, але й міжканально-міжсимвольні завади.

4.2 Дисперсія інтерференційних завад в СП ОГС

Наведена в попередньому розділі методика розрахунку інтерференційних

завад у частотній області є універсальною для СП ОС, що використовують різні

системи ортогональних сигналів, проте є досить громіздкою. Для розрахунку інтерференційних завад у СП ОГС, породжуваних лінійними спотвореннями ПФ каналу зв'язку, зручною є наведена нижче методика, що відрізняється простотою і незначними обчислювальними витратами [38]. Структурна схема одного каналу СП ОГС виходить із узагальненої схеми СП ОС (рисунок 4.1), якщо покласти

Р(iω) = 1 і F(iω) = 1.

Дискретизирований груповий сигнал СП ОГС на тактовому інтервалі

тривалістю Т описується сумою:

, (4.11)

де n – кількість інформаційних каналів у модемі;

аl, bl, l =1, 2,…, n – інформаційні параметри;

ω l =2πF0(l+m−1), l =1, 2,…, n – несучі частоти, кратні основній частоті

F0=1 / τ0;

m – ціле число;

τ0 – інтервал ортогональності;

NT =T/τ – число відліків одиничного елемента сигналу;

τ= 1/ FД – тривалість інтервалу дискретизації;

FД – частота дискретизації сигналу.

Число відліків на інтервалі ортогональності N = τ0/ τ на захисному

інтервалі



Груповий сигнал на захисному інтервалі є періодичним продовженням перших відліків одиничного елемента (4.11):

xk+N = xk , k = 0, 1, ..., L-1,

канал зв'язку описується дискретною ІР, що містить R значущих відліків:

g(rτ) = gr, r = 0, 1, ..., R-1. (4.12)

Результат проходження сигналу (4.21) через канал зв'язку описується

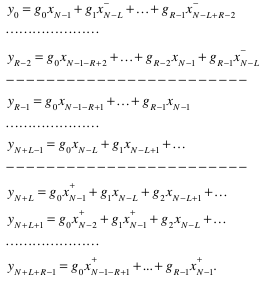
дискретною згорткою

 (4.13)

Введемо в розгляд відтинок дискретного сигналу СП ОГС з інверсною нумерацією відліків (це зроблено з метою врахування інверсії, необхідної для виконання згортки (4.13)), що містить N відліків інтервалу ортогональності, L відліків захисного інтервалу, а також відліки елементів x−p, x+p відповідно попереднього і наступного p-ому одиничному елементу групового сигналу

 (4.14)

Підставивши (4.14) в (4.13), запишемо кілька відліків результату згортки:

 (4.15)

Серед відліків вхідного сигналу приймача СП ОГС (4.15) системою

тактової синхронізації повинні бути виділені відліки, обмежені переривчастою

лінією. Зазначена послідовність є сумою циклічно зсунутих відліків інтервалу

ортогональності, зважених з коефіцієнтами ІР каналу зв'язку. Така обробка

відповідає постійному в часі коефіцієнту передавання і плоскому фазовому

зсуву, індивідуальному для кожної з n несучих частот модему, і зберігає

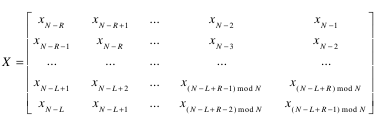
монохроматичний характер канальних сигналів на інтервалі ортогональності. Завдяки цьому в сигналі yR−1, yR,..., yN+L−1 не виникають міжканальні переходи за його кореляційного обробляння. Виділені відліки не містять також результатів згортки ІР з відліками сигналів сусідніх тактових інтервалів, що обумовлює відсутність міжсимвольних завад. Таким чином, попутно підтверджено висновок другого розділу про відсутність інтерференційних завад в таких СП при перевищенні тривалості захисного інтервалу тривалості ІР.

Неспотворена частина одиничного елемента сигналу (4.15) може бути

записана в матричній формі

* , (4.16)

де



– прямокутна матриця-циркулянт розміром (N + L − R +1)Ч R , що містить циклічні зсуви сигналу з інтервалу ортогональності gT= {g0, g1 ,..., gR-1}– транспонований вектор відліків ІР каналу.

Якщо тепер припустити, що тривалість захисного інтервалу менша за

тривалість ІР: L < R + 1, то матриця X у (4.16) вже не буде повним циркулянтом: у ній зникнуть права верхня і ліва нижня трикутні частини в сумі

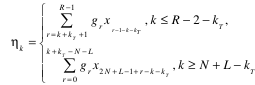
розміром R +1 –L. Відсутність зазначених елементів є безпосереднім джерелом, що породжує міжканальну інтерференцію усередині даного елемента сигналу. Одиничні елементи сигналу, що несуть інформацію, йдуть один за одним, і звільнена права верхня трикутна частина матриці X з (4.16) буде заповнена зсувами останніх відліків попереднього одиничного елемента сигналу, а нижня ліва трикутна частина − зсувами перших відліків наступного одиничного елемента. Ці складові стануть джерелом, що породжує міжсимвольну і міжсимвольно-міжканальну завади.

Введемо момент початку інтегрування 0 ≤ k T< N + L. Домовимося вважати момент kT = 0 , при якому блок вхідного сигналу, що обробляється приймачем, починається з y0 (див. формулу (4.15)). Тоді згортку (4.13) можна переписати в такому вигляді

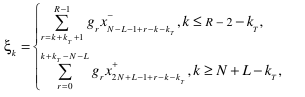


де операція (R)mod N: для додатних чисел R означає звичайне обчислення за модулем, а для від’ємних чисел вимагає додавання цілого числа N.

Враховуючи сказане вище, запишемо вираз для напруги відліків міжканальної інтерференції

 (4.17)

і міжсимвольной інтерференції:

 (4.18)

знаком „–” позначено відліки групового сигналу, що передує даному одиничному елементу, а знаком „+” – відліки наступного одиничного елемента.

Надалі потрібне знання статистичних властивостей відліків групового

сигналу (4.11). Інформаційні параметри al, bl, l = 1,2,...,n , взаємно некорельовані, мають нульові математичні очікування й дисперсії, які визначаються рівностями

 (4.19)

Можна показати, що для кореляційної функції сигналу (4.11) справедливо представлення

. (4.30)

Таким чином, статистичні властивості відліків групового сигналу наступні

. (4.31)

Інтерференційну заваду в кожному з каналів модему обчислимо як

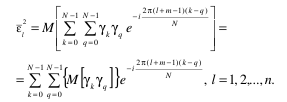
дискретне перетворення Фур'є від послідовності



за формулою



Середня потужність інтерференційної завади дорівнює

 (4.22)

Повна енергія сигналу на виході l-го каналу



При усередненні по всіх реалізаціях і цифровому поданні групового сигналу отримаємо формулу (4.23).

 (4.23)

Остаточно інтерференційну заваду будемо визначати як процентне співвідношення ефективних значень завади і сигналу:

, (4.24)

де риска над символом означає ефективне значення.

Насамкінець відзначимо, що запропонована методика розрахунку інтерференційних завад неодноразово тестувалася в різних умовах. Результати

тестування підтвердили можливість методики швидко і з достатньою точністю

оцінити завадозахищеність досліджуваних варіантів СП ОГС залежно від

частотних характеристик каналів зв'язку і точності установлення фази тактової

частоти.

4.3 Методика розрахунку завадозахищеності сигналів СП ОГС

Завадозахищеність СП оцінюють відношенням сигнал/шум на вході

вирішального пристрою, що забезпечує необхідну ймовірність безпомилкового

приймання. У проводових системах зв'язку відношення сигнал/шум задають величиною захищеності сигналу [18, 32]:

, (4.25)

де Рc – потужність сигналу на вході приймача;

Рш – потужність шуму.

Адитивний шум, породжуваний більшістю каналів зв'язку, вважають, як

правило, „білим” з нормальним законом розподілу.

Виведемо співвідношення, що дозволяє розраховувати ймовірність помилки в СП ОГС при заданих параметрах групового сигналу і захищеності

сигналу на вході приймача.

Розглянемо спочатку випадок, коли в кожному каналі СП ОГС передавання здійснюється методом амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ).

При цьому, вважаючи, що адитивний шум має рівномірний спектр в смузі каналу зв'язку, будемо вважати, що всі канали СП ОГС знаходяться в однакових умовах і обмежимося розглядом процесу передавання інформації по одному довільному каналу СП ОГС.

На виході деякого k-го каналу передавача на довільному тактовому

інтервалі при використанні В-рівневої (В − число рівнів) АІМ формується

лінійний сигнал

sbl (t) = Abϕl (t), 0 ≤ t < T , (4.26)

де ϕl (t) − l-ий сигнал-переносник;

Аb – амплітуда b-го варіанту сигнала, яка визначається таким чином:

Ab = 2b −1− B, b = 1, 2, ..., В.

Приклад сигнального сузір'я 8-ми рівневої АІМ (B = 8) наведено на

рисунку4.2.

Рисунок 4.2 – Сигнальне сузір'я восьмірівневої АІМ

Енергія сигналу, що передається, дорівнює



де E – енергія сигналу-переносника, що є рівною для всіх сигналів.

Як модель каналу зв'язку будемо розглядати канал з адитивним гаусовим

білим шумом (АГБШ) – n(t) і частотно-незалежним коефіцієнтом передавання – α. Оптимальний демодулятор АІМ сигналу в цьому випадку містить (рисунок 4.3), узгоджений з φl(t) фильтр, ключ, що стробує з тактовою частотою сигнал з виходу узгодженого фільтру, і вирішальну схему.

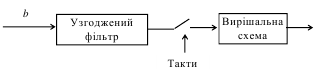
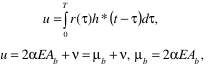


Рисунок 4.3 – Демодулятор сигналу АІМ

Сигнал r(t) на вході узгодженого фільтра описується виразом



Вихідний сигнал узгодженого фільтра в тактовий момент дорівнює



де h\*(t) − імпульсна реакція узгодженого фільтру;

ν − значення адитивного шуму на виході узгодженого фільтра.

Таким чином, відліки сигналу на виході узгодженого фільтра – це

випадкові процеси з середніми значеннями µb і дисперсією σν2 = 2EN0, де N0 –

спектральна густина енергії білого шуму.

Функція щільності ймовірності розподілу амплітуд сигналу на вході

вирішальної схеми описується нормальним законом розподілу

Разом з адитивним шумом каналу зв'язку на вході вирішального пристрою модему діють інтерференційні завади, породжені спотвореннями

передатної функції каналу зв'язку, дією фазового джиттера, розбіжністю частот

задаючих генераторів приймача і передавача, зміщенням частот сигналу в

каналі та іншими факторами, що призводять до порушення ортогональності сигналів-переносників.

Важливою ознакою СП ОГС є те, що закон розподілу інтерференційних завад в кожному каналі СП ОГС вже за N ≥ 6 (N – число каналів СП) досить добре апроксимується нормальним законом. Це є наслідком багатоканальності,

коли інтерференція в кожному каналі є сумою переходів (міжканальних і

міжсимвольних) з усіх каналів. В силу граничної теоремы теорії ймовірностей,

закон розподілу суми випадкових величин з відмінними від нормального законами розподілу прагне до нормального.

Ця властивість СП ОГС дозволяє під час спільної дії адитивного білого шуму каналу і інтерференційних завад значно спростити розрахунок імовірності помилки в СП.

Розрахунки демонструють переважний вплив ПФМ на ймовірність помилки в СП ОГС.

Причому, рівень перехідних завад на дальній кінець (які переважають в асиметричних СП xDSL, що використовують метод передачі ОГС) збільшується зі зменшенням довжини лінії, тому що перехідне загасання на дальній кінець має ще й залежність від довжини. Тому впровадження нових СП, без вирішення завдання щодо зменшення впливу перехідних завад, не має ніяких перспектив.

Отже, оптимальна СП для побудови мереж ШД на базі багатопарних

телефонних кабелів визначається довжиною «мідної» ділянки мережі у відповідності з вимогами абонентів до необхідної швидкості доступу та обирається з сімейства систем передачі за технологіями ADSL2+/VDSL2/G.fast.

І це не випадково, тому що всі вони відносяться до СП ОГС.

Саме СП ОГС дозволяють забезпечити максимальну швидкість передавання інформації по «недосконалих» середовищах і швидко відновлювати працездатність після впливу завад, що призвели до порушення зв'язку. Це досягається шляхом:

- використання технології (методу) передачі інформації множиною незалежних ортогональних вузькосмугових сигналів;

- здійснення безперервного контролю системою передачі характеристик середовища (каналу) передачі й адаптивного перебудовування параметрів СП, включаючи форму спектра переданого сигналу, параметри групового сигналу, наприклад, тривалість захисного інтервалу.

Причому друге випливає з першого: саме використання множини ортогональних гармонічних сигналів (які є вузькосмуговими) дозволяє виміряти частотні та завадові характеристики середовища передачі без

застосування спеціальних засобів, для цього лише потрібно передати тестові сигнали по всіх каналах СП ОГС й отриманий на прийомі результат дозволить визначити оптимальні параметри СП, у тому числі й для компенсації перехідних завад.

5 ВИКОРИСТАННЯ СП ОГС В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО

ЗВУКОВОГО І ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ

5.1 Система цифрового звукового мовлення

Однією з перших систем зв'язку загального призначення, що використовує для передавання множину (більш за півтори тисячі) ортогональних гармонічних сигналів-переносників (ОГС), стала система DAB (Digital Audio Broadcasting) високоякісного (з якістю компакт-диска) стереофонічного радіомовлення в УКХ.

Система DAB розроблена однойменним консорціумом, створеним в 1987

році на базі технології Eureka-147. Нині до складу консорціуму входять кілька

десятків виробників обладнання, провайдерів широкосмугового доступу і дослідницьких організацій [75]. Система DAB призначена для надання послуг високоякісного багатопрограмного цифрового мовлення і передавання додаткових даних. Приймання можливе як на стаціонарні, так і мобільні (автомобільні або портативні) приймачі. Використаний паралельний метод передавання ОГС, названий розробниками COFDM (Coding Orthogonal Frequency Division Multiplex), дозволяє не тільки забезпечити високу якість

мовлення за багатопроменевого поширення сигналу в умовах міста, а й реалізувати ідею одночастотної мережі (ОЧМ). У такій мережі сигнал з основної станції одночасно транслюється кількома територіально рознесеними передавачами на одній частоті, дозволяючи заощаджувати радіочастотний ресурс. Сформований радіосигнал DAB з шириною смуги частот у 1,536 МГц може транслюватися в одному з чотирьох передбачених діапазонів, для кожного з яких передбачено відповідний режим роботи системи. Режим I призначений для побудови систем наземного мовлення DAB-T, режими II - IV –

як для наземного, так і для супутникового.

Передавач системи DAB (рисунок 5.1) об'єднує три канали передавання цифрових потоків: канал користувача MSC (Main Service Channel), канал швидкої інформації FIC (Fast Information Channel) і канал синхронізації [80].

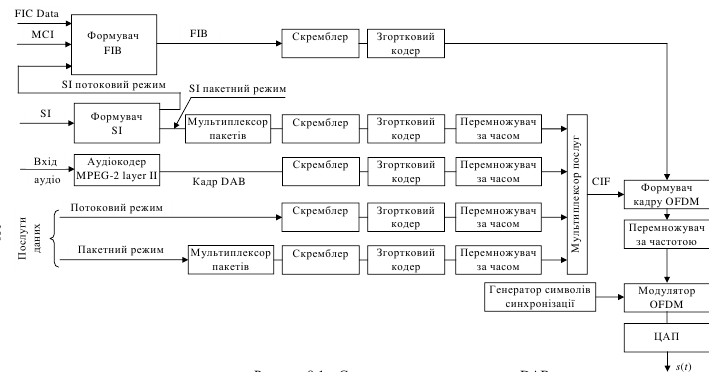


Рисунок 5.1 – Структурна схема передавача DAB

Користувальницький канал призначений для передавання компонентів надаваних користувачеві послуг: звукових програм і допоміжних потоків даних. Цей канал утворений шляхом тимчасового мультиплексування декількох

підканалів, кожен з яких індивідуально скремблюється, обробляється згортковим кодером і перемежувачем. У кожному службовому підканалі можливе передавання одного або декількох допоміжних потоків даних. Інформація про конфігурацію мультиплексора послуг, яка є необхідною для роботи приймального пристрою, передається у каналі швидкої інформації FIC.

Звукові програми мовлення, що надходять, кодуються стандартним кодером MPEG-1 ISO / IEC 11172-3 Layer II [77] або MPEG-1 ISO/IEC 13818-3 Layer II [78] при використанні частот дискретизації 48 кГц або 24 кГц відповідно. Кодер розбиває вихідний сигнал на аудіо-кадри DAB, кожен з яких містить по 1152 відліків ІКМ. Крім стандартних полів, описаних у вищезгаданих стандартах, кадр містить додаткові поля пов'язаних з програмою

даних PAD (Program Associated Data). Ця інформація синхронізована із звуковою програмою і складається з двох частин: X-PAD і F-PAD. Перша з них

довжиною в два байти служить для організації низькошвидкосного каналу

передавання керуючої інформації. Частина F-PAD має змінну довжину і служить для передавання пояснювальної інформації до поточної звукової

програми.

У додатковій частині кадру DAB також передаються байти контрольної

суми значень масштабних коефіцієнтів. На виході мультиплексора послуг

формуються стандартні кадри з перемежуванням CIF (Common Interleaved

Frame).

Канал швидкої інформації використовується приймальним пристроєм для

оперативного доступу до інформації, передаваної в каналі користувача. За

допомогою формувача швидких інформаційних блоків FIB (Fast Information

Block) виконується мультиплексування трьох службових потоків: інформації про конфігурацію мультиплексора MCI (Multiplex Configuration Information), інформації про послуги SI (Service Information) і послуги даних каналу швидкої інформації FIC Data. Сформований потік FIB скремблюється і кодується, але не піддається операції перемежування в часі. Відмова від перемежування необхідна для зменшення часу доступу приймального пристрою до призначеного для користувача каналу, що знижує затримку сигналу.

Формувач кадру OFDM виконує тимчасове мультиплексування FIB і CIF.

Кожен кадр складається з 77 (154 для режиму III) символів OFDM (таблиця 5.1). Перші два символи є синхронізуючими. Протягом всього проміжку часу [0, T0], відповідного передаванню нульового символу синхронізації, вихідний сигнал передавача s(t) = 0. У наступному (другому за рахунком) символьному інтервалі кожен канал OFDM транслює індивідуальний сигнал опорної фази, який використовується для оцінки АЧХ радіоканалу. Фаза цього сигналу також використовується як початкова при диференціальній QPSK-модуляції наступних інформаційних символів OFDM. Наступні три символи (вісім для режиму III) містять дані швидкого інформаційного каналу. Решта 72 символи (144 для режиму III) містять дані каналу користувача MSC.

Пропускну спроможність каналу користувача під час модуляції КАМ-4 можна розрахувати за наступною формулою

, (5.1)

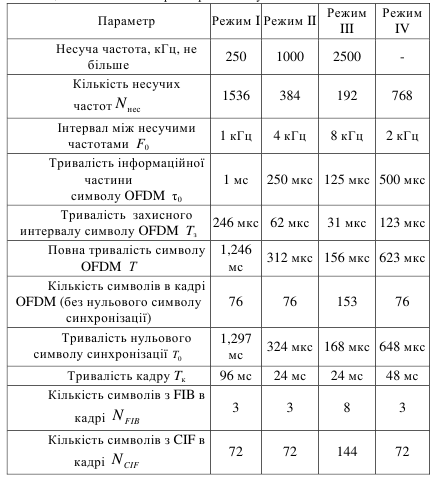
де NCIF − кількість символів OFDM, яку містять стандартні кадри з

перемежуванням CIF;

Nнес – кількість несучих;

Тк − тривалість кадру.

Таблиця 5.1 – Основні параметри сигналу DAB



Використовуючи дані таблиці 5.1, можна показати, що всім чотирьом

режимам роботи відповідає однакова швидкість передавання 2,304 Мбіт/с. Слід

зазначити, що частина цієї швидкості відводиться під передавання бітів завадостійкого кодування. Для ефективної корекції помилок за допомогою згорткового коду необхідним є рівномірний розподіл помилок в прийнятому інформаційному потоці. Проте в радіоканалі можливі селективні завмирання сигналу в кількох сусідніх каналах, які призводять до пакетування помилок. Тому сформований потік символів перед модуляцією піддається операції частотного перемежування.

5.2 Система телевізійного цифрового мовлення

Система наземного цифрового телевізійного мовлення DVB-T (Digital

Video Broadcasting) розроблялася з урахуванням вимог спільної роботи з аналоговим телебаченням в діапазонах МВ і ДМВ. Застосування паралельного методу передавання ОГС (COFDM) забезпечило наступні характеристики системи DVB: високу спектральну ефективність, стійкість до межсимвольної і міжканальної інтерференції, малі позасмугові випромінювання і зменшення впливу на сусідні по частоті канали аналогового телебачення. Поряд з цим модуляція OFDM також дозволяє будувати, аналогічно DAB, одночастотні мережі телевізійного мовлення. В одночастотній мережі телевізійного мовлення (рисунок 5.2) сигнал з однієї широкомовної станції надходить на кілька територіально рознесених передавальних станцій, що працюють на одній частоті [79]. Мультиплексор транспортного потоку (ТП) MPEG-2 виконує мультиплексування декількох транспортних потоків програм цифрового телебачення в єдиний транспортний потік MPEG-2, а також формування необхідної сервісної інформації. Адаптер ОЧМ формує мегакадри, які містять кілька кадрів системи DVB-T і пакет ініціалізації мегакадра. Даний пакет містить мітку часової синхронізації, що дозволяє синхронізувати роботу мережі передавальних станцій для мінімізації інтерференції приймального сигналу.

Сформований на (віщальній) мовній станції сигнал подається на передавальні станції за допомогою розподільної мережі, побудованої на базі кабельних технологій передавання: PDH, SDH або ATM. Часова затримка проходження сигналу в розподільній мережі в будь-якому випадку не повинна перевищувати однієї секунди.



Рисунок 5.2 – Структурна схема одночастотної мережі

Сигнал, що надходить на передавальну станцію, обробляється системою

синхронізації передавача з метою компенсації затримки поширення сигналу по

розподільній мережі. Компенсація відбувається шляхом затримки прийнятого сигналу на деякий проміжок часу. Його тривалість визначається значенням мітки часової синхронізації в пакеті ініціалізації мегакадра. У процесі роботи адаптер ОЧМ і система синхронізації передавача отримують еталонні сигнали з частотами 10 МГц і 1 Гц від відповідних приймачів глобальної навігаційної супутникової системи (ГНСС). У якості останньої можливе використання системи ГЛОНАСС або GPS.

5.3 Характеристики вітчизняних з’єднувальних ліній сільської телефонної мережі

Однією з глобальних проблем сучасного світу є проблема «цифрового розриву», тобто проблема нерівних можливостей доступу до інфокомунікаційних послуг для різних верств населення. Особливо гостро ця

проблема стоїть для мешканців сільських районів та віддалених населених

пунктів, які обмежені у можливостях користуватися сучасними інфокомунікаційними послугами. Попри стрімке проникнення рухомого зв’язку, абонентами якого є понад 5,3 млрд осіб в усьому світі, наголос зараз робиться на розвиток контенту за допомогою покращеного широкосмугового доступу. Метою цього розвитку є створення інформаційно-комунікаційних магістралей – мереж, які нададуть і сільським громадам, і міським центрам засоби досягнення їхніх цілей і сподівань. Відповідно, одним з першочергових кроків має стати побудова сучасної інфокомунікаційної інфраструктури сільських адміністративних районів.

«Вузьким місцем» сільських мереж доступу є з’єднувальні лінії сільських

телефонних мереж (СТМ), оскільки на них, як правило, використовується технічно і морально застаріле обладнання ІКМ, що забезпечує швидкість передавання не більше 2048 кбіт/с. Також відомо, що при побудові мережі найбільшу частку витрат складають вартість кабелів та витрати на їх прокладання, а на СТМ між АТС прокладено понад 100 тис. км кабелів (в основному типу КСПП) [97]. З огляду на це, одним зі шляхів подолання «цифрового розриву» є підвищення ефективності використання існуючої кабельної інфраструктури СТМ шляхом здійснення модернізації сільської мережі із застосуванням технологій xDSL на з’єднувальних лініях (ЗЛ) між АТС СТМ, що забезпечить збільшення швидкості передавання цифрової інформації з’єднувальними лініями. Треба зауважити, що під ефективністю модернізації сільської мережі треба розуміти збільшення швидкості передавання з’єднувальними лініями СТМ.

Модернізація сільської мережі із застосуванням технологій xDSL вже

здійснюється в Україні, однак з усього сімейства технологій xDSL використовуються лише симетричні технології xDSL. Це пов’язано з тим, що модернізація здійснювалася лише для задач обміну телефонним трафіком між АТС, який потребує симетричного (тобто однакового у прямому і зворотному напрямках) потоку даних, що передається ЗЛ (а саме такі симетричні потоки характерні для технології SHDSL). Але для сучасних інфокомунікаційних послуг (доступ до Інтернет, IP-телебачення тощо) властивою є ситуація, коли швидкість у напрямку до користувача (для СТМ це відповідає напрямку від райцентру до села) значно перевищує швидкість у напрямку від користувача, тобто для таких послуг необхідні асиметричні потоки даних, які характерні для асиметричних технологій хDSL (ADSL, VDSL та їх різновиди, які використовують для передавання інформації множину ортогональних гармонічних сигналів-носіїв).

На сьогодні зв'язок між АТС сільських районів переважно організований за допомогою обладнання ІКМ-30С (див. рисунок 5.3, а). Модернізація полягає у заміні обладнання лінійного тракту (ОЛТ) і регенераторів ІКМ-30С на станційні модеми та лінійні регенератори СП ОГС (СП сімейства технологій ADSL або VDSL).

На рисунку 5.3, а зображена схема організації цифрової ЗЛ СТМ по кабелю КСПП 1х4 між двома АТС за допомогою обладнання ІКМ-30С. На рисунку 5.3 б надано схему організації цифрової ЗЛ після модернізації СТМ з використанням СП ОГС. У випадку аналогової АТС необхідно залишити від ІКМ-30С аналогово-цифрове обладнання (АЦО-30) для формування первинного цифрового потоку Е1, а цифрова АТС (ЦАТС) вже має відповідні стики за Рекомендацією G.703, тому ІКМ-30С демонтується повністю.

Цифровий потік Е1, сформований обладнанням АЦО-30 або ЦАТС, надходить на інтерфейс Е1 СП ОГС. Інші цифрові дані надходять на інтерфейс Ethernet модема. На прикінцевих станціях СП ОГС формується лінійний сигнал DMT (Discrete MultiTone), який передається по лінії передачі. Передавання цифрового потоку СП ОГС здійснюється по одній або двох парах кабелю КСПП. Якщо відстань між двома АТС більше припустимої, необхідно встановити один або кілька регенераторів СП ОГС, які отримують дистанційне електроживлення від прикінцевих станцій СП ОГС.

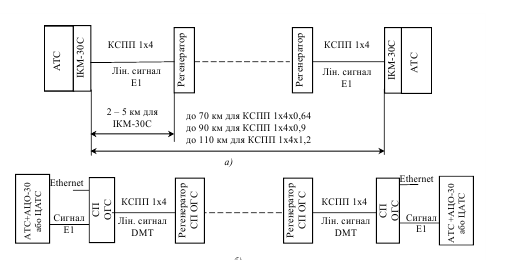


Рисунок 5.3 – Побудова ЗЛ з використанням СП ІКМ-30С (а); СП ОГС (б)

Найбільш інформативною характеристикою для оцінки ефективності модернізації СТМ є залежність швидкості передавання від довжини регенераційної ділянки. Отже, необхідно виконати моделювання роботи СП

ОГС з’єднувальними лініями СТМ, результатом якого повинно бути визначення залежності швидкості передавання СП ОГС від довжини з’єднувальної лінії СТМ при варіації її параметрів (тип кабелю, врахування тривалості експлуатації та, як наслідок, погіршення значень параметрів за рахунок старіння, потужність адитивних завад, паралельна робота СП по з’єднувальній лінії). Понад 50 % ліній СТМ мають довжину, меншу за 16 км, тому розрахунки обмежуються цією довжиною. Це дасть змогу оцінити, яку швидкість передавання можна буде досягти без використання проміжних регенераторів. З практичної точки зору, для мінімізації витрат на модернізацію проміжні регенератори СП ОГС доцільно розміщувати тільки в уже обладнаних місцях, а саме у місцях установлення НРП ІКМ-30С, це дозволить уникнути проведення лінійно-кабельних робіт та підвищити економічну ефективність модернізації. Оскільки на ЗЛ СТМ, як правило, використовуються кабелі типу КСПП-1х4 з діаметрами жил 0,64; 0,9 та 1,2 мм, то при моделюванні враховувалися параметри саме цих типів кабелів. З огляду на це, особливий інтерес являє розрахунок швидкості передавання СП ОГС при довжині регенераційної ділянки 2,8; 3,6 та 4,4 км відповідно для діаметра жил кабелю 0,64; 0,9 та 1,2 мм.

Моделювання роботи СП ОГС з’єднувальними лініями СТМ повинно

супроводжуватися розвязанням наступних задач:

- дослідження залежності досяжних швидкостей передавання СП ОГС від параметрів ЗЛ СТМ (довжини ЗЛ, типу кабелю, перехідних загасань при паралельній роботі СП, потужності адитивних завад);

- підвищення ефективності модернізації ЗЛ СТМ за рахунок оптимізації

параметрів СП ОГС;

- аналіз впливу тривалості експлуатації ЗЛ, відповідно погіршення її

параметрів,на досяжні швидкості передавання СП ОГС;

- дослідження можливостей застосування системи компенсації перехідних завад «векторинг» при паралельній роботі СП ОГС для підвищення ефективності модернізації ЗЛ СТМ.

При чому поставлені задачі можуть розв’язуватися як окремо, так і одночасно.

Розв’язання поставлених задач дозволить:

- запропонувати варіанти модернізації СТМ з використанням СП ОГС;

- оцінити ефективність запропонованих варіантів;

- надати Рекомендації щодо модернізації СТМ з використанням СП ОГС.

5.4 Характеристики систем передавання Стандарту IEEE 802.16 та IEEE 802.11

Стандарт IEEE 802.16 регламентує характеристики системи мобільного зв'язку, відомої під загальною назвою WiMAX (World Wide Interoperability for Microwave Access − Всесвітній доступ для взаємодії мікрохвильових мереж). Безпосередньо специфікація 802.16 визначає характеристики фіксованого радіодоступу, а специфікація 802.16е − характеристики мобільного радіодоступу за цією технологією [8, 87, 88].

Технологія WiMAX, поряд з використанням OFDM-модуляції, застосовує

метод передавання - приймання радіосигналу MIMO (Multi Input-Multi Output −

множина входів − множина виходів), які спільно забезпечують пікову швидкість передавання інформації до абонента до 63 Мбіт/с, а до базової

станції − до 28 Мбіт/с. У першу чергу цими ж факторами забезпечується

«далекобійність» технології WiMAX: в діапазоні частот до 1 ГГц дальність зв'язку у фіксованому варіанті сягає 50 км.

Якість обслуговування (QoS − Quality of Service) забезпечується застосуванням методу Diff Serv − диференційованого обслуговування, який є застандартизованим методом для підтримки служб з різними рівнями якості, а

також застосуванням багатопротокольної комутації по мітках (MPLS − Multiprotocol Label Switching). Застосування протоколу комутації MPLS дозволяє здійснювати з'єднання (передавання каналів) з урахуванням гарантованого QoS.

Перевагою технології WiMAX є також гнучкість у формуванні спектра передаваного сигналу. Залежно від умов, ширина спектра (відповідно число каналів) може змінюватися від 1,25 до 20 МГц в діапазоні частот радіоканалу 2 − 11 ГГц. Значення ширини спектрів групового сигналу становлять 1,25 МГц, 5 МГц, 10 МГц і 20 МГц. Основні параметри групового сигналу стандарту 802.16 наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Параметри сигналу WiMAX 

Розроблений інститутом інженерів з електротехніки та електроніки

(Institute of Electrical and Electronics Engineers − IEEE) Стандарт IEEE 802.11 регламентує характеристики радіообладнання, призначеного для створення безпроводових локальних мереж у діапазоні частот 2 ГГц − 5 ГГц [85-86].

Відповідна технологія побудови WLAN-мереж (Wireless Local Area Network) відома під абревіатурою Wi-Fi (Wireless Fidelity), яку можна перевести як «висока точність безпроводового передавання даних». В даний час, крім основного Стандарту IEEE 802.11, найбільш поширеними є наступні його специфікації: IEEE 802.11a, IEEE 802.11b і IEEE 802.11g.

Стек протоколів Стандарту IEEE 802.11 відповідає загальній структурі стандартів сімейства 802 і складається з фізичного рівня і канального рівня з підрівнями керування доступом до середовища МАС (Media Access Control) і керування логічним з’єднанням LLC (Logical Link Control). Технологія 802.11 визначається двома нижніми рівнями, тобто фізичним рівнем і рівнем МАС, а рівень LLC виконує свої стандартні загальні для всіх технологій LAN функції.

На фізичному рівні специфікації відрізняються використовуваним частотним діапазоном, методом розширення спектра, швидкістю передавання даних. Всі варіанти фізичного рівня працюють з одним і тим самим алгоритмом рівня МАС, але деякі часові параметри рівня МАС залежать від використовуваного фізичного рівня.

# **6 ЗАХОДИ З ОХОРОНИ ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКИ В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

У відповідності з законом України «Про охорону праці» жодне виробництво, підприємство, цех, робочий ділянку не можуть бути введені в експлуатацію, якщо на них не будуть забезпечені здорові та безпечні умови праці.

В лабораторії з ПК встановлено наступне обладнання:

- обчислювальна техніка (ЕОМ потужністю 350 Вт);

- монітори.

Функціональна схема обладнання, яке використовується у роботі, зображена на рисунку 6.1.

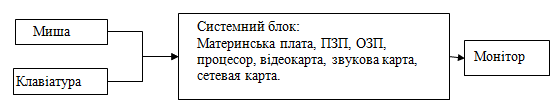


Рисунок 6.1– Функціональна схема обладнання

Дане обладнання призначене для роботи операторів ЕОМ зі створення систем автоматизованого управління виробництвом, різного програмного забезпечення, проектно-конструкторських робіт і отримання кінцевих результатів робіт у вигляді документів: лістинги програм, схеми, креслення та ін.

6.1 Заходи з охорони праці

На основі описаних вище небезпечних і шкідливих виробничих факторів проектованого блока, що впливають на персонал, розроблено ряд заходів щодо забезпечення охорони праці й безпеки в надзвичайних ситуаціях та екології.

Відповідно до ДСТ 12.1.030-81, для захисту людей від поразки електричним струмом при дотику до металевих неструмоведучих частин, що можуть виявитися під напругою в результаті ушкодження ізоляції, передбачаються наступні заходи:

* захисне заземлення;
* занулення;
* мала напруга;
* захисне відключення;
* ізоляція струмоведучих частин;
* огороджувальні пристрої;
* попереджувальна сигналізація;
* блокування;
* застосування світильників загального висвітлення з напругою живлення 220 В, установлених на висоті не менш 2,5 м від рівня підлоги;
* запобіжні пристосування та інше.

Відповідно до ДСТ 12.2.003-74 проектом прийнято, щоб небезпечні ділянки устаткування мали захисні екрани або офарблювалися в яскраві кольори.

У виробничому приміщенні на організм і його працездатність впливають мікрокліматичні фактори. Мікроклімат виробничих приміщень визначається сполученням температури, вологості і швидкості руху повітря, а також температури навколишнього середовища.

Висота приміщення 6 м. У приміщенні встановлена система приточно-витяжної вентиляції. Робочі місця, на яких виробляються особливо шкідливі операції (травлення ДП, знежирення, пайка) обладнаються місцевими відсмоктувачами.

Підлоги на робочих місцях виконуються теплими, щільними, стійкими до ударів; вони повинні мати неслизьку і зручну для чищення поверхню; бути стійкими до хімічних впливів. Вони настилаються з ухилом для стоку рідини до трапів або збірників і робляться непроникними для рідини.

Стіни виробничих і побутових приміщень виконуються відповідно вимогам шумозахисту, теплозахисту; мають обробку з керамічної плитки або олійної фарби, що виключає можливість поглинання й осадження отруйних речовин.

Основними мірами захисту від ЕМВ проектом передбачається захист часом, захист відстанню, екранування джерел випромінювання, зменшення випромінювання в самому джерелі випромінювання, екранування робочих місць, ЗІЗ.

Захист часом передбачає обмеження часу перебування людини в робочій зоні. Захист відстанню доцільна, коли неможливо послабити ЕМВ іншими мірами, у тому числі захистом часом. Екранування використовується для зниження інтенсивності ЕМВ на робочому місці або огородження небезпечних зон випромінювання. У якості ЗІЗ передбачається застосування халата, комбінезона, капюшону, захисних окулярів, де використовується матеріал з спеціальної радіотехнічної тканини.

Роздача питної води здійснюється за допомогою рукомийників, встановлених у середньому з розрахунку один рукомийник на 75-100 робітників. Температура питної води при роздачі, відповідно до санітарних норм, не вище 20 і не нижче 8. У гарячих цехах постачають робітників підсоленою газованою водою.

Для спуску фекально-господарських і виробничих вод обладнуються каналізаційні пристрої відповідно до діючих нормативних документів СН 245-71, Сніп ІІ-30-76.

При роботі з отруйними і токсичними речовинами обов'язкове застосування засобів індивідуального захисту. Для захисту від дії кислот і лугів застосовують захисні фартухи, робочі халати і костюми, виготовлені з гуми, хлорвінілового пластику, прогумованої тканини, брезенту й інших хімічно стійких матеріалів. Для захисту ніг рекомендується використовувати гумові кислотно-лугостійкі чоботи з внутрішньою текстильною прокладкою і рифленою підошвою з каблуками, а також напів-чоботи .

Для одночасного захисту обличчя та очей від бризок кислот використовуються головні захисні щитки (типу ЩН і НБХ). Очі захищають напівзакритими або герметичними окулярами (типу ЗПС-80 , ЗПГ-80 , ЗПЗ-80).

Для захисту органів дихання від шкідливих газових парів (окрім токсичних) у концентраціях, що не перевищують ПДК більш ніж у 15 разів, рекомендується протигазовий респіратор РУ-60М.

Для захисту рук від механічних ушкоджень і впливу слабких розчинних кислот і лугів застосовують рукавиці з вовняних, бавовняних тканин з підсилювальними і захисними накладками або без них .

6.1.1 Розрахунок змішаного освітлення

Важливу роль у виробничій санітарії грає правильно спланована система освітлення: знижується виробничий травматизм, створюються нормальні умови для роботи органів зору, підвищується працездатність організму.

У розроблювальному проекті пропонується використати змішане освітлення. У світлий час доби приміщення буде освітлюватися через віконні прорізи, в інший час доби буде використатися штучне освітлення.

Штучне освітлення створюється лампами накалювання або використанням газорозрядних ламп.

Штучне освітлення в робочому приміщенні пропонується здійснити з використанням люмінесцентних джерел світла у світильниках загального освітлення, оскільки люмінесцентні лампи мають високу світлову віддачу (до 75 лм/Вт і більше), тривалий термін служби (до 10000 годин), спектральний склад випромінюваного світла близьким до сонячного.

Зробимо розрахунок кількості світильників у робочому приміщенні зборки довжиною а=12,5 м, шириною b=5,5 м, висотою с=4 м.

Формула розрахунку штучного освітлення при горизонтальній робочій поверхні методом світлового потоку (6.1)

Фл = (Ен·S·Z·K)/(N·U·M) , (6.1)

де ФЛ – світловий потік, Лм;

ЕН – нормована освітленість;

S – площа підлоги, кв.м;

Z = 1,1÷1,3 - поправочний коефіцієнт світильника (для стандартних світильників);

K – коефіцієнт запасу, що враховує зниження освітленості в процесі експлуатації світильників;

N – число світильників;

U = 0,55÷0,6 – коефіцієнт використання, що залежить від типу світильника, показника індексу приміщення та ін.;

M - число ламп у світильнику.

З формули (6.1) виразимо N і по формулі (6.2) визначимо кількість світильників для даного приміщення

N = (EН·S·Z·K)/(ФЛ·U·M) (6.2)

N = (200·68,75·1,2·1,5) / (3120·0,6·2) = 6,1

Виходячи із цього, рекомендується використати 6 світильників. Світильники варто розміщати рядами, бажано паралельно стіні з вікнами. Схема розташування світильників зобpажена на рисунку 6.2

5.5м

12.5м

Рисунок 6.2 – Схема розташування світильників

6.1.2 Розрахунок захисного заземлення

Захисне заземлення - це навмисне електричне з'єднання із заземлюючими пристроями металевих струмонепровідних частин електроустановки, які можуть опинитися під напругою внаслідок переходу на них напруги зі струмопровідних частин з метою забезпечення електробезпеки.

Заземлюючим контуром називається сукупність заземлювача (металевого провідника або групи провідників, сполучених між собою металево і що знаходяться у безпосередньому з'єднанні з ґрунтом) і заземлюючих провідників, що сполучають частини електроустановок, що заземлюються, із заземлювачем.

Опір заземлювача знайдемо за формулою

, (6.3)

де *ρ -* питомий опір ґрунту (узяти з довідкової літератури);

*l* – ддовжина заземлювача (для труб 2-3 м, для стрижнів до 10 м), м;

*d* – діаметр заземлювача (для стержню 0,01 - 0,03 м, для труб 0,03 - 0,05 m);

*t* – відстань від середини забитого в грунт заземлювача до рівня землі (необхідно враховувати, що відстань від верхнього кінця заземлювача до поверхні землі має бути не менше 0,5 м).

Оскільки усе обладнання знаходиться у приміщенні відповідно у якості опору ґрунту обираємо бетон (40-1000 Ом\*м).

.

Опір смуги, що сполучає заземлювачі

 (6.4)

де *L* – довжина смуги, що сполучає заземлювачі (при контурному заземленні вона приблизно дорівнює периметру виробничого цеху), м;

*b* – ширина смуги 0,03 - при прокладанні в серединні будівлі і 0,05 – при прокладанні поза будівлею), м;

*t* – глибина заземлення від рівня землі (не менше 0,5 м.),м.

.

Необхідна кількість заземлювачів

 (6.5)

де 4 – припустимий загальний опір;

2 – коефіцієнт сезонності;

*ηЗ* – коефіцієнт екранування заземлювача ( *ηз*= 0,2 ÷ 0,9).

.

Для перевірки чи вірно проведений розрахунок перевіримо нерівність

 (6.6)

де *RЗ* – опір заземлювача (стрижня, труби, і т.п.), Ом;

*RП* – опір смуги, що сполучає заземлювачі, Ом;

*n* – кількість заземлювачів;

*ηЗ* і *ηП -* коефіцієнти екранування заземлювача та смуги, що сполучає заземлювачі ( *ηз*= 0,2 ÷ 0,9; *ηП*=0,1 ÷ 0,7);

*RЗ*– загальний опір заземлюючого пристрою.

.

Отримане значення опору заземлюючого пристрою RЗП = Ом менше гранично припустимого значення RЗПдоп= 4Ом. Отже, розрахована система заземлення задовольняє відповідним вимогам ПОЕ (правила облаштування електроустановок).

6. 2 Заходи з безпеки в надзвичайних ситуаціях

При експлуатації проектованого пристрою виникає ряд факторів, що створюють небезпеку виникнення пожежі. Горючими компонентами у виробі є: ізоляція струмоведучих частин, плати, наявність горючих речовин у радіодеталях, а також у приміщеннях, де перебуває прилад. Горючими компонентами є також будівельні конструкції для акустичної та естетичної обробки приміщень, перегородки, двері, підлоги.

Показники пожежонебезпеки матеріалів:

* поліамід - матеріал корпуса мікросхем, пальна речовина, температура самозапалювання 420 ºС, енергія запалювання 200 мДж;
* полівінілхлорид Е-62 - температура плавлення 82ºС, температура запалення 335ºС, температура самозапалювання 530ºС;
* склотекстоліт СТНФ - матеріал друкованих плат, негорючий, показник горючості (клас горючості - 0, час горіння, сек, не більше 10), tвоспл=340-500ºС;
* перегородки, двері, підлоги, будівельні конструкції - деревина соснова, горючий матеріал, показник горючості більше 2,1, температура запалення 225ºС, теплота згорянь 18731-20853 кДж/кг, температура самозапалювання 399ºС, схильна до самозапалювання.

Згідно НАПБ Б.03.002-2007 таке приміщення ставиться до категорії "В" (пожаронебезпечне).

Пожежа може виникнути при утворенні джерела запалювання й внесенні його в горюче середовище.

Можливі наступні джерела запалювання:

* іскри й дуги коротких замикань;
* іскри при розмиканні й замиканні ланцюгів;
* перегріви при тривалому навантаженні;
* нагрівання індукційними струмами;
* нагрівання від діелектричних втрат;
* розряди статичної електрики.

Пожежна безпека при експлуатації приладу відповідно до ГОСТ 12.1.004-85 "Пожежна безпека" забезпечується:

* системою запобігання пожежі;
* системою протипожежного захисту;
* організаційно-технічними заходами.

Неможливо видалити горючі матеріали, тому потрібно виключити джерела запалювання. Для запобігання утворення в горючому середовищі джерел запалювання передбачають:

* застосування в конструкції швидкодіючих засобів захисного відключення можливих джерел запалювання;
* виключення можливості появи іскрового заряду статичної електрики в горючому середовищі з енергією рівної й вище мінімальної енергії запалювання за ГОСТ 12.1.004-91 "Пожежна безпека";
* застосування обладнання, що задовольняє вимогам електростатичної іскробезпеки.
* виконання діючих будівельних норм, правил і стандартів.

Для зменшення небезпеки виникнення пожежі забороняється використання електричних кабелів з ушкодженою ізоляцією та поганими контактами в місцях з'єднання, з'єднання електричних проводів між собою та з металоконструкціями, застосування саморобних запобіжників.

Для зниження пожежної небезпеки для приміщень категорій "В" рекомендується встановити первинні засоби пожежогасіння, а також систему автоматичної пожежної сигналізації на основі комбінованого оповісника ДИП-1, що призначений для виявлення вогнища пожежі в закритих приміщеннях по прояві диму або локальному підвищенню температури й розрахований для контролю площі до 150 м2 при висоті стелі до 4 метрів. Чутливість оповісника до диму не більше 10%, чутливість до температури - 70-10ºС.

Як первинні засоби пожежогасіння пропонується використати:

* ручний вогнегасник ОУ-5;
* повітряно-пінний вогнегасник ОВП-5;
* азбестове полотно 1,5х2 м.

Як організаційно-технічні міри рекомендується проводити навчання робочого персоналу правилам пожежної безпеки.

У розділі виконаний аналіз потенційних небезпек при виготовленні та експлуатації даного пристрою, зроблений розрахунки системи змішаного освітлення та захисного заземлення, розроблені заходи щодо техніки безпеки, розглянуті міри, що забезпечують виробничу санітарію й гігієну праці, розроблені рекомендації з пожежної профілактики та охорони навколишнього середовища.

ВИСНОВКИ

У процесі роботи над дипломним проектом було проведене дослідження систем передачі ортогональними гармонічними сигналами на мережах зв'язку.

Дослідження різних телекомунікаційних технологій передачі показали, що сучасним телекомунікаційним викликам найкращим чином відповідають системи зв'язку, які використовують для передавання множину ортогональних гармонічних сигналів-переносників (Multi – Carrier), одночасно і незалежно модульованих інформаційними сигналами, що передаються.

Значне поширення СП ОГС на мережах зв'язку пов'язано з тим, що ці системи забезпечують високу ефективність передавання інформації каналами зв'язку з ненормованими і нестабільними в часі частотними характеристиками, з адитивними та мультиплікативними завадами. Це є результатом низки специфічних достоїнств СП ОГС.

Введення захисного інтервалу забезпечило малу чутливість СП ОГС до лінійних спотворень ПФ канала зв’язку, що зумовило широке розповсюдження їх для передавання каналами зв'язку, характеристики яких досить швидко змінюються, через що стають непридатними традиційні методи приймання, які використовують корекцію. До таких належать, наприклад, як означено вище, радіоканали з багатопроменевим розповсюдженням.

А також був виконаний аналіз потенційних небезпек, зроблений розрахунки системи змішаного освітлення та захисного заземлення, розроблені заходи щодо техніки безпеки, розглянуті міри, що забезпечують виробничу санітарію й гігієну праці, розроблені рекомендації з пожежної профілактики та охорони навколишнього середовища.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1 Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы/ И.С. Гоноровский.– М: Радио и связь, 1986. − 512 с.

2 Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы/ С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1988. – 536 с.

3 Справочник по математике И.Н. Бронштейн.

4 Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие / А.Б.

Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003.– 608 с.

5 Захарченко Н.В., Основы передачи дискретных сообщений / Н.В. Захарченко, П.Я. Нудельман, В.Г. Кононович. – М.: Радио и связь, 1990. – 239 с.

6 Белецкий А.Ф. Теория электрических цепей/ А.Ф. Белецкий. – М.: Радио и связь, 2001.

7 Возенкрафт Дж. Теоретические основы техники связи/ Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. – М.: Мир, 1969. – 640 с.

8 Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов /Ипатов В.П. – М.: Техносфера, 2007. − 488 с.

9 Мазурков М.И.Системы широкополосной радиосвязи М.И. Мазурков. – О.: Наука и техника. 2010. – 340 с.

10 Slepian Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis, and Uncertainty – I/ D.Slepian, H.O.Pollak / Bell. Syst. Tech. J. – Vol. 40, 1961. – P. 43 –

11 Landau H.J. Prolate Spheroidаl Wave Functions, Fourier Analysis and

Uncertainty- II and III, ibid/ H.J. Landau, H.O. Pollak. – Vol. 40, 1961. – Р. 65 –84. –

Vol. 41, 1962. – Р. 1295-1336.

12 Размахин М.К. Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике: пер. с англ./ М.К. Размахин, В.П. Яковлев – М.: Сов. радио, 1971. –256 с.

13 Беллами Дж. Цифровая телефония: пер. c англ./ Беллами Дж. /под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова. − М.: Эко-Трендз, 2004. − С.

14 Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов: [учебник для вузов]/ Игнатов В.А − [2-е изд., перераб. и доп.]. − Радио и связь, 1991. – С.

15 Прокис Дж. Цифровая связь/ Дж. Прокис – М.: Радио и связь, 2000. – C.

16 Скляр Бернард Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ Бернард Скляр. – М.: Издательский дом „Вильямс”,

2003. – С.

17 Хармут Х.Ф. Передача информации ортогональными функциями/

Х.Ф. Хармут − М.: Связь, 1975. − 272 с.

18 Гитлиц М. В. Теоретические основы многоканальной связи/ М. В.

Гитлиц, А.Ю. Лев – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.

19 Нудельман П.Я. Некоторые свойства билинейных рядов и ортогональные разложения случайного процесса с ограниченным спектром // П.Я. Нудельман // Радиотехника и электроника. Т. ХХХYIII, № 3. – 1983. – С.

509 – 512.

20 Chang R.W. Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichanel Data Transmission/ R.W. Chang BSTJ, – Vol. – 45. – № 10, 1966, December. – P. 1775–1797.

21 Schnidman D.A. A generalized Nyquist criterion and optimum linear

receiver for a pulse modulation system. BSTY/ Schnidman D.A. – Vol. – 46, № 9, 1967. – Р. 2163-2177.

22 Балашов В.А. Дисперсия интерференционных помех в многоканальных системах с Найквистовой скоростью передачи: Сб. научн.

трудов “Информатика и связь”/ В.А. Балашов. – К.: Техника, 1997. – С. 104 – 111.

23 Балашов В.А. Об упрощении моделирования межканальных помех в

многоканальных системах связи с разделением сигналов по форме В.А. Балашов В.А., Нудельман П.Я., Шмидель А.А. // Проблемы гибридной вычислительной техники: сб. научн. трудов. – К.: Наукова думка, 1979. – С. 153–158.

24 Гуцалюк А.К. О влиянии точности установки фазы тактовой частоты

в многоканальном модеме. А.К. Гуцалюк //Радиоэлектроника. Изв. Вузов

СССР.– Том ХХI..– № 4, 1978. – C. 135 – 136.

25 Мозье Р.Р. “Кинеплекс”- двоичная система передачи информации с эффективным использованием полосы частот/ Р.Р. Мозье, Р.Г. Клабо //

Передавання цифровой информации, под ред. С.И. Самойленко. – М.: ИЛ, 1963.

– 480 с.

26 Гинзбург В.В. и др.] Аппаратура передачи дискретной информации

МС–5 /В.В. [Гинзбург и др.]. − М.: Связь, 1970. – 152 с.

27 Окунев Ю.Б. Фазоразностная модуляция и ее применение для передачи дискретной информации/ Ю.Б. Окунев, Л.М. Рахович. – М.: Связь, 1967. – 304 с.

28 Окунев Ю.Б. Системы связи, инвариантные к помехам/ Ю.Б. Окунев.

– М.: Радиотехника, 1971. –Ч.1/ – № 8. – С. 1–7; Ч.2/ – № 9. – С. 1 – 6.

29 Saltsberg B.R. Perfomance of Efficient Parallel Data Transmission

System /B.R. Saltsberg// IEEE Trans. on Communication. – 1967. – Vol. Com-15.–

№ 6. – P. 805–811.

30 Гуцалюк А.К. Оценка мощности интерференционной помехи в

многоканальном модеме/ А.К. Гуцалюк, П.Я. Нудельман // Труды учебных

институтов связи. – 1976. Вып. 81– С. 54 – 60.

31 Гуцалюк А.К. Оптимизация приемных и передающих фильтров в

системе передачи дискретной информации: сб. “Теоретическая электротехника

и устройства электроники”. А.К. Гуцалюк, П.Я Нудельман. – К.: Наукова

думка, 1977. – С.37 – 47.

32 ГОСТ 21655-87. Каналы и тракты магистральной первичной сети

Единой Автоматизированной системы связи. Электрические параметры и

методы измерений. –М.: Изд–во стандартов, 1987.

33 А.с. 860276 СССР, МКИ3 H 04 L 27/22. Способ детектирования

фазомодулированных сигналов / В.А. Балашов, П.Я. Нудельман, Ю.А. Павличенко, А.М. Темесов. – № 2653053; заявлено. 31.07.78; опубл. 04.05.81, Бюл. № 32.

34 Балашов В.А. Цифровая реализация алгоритмов многочастотных

модемов, П.Я. Нудельман, А.М. Темесов // Электросвязь. – 1982. – № 1. – С. 32–

34.

35 Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер.

с англ/ Л. Рабинер, Б.Гоулд. – М.: Мир, 1978.

36 А.с. 1297250 СССР, МКИ3 H 04 L 27/22. Многоканальный модем /

В.А. Балашов, А.Т. Байкова, П.Я. Нудельман, А.М. Темесов, Г.Т. Фомина. –№ 3967484; заявлено 11.10.85; опубл. 15.11.86. Бюл. № 10.

37 Балашов В.А. Оценка параметров и компенсация фазового джиттера

в многоканальных УПС/ В.А. Балашов, Г.Т. Фомина // Труды УНИИРТ. –1995.

– № 4. – С. 46 – 49.

38 Балашов В.А. Метод оценки интерференционных помех в многоканальном УПС / В.А. Балашов В.А. Кузнецов, А.М. Темесов // Труды УНИИРТ. – 1995. –№ 2. – С.60 – 66.

39 П.Я. Нудельман Полиномные синтезаторы частотных и временных

характеристик/ П.Я. Нудельман. – М.: Радио и связь, 1979. – 135 с.

40 Парамонов А.А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели/ А.А. Парамонов //

Зарубежная радио-электроника. – 1985. – № 9. – С. 36 – 60.

41 Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция /Ш.У.Х. Куреши // ТИИЭР. –

1985. – Т. 73. – № 9. – С. 5 – 50.

42 Балашов В.А. Цифровой предварительный фазовый корректор/ В.А.

Балашов, П.Я. Нудельман, А.М. Темесов // Электросвязь. –1990. – №12.

43 Балашов В.А. Коррекция сигналов ПД вариацией опорных сигналов

корреляционного приемника / В.А. Балашов, П.Я.Нудельман, Ю.А. Павличенко

// Обработка информации в системах связи: Труды учебных институтов связи. –

Л., 1981. – С. 98 – 104.

44 Балашов В.А. Коррекция линейных искажений в многоканальных

системах передачи с защитным временным интервалом: Сб. научных трудов "Информатика и связь"/ В.А. Балашов. – К.: Техника, 1997. – С. 210 – 211.

45 Hirosaki В. A 19,2 Kbps Voiceband Data Modem Bsed On Orthogonally

Multiplexed QAM Techniques. IEEE. I n t e r n. Conf. On Commun/ Chicago. 1985.

Vol. 2. et al. June. – р. 661–665.

46 Адаптивные фильтры, пер. с англ, под ред. К.Ф. Коуэна и П.М.

Гранта. – М.: Мир, 1988. –392 с.

47 Нудельман П.Я. Итерационный алгоритм минимизации среднеквадратичной погрешности сигнала по полиномной модели/ П.Я.

Нудельман ОЭИС. –Деп. в ВИНИТИ, 1983. – № 10. – С. 103.

48 Falconer D.D., Magee F.R. Adaptive memory truncation for maximum likehood sequence estimation/ D.D. Falconer, F.R Magee. The Bell System Technical Journal, vol. 52. – №. 9, November, 1973.– Р. 1541 – 1562.

49 Балашов В. А., Абдуллах М., Фомина Г.Т. Моделирование одного

алгоритма настройки гармонического корректора. сб. научных трудов Одесского электротехнического института связи «Помехоустойчивость систем

связи»/ В. А. Балашов, М. Абдуллах., Г.Т. Фомина. – Одесса, 1990. – с. 89т – 92.

50 Кисель В.А. Аналоговые и цифровые корректоры: справочник/ В.А.

Кисель–М.: Радио и связь, 1986. –184 с.

51 Кисель В.А. Синтез гармонических корректоров для высокоскоростных систем связи/ В.А. Кисель–М.: Связь, 1979. –229 с.

52 Тамм Ю.А. Адаптивная коррекция сигнала ПД/ Ю.А. Тамм. –М.:

Связь, 1978. –144 с.

53 А.с. 1166317 СССР, МКИ3 Н 04 В 3/04. Гармонический корректор /

В.Ю. Ильиченко, П.Я Нудельман. – № опубл. 07.07. 85. Бюл. № 25.

54 А.с. 1765879 СССР, МКИ3 H 04 L 27/22. Гармонический корректор /

В.А. Балашов, М. Абдуллах, А.М. Темесов. –№ 4869822; заявлено 24.09.90;

опубл. 01.06.92, Бюл. №36

55 Галлагер Р. Теория информации и надежная связь/ Р.Галлагер. − М.:

Советское радио, 1974. − 720 с.

56 Bingman John A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come/ John A. C. Bingman // IEEE Communication Magazine. −May 1990 −7 p.

57 Балашов В. А. Алгоритмы оптимизации спектра группового сигнала

в многоканальных модемах/ Балашов В. А., Ляховецкий Л. М. // Наукові праці

УДАЗ ім. О. С. Попова. – №1. – 1999.– С. 37 – 43.

58 Балашов В. А., Ляховецкий Л. М. Характеристики абонентского

доступа ADSL при использовании отечественных кабелей ГТС/ В.А. Балашов,

Л. М. Ляховецкий // Зв'язок, 2001.– №6. – С. 20 – 25.

59 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.992.1 Asymmetrical digital subscriber

line (ADSL) transceivers (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии (ADSL)).

60 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.992.2 Splitterless asymmetric digital

subscriber line (ADSL) transceivers (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии (ADSL) без сплиттера)).

61 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.992.3 Asymmetric digital subscriber

line transceivers 2 (ADSL2) (Приемопередатчики асимметричной цифровой

абонентской линии 2 (ADSL2)).

62 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.992.4 Splitterless asymmetric digital

subscriber line transceivers 2 (splitterless ADSL2) (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии без сплиттера 2).

63 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.992.5 Asymmetrical Digital Subscriber

Line (ADSL) transceivers - Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+) (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии – расширенная полоса частот ADSL2 (ADSL2+)).

64 Пат. 5054034 США, МКИ H 04 B 1/38; H 04 B 3/50; H 04 L 5/16. Ensemble modem structure for imperfect transmission media / Hughes-Hartogs. № 366799; заявл. 15.06.89; опубл. 1.10.91.

65 Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи: [учебник

для электротехн. ин-тов связи]/ А.Ю.Лев. – М.: «Связь», 1978.

66 Forney G.D. Concatenated Codes. – Cambridge.: MIT Press Jr, 1966.

67 Reed I.S. and Solomon Polynomial Codes Over Certain Finite Fields/

Reed I.S. and Solomon. SIAM J. – vol. 8. – P.300 – 304, June 1960.

68 Ungerboeck G. Trellis − Coded Modulation with Redundant Signal Sets/

Ungerboeck G.// IEE Communications Magazine. – Vol 25. – P. 5 – 21, February,

1987.

69 Гинзбург В.В.Теория синхронизации демодуляторов/ В.В. Гинзбург,

А.А. Каяцкас. – М.: Связь, 1974. – 216 с.

70 Сioffi M. A Finite Precision Analysis of the Block-Gradient Adaptive

Data-Driven Echo Canceller/ Сioffi M..// IEEE Transactions on Communication. –

Vol. 40. – № 5, May, 1992.

71 Wang J., Werner J. Performance Analysis of an Echo-Cancellation

Arrangement that Compensates for Frequency Offset in Far Echo/ Wang J., Werner

J.// IEEE Transactions on Communications. – Vol. 36. – № 3, March 1988.

72 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.993.1 Very high speed digital subscriber

line transceivers (Приемопередатчики сверхвысокоскоростной цифровой

абонентской линии)

73 Рекомендация ITU-T МСЭ-Т G.993.2 Very high speed digital subscriber

line transceivers 2 (VDSL2) (Приемопередатчики сверхвысокоскоростной

цифровой абонентской линии (VDSL2)).

74 Балашов В.А., Лашко А.Г., Ляховецкий Л.М. Технологии широкополосного доступа xDSL. Инженерно-технический справочник / В.А. Балашов, А.Г Лашко, Л.М. Ляховецкий, под общей редакцией В.А. Балашова. − М.: Эко-Трендз, 2009.

75 Kozamernik F. Digital Audio Broadcasting - radio now and for the future/

F. Kozamernik. EBU Technical Review Autumn. – 1995. – № 2. – P. 2 – 27.

76 ETSI EN 300401. – V.1.4.1 (2006-06). ETS 300 401: ”Radio broadcast

systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable, portable and fixed

receivers”.

77 MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer II.

78 MPEG-1 ISO/IEC 13818-3 Layer II.

79 ETSI TR 101 190. – V1.2.1 (2004-11). Digital Video Broadcasting

(DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission

aspecte.

80 ETSI EN 300 744. – V1.5.1 (2004-11). Digital Video Broadcasting

(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial

television (DVB-T).

81 TSI EN 302 755 Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure

channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television

broadcasting system (DVB-T2).

82 TSI EN 302 755 Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure

channel coding and modulation for a second generation digital transmission system

for cable systems (DVB-C2).

83 Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Name: Стандарт IEEE

P802.16REVd/D5-2004.

84 Берлин А. Н. Цифровые сотовые системы связи/ А. Н. Берлин. – М.:

Эко-Трендз, 2007.− 296 с.

85 11, Wireless Local Area Networks (Локальные беспроводные сети):

Cтандарт IEEE P802.

86 Пролетарский А.В. Беспроводные сети Wi-Fi/ А.В. Пролетарский – М.: Интернет-Университет Информационных технологий, 2010. − 215 с.