

**Міністерство освіти і науки України**  
**Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова**  
**Кафедра телекомунікаційних систем**

# **ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЛІНІЙНОГО СИГНАЛУ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК СП З OFDM**

**Методичні вказівки до виконання  
комплексного завдання з дисципліни  
«Сигнали та коди телекомунікаційних систем»  
(СКТС)  
Модуль 5.1**

**Одеса 2015**

Рецензент – к.т.н., доц. Корнійчук В.І.

Укладачі: Балашов В.О., Ляховецький Л.М., Орешков В.І.

Методичні вказівки до виконання комплексного завдання з дисципліни «Сигнали та коди телекомунікаційних систем» (СКТС) спрямовані на набуття навиків студентами щодо:

- розрахунку основних параметрів каналів передачі та сигналів ОГС;
- проведення моделювання та розрахунків характеристик СП ОГС з метою визначення їх експлуатаційних характеристик та оптимізації.

Для студентів, що навчаються за спеціальністю «Телекомунікаційні системи та мережі».

### **СХВАЛЕНО**

на засіданні кафедри  
телекомунікаційних систем  
і рекомендовано до друку.

Протокол № 8 від 20.01.2015 р.

### **ЗАТВЕРДЖЕНО**

методичною радою академії  
зв'язку.

Протокол № 3 від 24.03.2015 р.

## ЗМІСТ

|                                                                                                                                  |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>ВСТУП</b> .....                                                                                                               | 5  |
| <b>Частина 1. СТРУКТУРА КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ</b> .....                                                                          | 7  |
| 1.1 Зміст пояснювальної записки КЗ.....                                                                                          | 7  |
| 1.2 Завдання.....                                                                                                                | 8  |
| 1.3 Вихідні дані.....                                                                                                            | 8  |
| 1.4 Вимоги до оформлення КЗ.....                                                                                                 | 10 |
| <b>Частина 2. СП ОГС ТА МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ЇХ<br/>ХАРАКТЕРИСТИК</b> .....                                                         | 11 |
| 2.1 Структурна схема системи передачі ортогональними гармонічними<br>сигналами .....                                             | 11 |
| 2.2 Застосування алгоритмів дискретного перетворення Фур'є для виконання<br>операцій модуляції-демодуляції сигналів СП ОГС ..... | 16 |
| 2.3 Методика визначення параметрів групового сигналу СП ОГС .....                                                                | 18 |
| 2.4 Метод розрахунку інтерференційних завад у СП ОГС .....                                                                       | 20 |
| 2.5 Метод оцінки швидкості передавання СП ОГС.....                                                                               | 25 |
| <b>Частина 3. МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ<br/>КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ</b> .....                                                | 31 |
| 3.1 Визначення параметрів СП ОГС.....                                                                                            | 31 |
| 3.1.1 Визначення параметрів каналу передачі .....                                                                                | 31 |
| 3.1.2 Визначення параметрів групового сигналу.....                                                                               | 35 |
| 3.1.3 Частотний план групового сигналу та структурна схема СП ОГС... ..                                                          | 38 |
| 3.2 Дослідження інтерференційних завад СП ОГС .....                                                                              | 40 |
| 3.2.1 Методика розрахунку інтерференційних завад СП ОГС .....                                                                    | 40 |
| 3.2.2 Дослідження залежності інтерференційних завад від номеру відліку<br>початку інтегрування .....                             | 41 |
| 3.2.3 Дослідження залежності інтерференційних завад від величини<br>захисного інтервалу .....                                    | 43 |
| 3.2.4 Дослідження залежності інтерференційних завад від довжини лінії.....                                                       | 46 |
| 3.3 Дослідження залежності швидкості передавання СП ОГС від параметрів<br>каналу передачі.....                                   | 48 |
| 3.3.1 Методика розрахунку швидкості передавання СП ОГС.....                                                                      | 48 |
| 3.3.2 Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від<br>довжини лінії .....                                           | 49 |

|                                                                                                         |           |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.3.3 Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від рівня адитивних завад.....              | 53        |
| 3.3.4 Визначення кількості несучих для передавання інформації у низхідному та висхідному напрямках..... | 55        |
| 3.3.5 Оцінка швидкості передавання СП ОГС з урахуванням інтерференційних завад.....                     | 57        |
| 3.4 Висновки .....                                                                                      | 59        |
| <b>Список літератури.....</b>                                                                           | <b>60</b> |
| Додаток А Розрахунок 1-го розділу комплексного завдання за допомогою MathCad 2000 .....                 | 61        |
| Додаток Б Розрахунок 2-го розділу комплексного завдання за допомогою MathCad 2000 .....                 | 67        |
| Додаток В Розрахунок 3-го розділу комплексного завдання за допомогою MathCad 2000 .....                 | 70        |

## ВСТУП

Зростаючі обсяги передавання інформації по каналах зв'язку вимагають збільшення швидкості передавання, розширення спектра частот сигналів, що передаються, і відповідного розширення смуги частот використовуваних каналів зв'язку. Стрімкий розвиток систем ефірного цифрового мовлення та безпроводового доступу до інформаційних мереж стимулювало розробку ефективних технологій, що забезпечують високу швидкість передавання широкосмуговими радіоканалами, що мають нестабільні частотні та часові характеристики, швидкість зміни яких не дозволяє ефективно їх відстежувати за допомогою традиційних коректорів частотних характеристик. Характерною особливістю таких середовищ розповсюдження є наявність потужних зосереджених за спектром та імпульсних завад, перехідних завад від сусідніх станцій і систем передачі. Дослідження різних телекомунікаційних технологій передачі показали, а практика підтвердила, 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.

За останні два десятиліття розроблено низку систем, що використовують для передавання множину ортогональних гармонічних сигналів (ОГС) [1]. За кордоном цей спосіб передачі називають різними термінами: Discrete Multi Tone (DMT) – модуляція, Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) – мультиплексування або модуляція, Coding Orthogonal Frequency Division Multiplex (COFDM). Ми ж будемо використовувати назву: «спосіб (система) передачі ортогональними гармонічними сигналами» – СП ОГС. 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-носіїв;

- система цифрового телемовлення високої чіткості – DVB на базі COFDM;

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

Для передавання цифрових сигналів зі швидкостями до 50 Мбіт/с абонентськими двопроводовими лініями зв'язку Рекомендацією ITU G.992 [2] регламентований асиметричний спосіб передачі ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) ортогональними гармонічними сигналами, названий авторами DMT. DMT-модуляція (Рекомендація MCE G.993 [3]) рекомендована також для побудови модемів VDSL (Very High Speed Digital Subscriber Line) на швидкості передавання абонентською лінією до 200 Мбіт/с.

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 [4...6].

У даному комплексному завданні пропонується визначити параметри групового сигналу нестандартної СП ОГС, що використовується для передавання цифрових сигналів абонентськими двопроводовими лініями зв'язку (використовується телефонний кабель типу ТП), та дослідити характеристики цієї СП.

## Частина 1

### СТРУКТУРА КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ

#### 1.1 Зміст пояснювальної записки КЗ

Титульний аркуш (назва КЗ, П. І. Б. автора, № групи, № варіанта).

Зміст.

Завдання.

Вихідні дані.

1 Визначення параметрів СП ОГС.

1.1 Визначення параметрів каналу передачі.

1.2 Визначення параметрів групового сигналу.

1.3 Частотний план групового сигналу та структурна схема СП ОГС.

2 Дослідження інтерференційних завад СП ОГС.

2.1 Методика розрахунку інтерференційних завад СП ОГС.

2.2 Дослідження залежності інтерференційних завад від номера відліку початку інтегрування.

2.3 Дослідження залежності інтерференційних завад від величини захисного інтервалу.

3 Дослідження залежності швидкості передавання СП ОГС від параметрів каналу передачі.

3.1 Методика розрахунку швидкості передавання СП ОГС.

3.2 Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від довжини лінії.

3.3 Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від рівня адитивних завад.

3.4 Визначення кількості несучих для передавання інформації у низхідному та висхідному напрямках.

3.5 Оцінка швидкості передавання СП ОГС з урахуванням інтерференційних завад.

Висновки.

Література.

Додатки.

## 1.2 Завдання

1. Згідно з вихідними даними необхідно визначити наступні параметри групового сигналу системи передачі ортогональними гармонічними сигналами:

- тривалість інтервалу ортогональності;
- кількість несучих частот СП ОГС;
- частоту та інтервал дискретизації;
- тривалість захисного інтервалу;
- частоту передавання інформаційних кадрів.

2. Дослідити залежність інтерференційних завад СП ОГС від параметрів СП ОГС (відліку початку інтегрування та тривалості захисного інтервалу) та каналу передачі (довжини лінії).

3. З урахуванням визначених параметрів СП ОГС дослідити залежність швидкості передавання СП ОГС від параметрів каналу передачі та виконати розподілення несучих частот СП ОГС за напрямками передавання.

## 1.3 Вихідні дані

1. Тип кабелю – ТП- \_\_\_\_.
2. Довжина лінії –  $L_{\text{АЛ}} =$  \_\_\_\_ км.
3. Нижня частота пропускання каналу передачі –  $f_{\text{н}} =$  \_\_\_\_ кГц.
4. Верхня частота пропускання каналу передачі –  $f_{\text{в}} =$  \_\_\_\_ кГц.
5. Тривалість тактового інтервалу ( $T$ ) визначається як  $10 \cdot \tau_{\text{ІР}}$ , де  $\tau_{\text{ІР}}$  – тривалість імпульсної реакції лінії передачі, на якій зосереджено 99% її потужності.
6. Відношення інформаційних кадрів до службових –  $N_{\text{інф}}/N_{\text{сл}} =$  \_\_\_\_/\_\_\_\_.
7. Потужність сигналу на виході передавача задається рівнем рівномірної спектральної густини потужності (СГП) –  $p_{\text{с пер}} =$  \_\_\_\_ дБп/Гц.
8. Рівень СГП завад, виміряний на вході приймача –  $p_{\text{з пр}} =$  \_\_\_\_ дБп/Гц.
9. Припустима ймовірність помилки на лінії передачі –  $p_{\text{пом}} =$  \_\_\_\_.
10. Співвідношення швидкостей у низхідному та висхідному напрямках –  $R_{\text{н}}/R_{\text{д}} =$  \_\_\_\_/\_\_\_\_ %.

**УВАГА! В кожній студентській групі викладач видає бланк з індивідуальними вихідними даними. Табл. 1.1 надана лише для прикладу, як довідка викладачам та студентам!**

**Таблиця 1.1** – Приклад вихідних даних для виконання КЗ

| №<br>варіанта | ПІБ студента | ТП   | Довжина<br>лінії, км | $f_n$ , кГц | $f_b$ , кГц | $N_{\text{інф}}/N_{\text{сл}}$ | $p_{\text{с пер,}}$<br>дБп/Гц | $p_{\text{з пр,}}$<br>дБп/Гц | $p_{\text{пом}}$    | $R_u/R_d$ , % |
|---------------|--------------|------|----------------------|-------------|-------------|--------------------------------|-------------------------------|------------------------------|---------------------|---------------|
| 1             |              | 0,64 | 1,1                  | 40          | 2200        | 60/1                           | -36                           | -120                         | $10^{-6}$           | 15/85         |
| 2             |              | 0,5  | 1,2                  | 60          | 1600        | 62/1                           | -31                           | -121                         | $10^{-7}$           | 20/80         |
| 3             |              | 0,4  | 1,3                  | 50          | 1000        | 63/1                           | -34                           | -122                         | $10^{-8}$           | 25/75         |
| 4             |              | 0,32 | 1,4                  | 15          | 450         | 61/1                           | -35                           | -123                         | $10^{-9}$           | 10/90         |
| 5             |              | 0,64 | 1,5                  | 45          | 1500        | 64/1                           | -32                           | -124                         | $10^{-5}$           | 10/90         |
| 6             |              | 0,5  | 1,6                  | 16          | 800         | 65/1                           | -33                           | -125                         | $2 \cdot 10^{-6}$   | 25/75         |
| 7             |              | 0,4  | 1,7                  | 22          | 500         | 66/1                           | -36                           | -126                         | $1,5 \cdot 10^{-7}$ | 20/80         |
| 8             |              | 0,32 | 1,8                  | 14          | 300         | 67/1                           | -37                           | -127                         | $3 \cdot 10^{-8}$   | 15/85         |
| 9             |              | 0,64 | 1,9                  | 50          | 1200        | 68/1                           | -38                           | -128                         | $3,3 \cdot 10^{-9}$ | 20/80         |
| 10            |              | 0,5  | 2                    | 28          | 750         | 69/1                           | -30                           | -129                         | $2,7 \cdot 10^{-5}$ | 25/75         |
| 11            |              | 0,4  | 2,1                  | 32          | 400         | 70/1                           | -31                           | -130                         | $1,2 \cdot 10^{-6}$ | 10/90         |
| 12            |              | 0,32 | 2,2                  | 24          | 230         | 71/1                           | -32                           | -131                         | $2,1 \cdot 10^{-7}$ | 15/85         |
| 13            |              | 0,64 | 2,3                  | 30          | 850         | 75/1                           | -34                           | -132                         | $1,4 \cdot 10^{-8}$ | 20/80         |
| 14            |              | 0,5  | 2,4                  | 25          | 480         | 78/1                           | -36                           | -133                         | $4,5 \cdot 10^{-9}$ | 10/90         |
| 15            |              | 0,4  | 2,5                  | 18          | 300         | 72/1                           | -33                           | -134                         | $1,1 \cdot 10^{-5}$ | 25/75         |
| 16            |              | 0,32 | 2,6                  | 14          | 190         | 74/1                           | -26                           | -135                         | $5 \cdot 10^{-6}$   | 15/85         |
| 17            |              | 0,64 | 2,7                  | 40          | 650         | 79/1                           | -27                           | -134                         | $6 \cdot 10^{-7}$   | 10/90         |
| 18            |              | 0,5  | 2,8                  | 12          | 350         | 73/1                           | -28                           | -133                         | $7 \cdot 10^{-8}$   | 15/85         |
| 19            |              | 0,4  | 2,9                  | 20          | 240         | 76/1                           | -29                           | -132                         | $8 \cdot 10^{-9}$   | 20/80         |
| 20            |              | 0,32 | 3                    | 16          | 170         | 77/1                           | -30                           | -131                         | $9 \cdot 10^{-5}$   | 10/90         |
| 21            |              | 0,64 | 3,1                  | 25          | 520         | 80/1                           | -26                           | -130                         | $9,5 \cdot 10^{-6}$ | 25/75         |
| 22            |              | 0,5  | 3,2                  | 10          | 250         | 81/1                           | -27                           | -129                         | $8,6 \cdot 10^{-7}$ | 15/85         |
| 23            |              | 0,64 | 3,3                  | 20          | 500         | 59/1                           | -28                           | -128                         | $7,7 \cdot 10^{-8}$ | 10/90         |
| 24            |              | 0,4  | 3,4                  | 10          | 200         | 58/1                           | -29                           | -127                         | $6,5 \cdot 10^{-9}$ | 15/85         |
| 25            |              | 0,64 | 3,5                  | 15          | 450         | 82/1                           | -30                           | -126                         | $3,5 \cdot 10^{-5}$ | 20/80         |

## 1.4 Вимоги до оформлення КЗ

1. Комплексне завдання виконується на папері формату А4. Текст необхідно писати **(набраний на ПК не приймається і не рецензується !!!)** акуратно, розбірливо, без скорочень, на одній стороні аркуша. Друга сторона листа залишається чистою для внесення виправлень і доповнень за результатами перевірки викладачем. На титульному аркуші (обкладинці) дати назву КЗ, номер групи, ПІБ, номер варіанта завдання.

2. Вихідні дані записуються у вигляді переліку у форматі наданому у п. 1.3 даних методичних вказівок.

3. В кожному пункті комплексного завдання спочатку надається методика розрахунку з поясненням послідовності дій, а вже потім виконуються розрахунки.

4. При виконанні розрахунків дається посилання на розрахункову формулу, потім в неї підставляються дані, і записується результат. Розраховані значення параметрів повинні мати розмірність.

5. Графічна частина виконується з дотриманням правил ЄСКД.

6. Всі сторінки, креслення, малюнки, графіки необхідно пронумерувати (рисунок і таблиці повинні мати назви і посилання на них у тексті).

7. За отриманими результатами обчислень обов'язковий аналіз і висновки.

8. Наприкінці КЗ додається список використаних джерел із зазначенням П. І. Б., назви, видавництва, року видання, кількості сторінок.

9. Якщо розрахунки виконувалися за допомогою комп'ютерних програм, наприклад MathCad, то обов'язковим є викладення у додатках роздруківки тексту програми.

10. Рукопис з неправильно виконаним і (або) оформленим комплексним завданням повертається студенту на доопрацювання.

## Частина 2

### СПОГСА ТА МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ЇХ ХАРАКТЕРИСТИК

#### 2.1 Структурна схема системи передачі ортогональними гармонічними сигналами

У системах передачі ортогональними гармонічними сигналами використовується система ортогональних сигналів, що описується дійсними тригонометричними функціями [1, 4]:

$$\{\cos l\omega_0 t, \sin l\omega_0 t\}, l=0, 1, 2, \dots N-1, \omega_0 = 2\pi F_0, 0 \leq t < \tau_0, \quad (2.1)$$

ортогональними на інтервалі  $\omega_0 = 2\pi/\tau_0$ . Складові (2.1) – сигнали  $\cos l\omega_0 t$  і  $\sin l\omega_0 t$  – також ортогональні і називаються синфазною і квадратурною складовими, або квадратурними сигналами. На рис. 2.1 надано приклади сигналів (2.1).

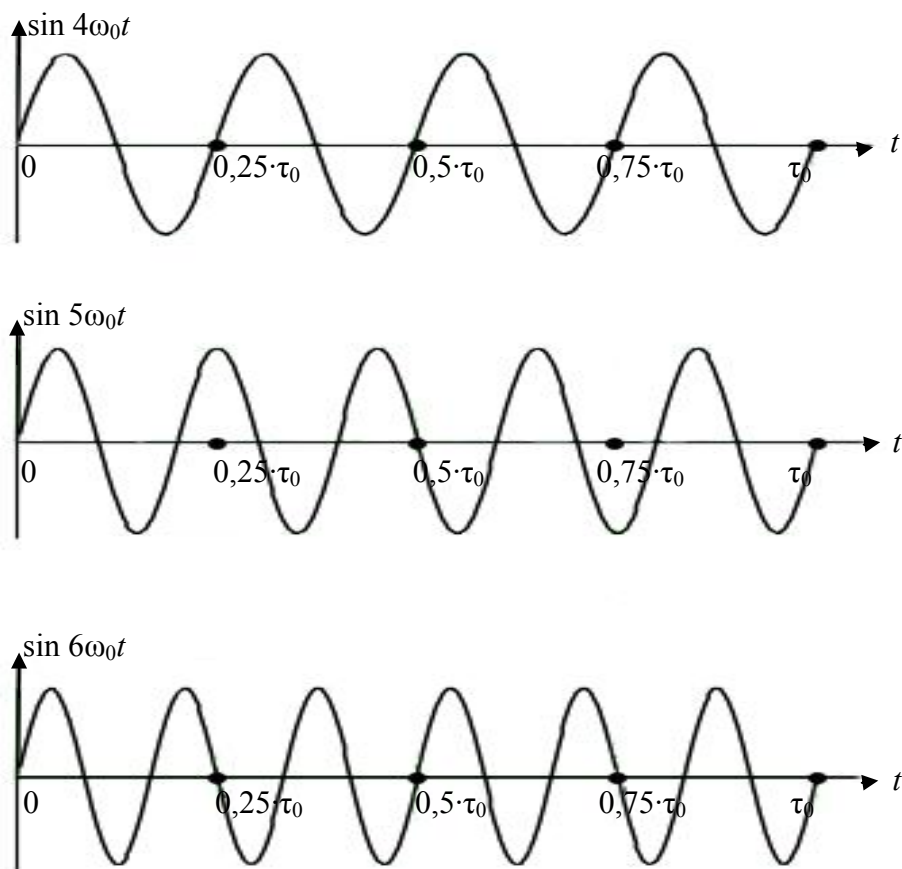


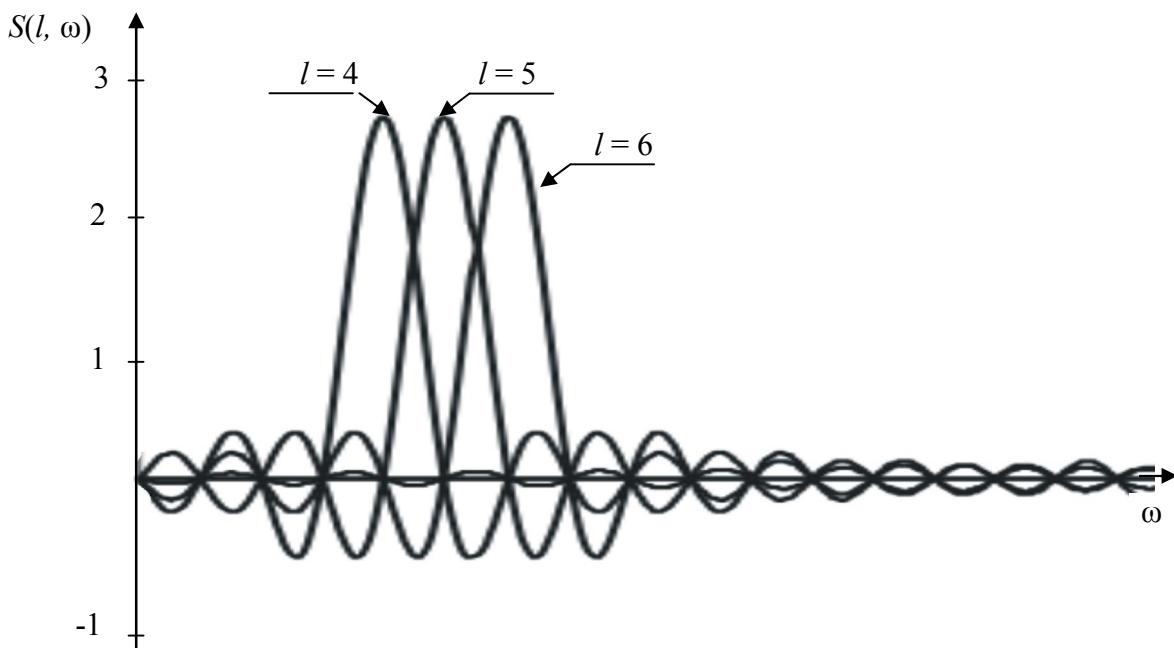
Рисунок 2.1 – Приклад ортогональних гармонічних сигналів

Спектри сигналів з точністю до постійних множників на позитивній піввісі частот описуються формулою:

$$S(\omega - l\omega_0) = \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} e^{il\omega_0 t} e^{-i\omega t} dt = \frac{\sin(\omega - l\omega_0) \tau_0/2}{(\omega - l\omega_0)}, -\infty < \omega < \infty. \quad (2.2)$$

Спектри теоретично нескінченні за частотою й убувають з частотою зі швидкістю, пропорційною  $1/\omega$ . Графіки спектрів наведено на рис. 2.2.

При проходженні сигналів через смугообмежений канал зв'язку їхній спектр обмежується смугою частот пропускання каналу, а тривалість зростає. У результаті цього ортогональність прийнятих сигналів порушується, що є причиною виникнення міжсимвольних і міжканальних інтерференційних завад. Однак на основі гармонічних сигналів (2.1) 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 передатною функцією (ПФ), що спотворює, ці сигнали забезпечують малу чутливість СП до варіацій частотних характеристик каналу зв'язку.



**Рисунок 2.2** – Приклад обвідних спектрів гармонічних сигналів тривалістю  $\tau_0$

Розглянемо сигнал на виході лінійної системи з імпульсною реакцією (ІР)  $h(t)$  при надходженні на вхід імпульсу  $s(t)$ ,  $0 \leq t < T$ :

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau.$$

Припустимо, що тривалість  $h(t)$  обмежена  $0 \leq t < \tau_p$  і  $T > \tau_p$ . Тоді тривалість сигналу  $g(t)$  на виході лінійної системи визначається сумою  $T + \tau_p$ , і у сигналі можна виділити три області. Перша область сигналу  $g(t)$  – переддія – визначається інтервалом  $0 \leq T < \tau_p$ , друга – визначається інтервалом  $\tau_p \leq t < T$  і третя – післядія – визначається інтервалом  $T \leq t < T + \tau_p$ .

Якщо на вхід каналу зв'язку з передатною функцією (ПФ)  $|H(i\omega)|e^{-i\varphi(\omega)}$  надходить гармонічний сигнал  $s(t) = A_l e^{-i(l\omega_0 t + \varphi_l)}$ , то для сигналу на виході каналу справедливе співвідношення:

$$A_l e^{-i(l\omega_0 t + \varphi_l)} \cdot H(i\omega) = A_l |H(il\omega_0)| e^{-i(l\omega_0 t + \varphi(l\omega_0) + \varphi_l)}, -\infty < t < \infty.$$

Іншими словами, не обмежений за часом гармонічний сигнал внаслідок проходження через канал зв'язку зазнає тільки зміни в амплітуді і приріст у фазі. Очевидно, такі самі зміни (спотворення) зазнає в інтервалі  $\tau_p \leq t < T$  і гармонічний імпульс, що пройшов через канал зв'язку, у припущенні скінченної тривалості ІР. Але подібні спотворення зберігають ортогональність системи сигналів-переносників на цьому інтервалі.

Отже, якщо інтервал ортогональності  $\tau_0$  сигналів (2.1) вибрати з умови:

$$\tau_0 \leq T - \tau_p \quad (2.3)$$

або тривалість сигналів-переносників вибрати з формули:

$$T \geq \tau_0 + \tau_p, \quad (2.4)$$

то ортогональність сигналів (2.1), що пройшли канал зв'язку, в інтервалі часу  $\tau_p \leq t < T$  не порушується.

Інтервал часу, на який збільшена тривалість сигналів-переносників по відношенню до інтервалу ортогональності, називають захисним інтервалом:

$$T_3 = T - \tau_0. \quad (2.5)$$

Через періодичність гармонічних сигналів з періодом  $\tau_0$ , можна рівноправно створювати захисний інтервал, подовжуючи сигнали вліво на інтервалі  $T_3$  (префікс) або періодично подовжуючи сигнали вправо (суфікс).

Якщо в приймачі СП правильно визначено межі інтервалу ортогональності (інтегрування)  $\tau_0$ , тоді можливе кореляційне приймання без виникнення інтерференційних завад за рахунок частотних лінійних спотворень сигналів. Очевидно також, що вимоги до точності тактової синхронізації визначаються співвідношенням  $T/\tau_0$  і можуть бути невисокими.

Таким чином, введення захисного інтервалу забезпечило малу чутливість СП ОГС (2.1) до лінійних спотворень ПФ каналу 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 (2.1), через концентрацію основної енергії сигналів у діапазоні частот  $2\omega_0$ , практично зберегла переваги смугообмежених сигналів.

Величина захисного інтервалу  $T_3$  визначається тривалістю ІР каналу зв'язку. Поняття тривалості  $\tau_p$  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.

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  $T_3$  була необхідною, але такий підхід призводить до затримки передавання сигналу, яка, у 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  $T_3$ . 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.

Спрощену структурну схему СП ОГС показано на рис. 2.3.

Інформаційні сигнали  $a_{1p}, b_{1p}, a_{2p}, b_{2p}, \dots, a_{np}, b_{np}$ , що підлягають передаванню на  $p$ -му тактовому інтервалі,  $-\infty < p < \infty$ , з тактовою частотою, що дорівнює  $1/T$ , надходять на входи амплітудних модуляторів і модулюють амплітуди квадратурних несучих:

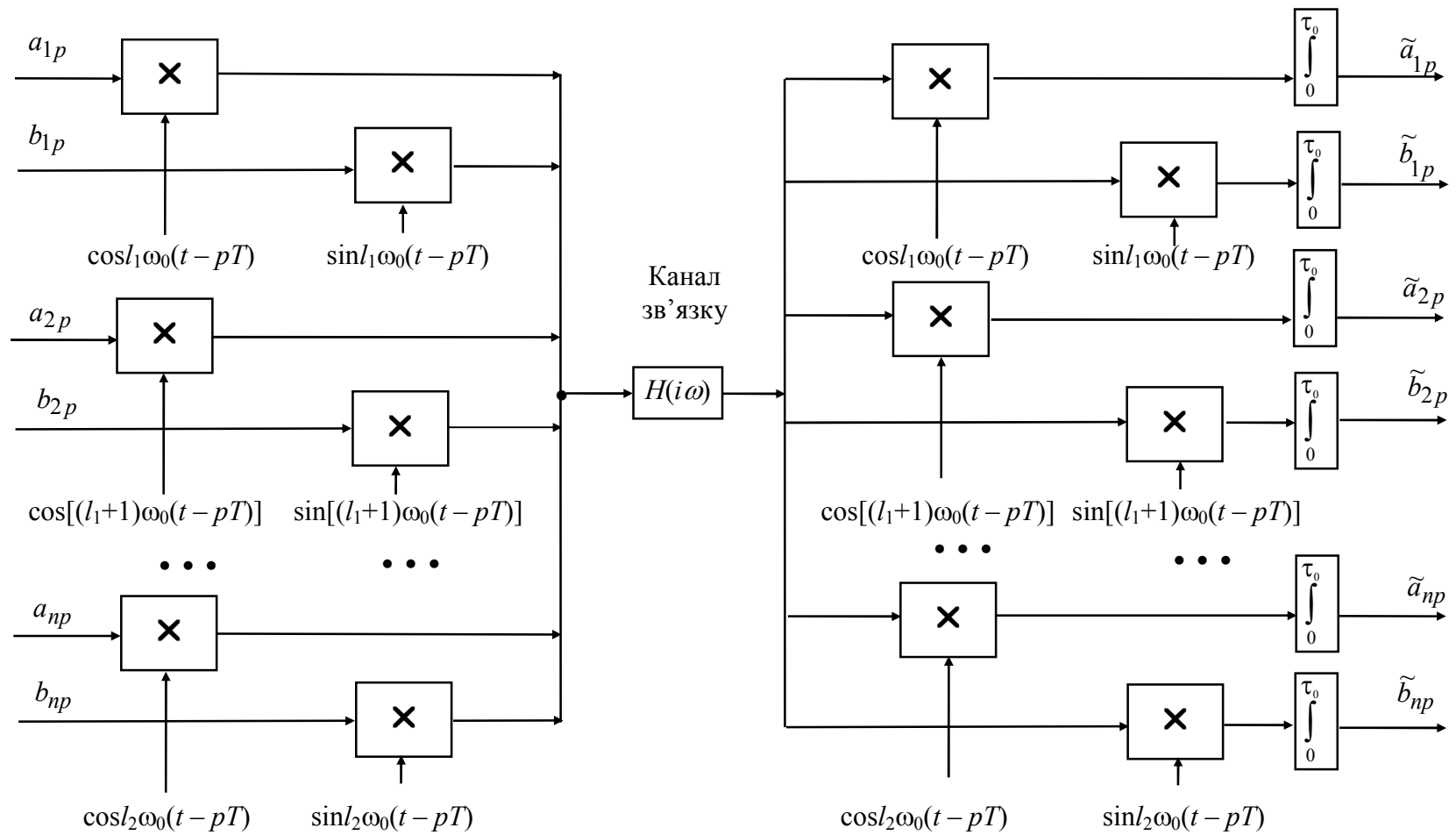
$$\left\{ \begin{array}{l} \cos l\omega_0(t-pT) \\ \sin l\omega_0(t-pT) \end{array} \right\}_{l=l_1}^{l_2}, \quad l_2 - l_1 + 1 = n, \quad (2.6)$$

де  $l_1$  і  $l_2$  – номери несучих першого й останнього каналів СП, розраховані як номери гармонік частоти  $\omega_0$ .

Груповий сигнал на виході передавача є сумою модульованих несучих (2.6):

$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{l=l_1}^{l_2} a_{lp} \cos l\omega_0(t-pT) + b_{lp} \sin l\omega_0(t-pT). \quad (2.7)$$

На приймальному боці здійснюється розподілення сигналів і виділення інформаційних сигналів за допомогою кореляційного оброблення:



**Рисунок 2.3** – Спрощена структурна схема  $n$ -канальної СП з ортогональними гармонічними сигналами-переносниками

$$\begin{aligned}\tilde{a}_{lp} &= \frac{2}{\tau_0} \int_{t_1}^{t_1+\tau_0} \tilde{s}(t) \cos l\omega_0(t-pT)dt, \\ \tilde{b}_{lp} &= \frac{2}{\tau_0} \int_{t_1}^{t_1+\tau_0} \tilde{s}(t) \sin l\omega_0(t-pT)dt, \quad l = l_1, l_1+1, \dots, l_2,\end{aligned}\quad (2.8)$$

де  $\tilde{s}(t)$  – груповий сигнал на вході приймача, що пройшов через канал зв'язку;  
 $t_1$  – момент початку інтегрування, що задається системою тактової синхронізації приймача СП.

## 2.2 Застосування алгоритмів дискретного перетворення Фур'є для виконання операцій модуляції-демодуляції сигналів СП ОГС

У СП ОГС для виконання операцій модуляції-демодуляції сигналів застосовуються алгоритми дискретного перетворення Фур'є [1]. Ефективні алгоритми цифрового оброблення у СП ОГС базуються на застосуванні швидких алгоритмів обчислення перетворення Фур'є.

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) вводиться як спеціальний випадок перетворення Фур'є дискретизованого у часі сигналу  $x(k\tau) = x(k)$ ,  $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , ( $\tau$  – інтервал дискретизації), коли число відліків перетворюваного сигналу  $x(\tau)$  скінченне:  $k = 0, 1, \dots, N-1$ . При цьому у спектральній області сигнал розглядається також на  $N$  дискретних значеннях частоти:

$$\omega_0 = 0, \quad \omega_1 = \frac{2\pi}{N\tau} \times 1, \quad \omega_2 = \frac{2\pi}{N\tau} \times 2, \dots, \quad \omega_{N-1} = \frac{2\pi}{N\tau} \times (N-1), \quad \tau = \frac{1}{F_d},$$

де  $F_d$  – частота дискретизації.

Пряме й зворотнє ДПФ записуються наступним чином:

$$X(m) = X_m = \sum_{k=0}^N x(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} mk}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2.9)$$

$$x(k) = x_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^N X(m) e^{i \frac{2\pi}{N} mk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.10)$$

Формули (2.9, 2.10) являють собою розкладання дискретного вектора  $x(k)$  за системою комплексних векторів:

$$\vec{\varphi}_k = \left( 1, e^{-i \frac{2\pi}{N} k}, \dots, e^{-i \frac{2\pi}{N} (N-1)k} \right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (2.11)$$

що утворюють ортогональний базис  $N$ -вимірного (комплексного) евклідового простору:

$$(\vec{\varphi}_k, \vec{\varphi}_l) = \sum_{m=0}^{N-1} e^{i \frac{2\pi}{N} mk} e^{-i \frac{2\pi}{N} ml} = \begin{cases} N, & k=l, \\ 0, & k \neq l, \end{cases} \quad k, l = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Алгоритми ДПФ (2.9, 2.10) знаходять значне застосування в цифровому обробленні сигналів завдяки швидким методам їх обчислення. Відповідні обчислювальні алгоритми отримали назву швидких перетворень Фур'є (ШПФ). Розглянемо алгоритми модуляції і демодуляції сигналів у СП ОГС на основі ШПФ.

Груповий сигнал СП ОГС (2.7) при дискретизації гармонічних сигналів-переносників і при виконанні умови  $\tau_0 = N \cdot \tau$  описується дискретною функцією:

$$\begin{aligned} s(k\tau) &= \sum_{l=l_1}^{l_2} a_l \cos \frac{2\pi}{N \cdot \tau} lk\tau + b_l \sin \frac{2\pi}{N \cdot \tau} lk\tau; \\ s(k) &= \sum_{l=l_1}^{l_2} a_l \cos \frac{2\pi}{N} lk + b_l \sin \frac{2\pi}{N} lk, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Покажемо можливість застосування алгоритмів ДПФ для виконання операцій модуляції і демодуляції сигналів, визначивши з цією метою спектр сигналу (2.12):

$$\begin{aligned} S(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} mk}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1, \\ S(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{l=l_1}^{l_2} a_l \cos \frac{2\pi}{N} lk + b_l \sin \frac{2\pi}{N} lk \right) e^{-i \frac{2\pi}{N} mk} = \\ &= \sum_{l=l_1}^{l_2} \sum_{k=0}^{N-1} a_l \cos \frac{2\pi}{N} lk e^{-i \frac{2\pi}{N} mk} + b_l \sin \frac{2\pi}{N} lk e^{-i \frac{2\pi}{N} mk} = \\ &= \sum_{l=l_1}^{l_2} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l - ib_l) \cos \frac{2\pi}{N} (l-m)k + (a_l + ib_l) \cos \frac{2\pi}{N} (l+m)k = \\ &= \sum_{l=l_1}^{l_2} (a_l - ib_l)_{m=l} + (a_l + ib_l)_{m=N-l}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Результуючу формулу (2.13) можна переписати наступним чином:

$$\begin{aligned} S(m) &= a_m - ib_m, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1, \\ a_m &= a_l, \quad b_m = b_l, \quad m = l_1, l_1 + 1, l_1 + 2, \dots, l_2, \\ a_m &= a_l, \quad b_m = -b_l, \quad m = N - l_2, N - l_2 + 1, \dots, N - l_1, \end{aligned} \quad (2.14)$$

$a_m = b_m = 0$  – в усіх інших випадках.

При виведенні (2.13) використовувалася властивість симетрії функцій

$$\varphi(m) = e^{-i \frac{2\pi}{N} mk} :$$

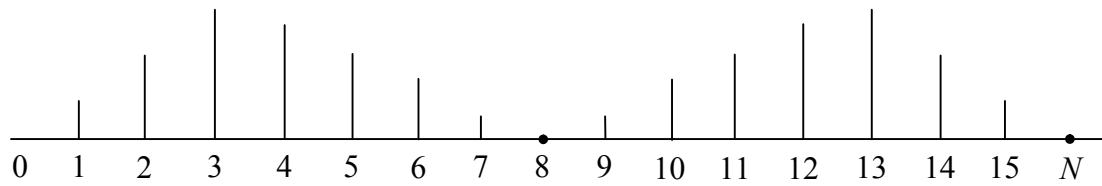
$$\varphi(0) = 1,$$

$$\varphi(N/2) = 1 \text{ (при парному } N),$$

$$\varphi(m) = \varphi(N - m), \quad m = 1, 2, \dots, N/2 - 1,$$

що легко перевіряється підстановкою в них значень  $m = 1, 2, \dots, N - 1$ .

Внаслідок цього таку ж саму властивість комплексної спряженості мають спектри дійсних сигналів (2.12) відносно частоти  $F_d/2$ , що відповідає спектральній гармоніці  $\varphi(N/2)$ . Приклад спектра дискретного дійсного сигналу показано на рис. 2.4.



**Рисунок 2.4** – Дискретний спектр  $N = 16$ ,  $l_1 = 1$ ,  $l_2 = 7$

Очевидно, що має місце і зворотнє ДПФ:

$$s(k) = \sum_{m=0}^{N-1} (a_m - ib_m) e^{i \frac{2\pi}{N} mk}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Таким чином, при виконанні певних співвідношень між дискретними несучими СП ОГС і параметрами ДПФ, операції модуляції і демодуляції можна виконати за допомогою алгоритмів відповідно зворотного і прямого ДПФ.

## 2.3 Методика визначення параметрів групового сигналу СП ОГС

Сформулюємо базові співвідношення для вибору параметрів лінійного групового сигналу, алгоритму дискретного перетворення Фур'є і пов'язаних з ними характеристик сигналу [1]:

- тривалості інтервалу ортогональності,  $\tau_0$ ;
- тривалості захисного інтервалу,  $T_z$ ;
- тривалості символу (посилки),  $T$ ;
- частоти дискретизації групового сигналу,  $F_d$ ;
- основи перетворення Фур'є,  $N$ .

На першому етапі необхідно вибрати число використовуваних несучих сигналів  $n = l_2 - l_1 + 1$  й однозначно пов'язаний з ними параметр групового сигналу  $F_0$ , що визначає відстань між несучими сигналами за частотою. Ці параметри визначаються виходячи з частотних, часових, шумових характеристик каналу зв'язку і вимог до швидкості і достовірності передавання інформації. При цьому компроміс укладається між бажанням збільшити число каналів, що в цілому поліпшує характеристики СП, і зростаючими при цьому затримкою передавання сигналів і складністю оброблення сигналів. Збільшення числа сигналів призводить до зростання тривалості інтервалу ортогональності – інтервалу інтегрування в кореляторі приймача, що також критично в умовах передавання каналом зв'язку з нестабільними в часі характеристиками.

Виходячи зі смуги частот пропускання каналу передавання  $\Delta F_k = f_v - f_n$  (Гц), де  $f_v$  і  $f_n$  відповідно верхня і нижня частота смуги пропускання каналу (рис. 2.5), і планованої смуги частот каналу СП ОГС  $2F_0$  оцінюється можливе число несучих, яке дорівнює  $n_m = \lceil \Delta F_k / F_0 \rceil - 1$ . Оскільки на краях смуги частот каналу частотні характеристики нелінійні, а спектри крайніх сигналів не можна значно обмежувати, то реальне число несучих сигналів вибирають з умови:

$$n < n_m - (4 \dots 6), \quad (2.15)$$

створюючи по краях смуги частот пропускання каналу захисні частотні інтервали:

$$\Delta F_3 = (2 \dots 3)F_0. \quad (2.16)$$

Значення  $F_0$  визначає тривалість інтервалу ортогональності:

$$\tau_0 = 1/F_0. \quad (2.17)$$

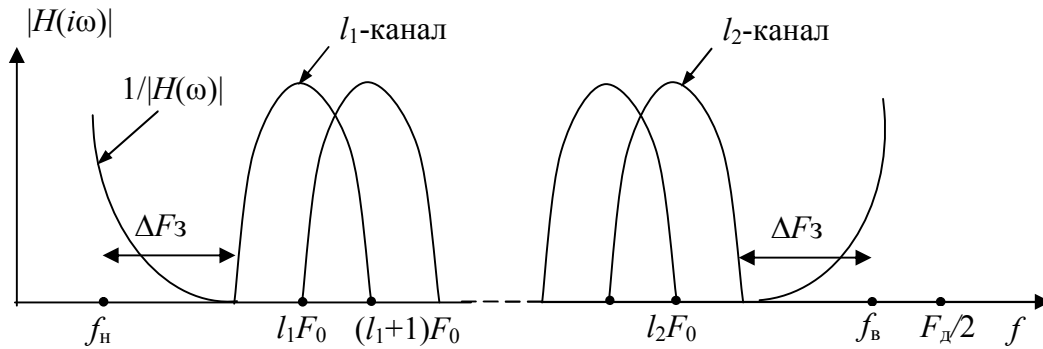


Рисунок 2.5 – Частотний план групового сигналу СП ОГС

Тривалості передаваного символу  $T$  і захисного інтервалу  $T_3$  вибираються виходячи з тривалості ІР каналу передавання згідно з умовою (2.3).

На наступному етапі вибирають частоту дискретизації групового сигналу  $F_d$ , виходячи з двох умов:

1.  $F_d > 2f_6$  – умова теореми Котельникова;
2.  $F_d/F_0 = 2^m$ ,  $m$  – ціле число – умова застосування алгоритмів ШПФ за основою „2” для виконання операцій модуляції-демодуляції сигналів.

Відношення  $F_d/F_0$  визначає число відліків сигналу  $N$  на інтервалі  $\tau_0$ :

$$N = \tau_0/\tau = F_d/F_0, \quad \tau = 1/F_d, \quad (2.18)$$

а також розмірність ШПФ.

Далі коректують значення  $T_3$ , вибираючи його кратним тривалості  $\tau$ . Очевидно, що значення  $F_0$ ,  $\tau_0$ ,  $F_d$ ,  $T_3$  можна з метою оптимізації варіювати в певних межах.

До числа важливих умов при виборі параметрів групового сигналу належить вимога вибору частот несучих сигналів кратними  $F_0$ :

$l_1F_0, (l_1+1)F_0, (l_1+2)F_0, \dots, l_2F_0$ , де  $l_1$  і  $l_2$  – номери першого і останнього каналів СП ОГС із загального числа  $N/2$ .

## 2.4 Метод розрахунку інтерференційних завад у СП ОГС

Наданий нижче метод розрахунку інтерференційних завад дозволяє розраховувати співвідношення ефективних значень напруги інтерференційних завад і напруги сигналу на вході приймача СП ОГС [7].

Дискретизований груповий сигнал СП ОГС на тактовому інтервалі тривалістю  $T$  описується сумою:

$$x(k\tau) = x_k = \sum_{l=1}^n [a_l \cos \omega_l k\tau + b_l \sin \omega_l k\tau], \quad (2.19)$$

де  $n$  – кількість інформаційних каналів у СП ОГС;

$a_l, b_l, l = 1, 2, \dots, n$ , – інформаційні параметри;

$\omega_l = 2\pi F_0(l + m - 1)$ ,  $l = 1, 2, \dots, n$ , – несучі частоти, кратні основній частоті  $F_0 = 1 / \tau_0$ ;

$m$  – ціле число, що означає номер першого інформаційного каналу;

$\tau_0$  – інтервал ортогональності;

$N_T = T / \tau$  – число відліків одиничного елемента сигналу;

$\tau = 1 / F_d$  – тривалість інтервалу дискретизації;

$F_d$  – частота дискретизації сигналу.

Число відліків на інтервалі ортогональності -  $N = \tau_0 / \tau$  і число відліків на захисному інтервалі -  $N_s = (T - \tau_0) / \tau = L$ .

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

$$x_{k+N} = x_k, \quad k = 0, 1, \dots, L-1,$$

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

$$g(r\tau) = g_r, \quad r = 0, 1, \dots, R-1. \quad (2.20)$$

Результат проходження сигналу (2.19) через канал зв'язку описується дискретною згортою:

$$y_k = \sum_{r=0}^{R-1} g_r \cdot x_{k-r}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M + R - 2. \quad (2.21)$$

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

$$\dots x_{N-L+1}^- x_{N-L}^- \mid \underbrace{x_{N-1} x_{N-2} \dots x_0}_{N} \underbrace{x_{N-1} x_{N-2} \dots x_{N-L}}_L \mid x_{N-1}^+ x_{N-2}^+ \dots \quad (2.22)$$

Підставивши (2.22) в (2.21), запишемо кілька відліків результату згортки:

$$\begin{aligned} y_0 &= g_0 x_{N-1} + g_1 x_{N-L}^- + \dots + g_{R-1} x_{N-L+R-2}^- \\ &\dots\dots\dots \\ y_{R-2} &= g_0 x_{N-1-R+2} + \dots + g_{R-2} x_{N-1} + g_{R-1} x_{N-L}^- \\ &\text{-----} \\ y_{R-1} &= g_0 x_{N-1-R+1} + \dots + g_{R-1} x_{N-1} \\ &\dots\dots\dots \\ y_{N+L-1} &= g_0 x_{N-L} + g_1 x_{N-L+1} + \dots \\ &\text{-----} \\ y_{N+L} &= g_0 x_{N-1}^+ + g_1 x_{N-L} + g_2 x_{N-L+1} + \dots \\ y_{N+L+1} &= g_0 x_{N-2}^+ + g_1 x_{N-1}^+ + g_2 x_{N-L} + \dots \\ &\dots\dots\dots \\ y_{N+L+R-1} &= g_0 x_{N-1-R+1}^+ + \dots + g_{R-1} x_{N-1}^+. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Серед відліків вхідного сигналу приймача СП ОГС (2.23) 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 модема, і зберігає монохроматичний характер каналних сигналів на інтервалі ортогональності. Завдяки цьому у сигналі  $y_{R-1}, y_R, \dots, y_{N+L-1}$  не виникають міжканальні переходи за його кореляційного оброблення. Виділені відліки не містять також результатів згортки ІР з відліками сигналів сусідніх тактових інтервалів, що обумовлює відсутність міжсимвольних завад. Таким чином, попутно підтверджено висновок про відсутність інтерференційних завад у таких СП при перевищенні тривалості захисного інтервалу тривалості ІР.

Неспотворена частина одиничного елемента сигналу (2.23) може бути записана в матричній формі:

$$\vec{Y} = X g^T, \quad (2.24)$$

де

$$X = \begin{bmatrix} x_{N-R} & x_{N-R+1} & \dots & x_{N-2} & x_{N-1} \\ x_{N-R-1} & x_{N-R} & \dots & x_{N-3} & x_{N-2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{N-L+1} & x_{N-L+2} & \dots & x_{(N-L+R-1) \bmod N} & x_{(N-L+R) \bmod N} \\ x_{N-L} & x_{N-L+1} & \dots & x_{(N-L+R-2) \bmod N} & x_{(N-L+R-1) \bmod N} \end{bmatrix}$$

– прямокутна матриця-циркулянт розміром  $(N + L - R + 1) \times R$ , що містить циклічні зсуви сигналу з інтервалу ортогональності;

$g^T = \{g_0, g_1, \dots, g_{R-1}\}$  – транспонований вектор відліків IP каналу.

Якщо тепер припустити, що тривалість захисного інтервалу менша за тривалість IP:  $L < R + 1$ , то матриця  $X$  у (2.24) вже не буде повним циркулянтом: у ній зникнуть права верхня і ліва нижня трикутні частини у 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 (2.24) 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  $0 \leq k_T < N + L$ . Домовимося вважати момент  $k_T = 0$ , за якого блок вхідного сигналу, що обробляється приймачем, починається з  $y_0$  (див. формулу (2.23)). Тоді згортку (2.21) можна переписати в такому вигляді:

$$y_k = \sum_{r=0}^{R-1} g_r x_{(N-1-k+r) \bmod N},$$

де операція  $(R) \bmod N$ : 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:

$$\eta_k = \begin{cases} \sum_{r=k+k_T+1}^{R-1} g_r x_{r-1-k-k_T}, & k \leq R-2-k_T, \\ \sum_{r=0}^{k+k_T-N-L} g_r x_{2N-1+r-k-k_T}, & k \geq N+L-k_T, \end{cases} \quad (2.25)$$

і міжсимвольної інтерференції:

$$\xi_k = \begin{cases} \sum_{r=k+k_T+1}^{R-1} g_r x_{N-L-1+r-k-k_T}^-, & k \leq R-2-k_T, \\ \sum_{r=0}^{k+k_T-N-L} g_r x_{2N+L-1+r-k-k_T}^+, & k \geq N+L-k_T, \end{cases} \quad (2.26)$$

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

Далі потрібне знання статистичних властивостей відліків групового сигналу (2.19). Інформаційні параметри  $a_l$ ,  $b_l$ ,  $l = 1, 2, \dots, n$  взаємно некорельовані, мають нульові математичні очікування й дисперсії, які визначаються рівностями:

$$M[a_l^2] = M[b_l^2] = \sigma_l^2. \quad (2.27)$$

Можна показати, що для кореляційної функції сигналу (2.19) справедливе представлення:

$$M(x_i x_j) = B_x[(j-i)\tau] = B_x(k\tau) = \sum_{l=1}^n \sigma_l^2 \cos \omega_l k \tau, k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.28)$$

У виразі (2.28) наявність у параметра  $\sigma$  індекса “ $l$ ” означає можливість задавати потужність сигналу несучої індивідуально для кожного каналу СП ОГС.

Таким чином, статистичні властивості відліків групового сигналу наступні:

$$\begin{aligned} M(x_i) &= 0; M(x_i x_j) = B_x(j-i); \\ M(x_i^+ x_j^-) &= 0; M(x_i^- x_j^+) = 0; i, j = 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Інтерференційну заваду в кожному з каналів модема обчислимо як дискретне перетворення Фур'є від послідовності:

$$\gamma_k = \eta_k + \xi_k, k = 0, 1, \dots, N-1,$$

за формулою:

$$\varepsilon_l = \sum_{k=0}^{N-1} \gamma_k e^{-i \frac{2\pi k(l+m-1)}{N}}, l = 1, 2, \dots, n.$$

Середня потужність інтерференційної завади дорівнює:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_l^2 &= M \left[ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \gamma_k \gamma_q e^{-i \frac{2\pi(l+m-1)(k-q)}{N}} \right] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \{M[\gamma_k \gamma_q]\} e^{-i \frac{2\pi(l+m-1)(k-q)}{N}}, l = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (2.30)$$

З урахуванням статистичних властивостей (2.29) групового сигналу вираз у фігурних дужках (2.30) набере вигляду:

$$\mu_{kq} = \begin{cases} 2 \sum_{i=k+k_T+1}^{R-1} \sum_{j=q+k_T+1}^{R-1} g_i g_j B_{k+j-q-i}, & k \leq R-2-k_T, q \leq R-2-k_T, \\ 2 \sum_{i=0}^{k+k_T-N-L} \sum_{j=0}^{q+k_T-N-L} g_i g_j B_{k+j-q-i}, & k \geq N+L-k_T, q \geq N+L-k_T, \\ \sum_{i=k+k_T+1}^{R-1} \sum_{j=0}^{k+k_T-N-L} g_i g_j B_{2N+k+j-q-i}, & k \leq R-2-k_T, q \geq N+L-k_T, \\ \sum_{i=0}^{k+k_T-N-L} \sum_{j=q+k_T+1}^{R-1} g_i g_j B_{2N+q+i-k-j}, & q \leq R-2-k_T, k \geq N+L-k_T, \\ 0, & \text{за інших } k \text{ і } q. \end{cases} \quad (2.31)$$

З урахуванням симетрії квадратної матриці (2.31) відносно головної діагоналі, вираз для потужності інтерференційної завади може бути записаний в такому вигляді:

$$\bar{\varepsilon}_l^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \mu_{kq} \cos \left[ \frac{2\pi(l+m-1)(k-q)}{N} \right], \quad l = 1, 2, \dots, N. \quad (2.32)$$

З іншого боку, можна показати, що потужність корисного сигналу на виході кожного  $l$ -го каналу модема прямо пропорційна квадрату модуля передатної функції каналу зв'язку на відповідній частоті:

$$s_l^2 = N^2 \sigma_l^2 \left| \sum_{r=0}^{R-1} g_r e^{-i \frac{2\pi(l+m-1)r}{N}} \right|^2, \quad l = 1, 2, \dots, n. \quad (2.33)$$

Покажемо це.

Будемо розглядати лише один сигнал  $l$ -ї несучої з групового сигналу (2.19):

$$s_l(t) = a_l \cos \omega_l t + b_l \sin \omega_l t.$$

Перейдемо до комплексного сигналу:

$$s(t) = \text{Re}(\bar{s}(t)),$$

$$\bar{s}(t) = A \cdot e^{i\varphi_l} \cdot e^{i\omega_l t}, \quad A = \sqrt{a_l^2 + b_l^2}, \quad \varphi_l = \arctg \frac{b_l}{a_l}.$$

На виході каналу зв'язку сигнал дорівнює:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \cdot \bar{s}(t-\tau) d\tau,$$

де  $g(\tau)$  – ІР каналу зв'язку.

Сигнал на виході  $l$ -го комплексного корелятора дорівнює БПФ-перетворенню  $\varphi(t)$  на частоті  $\omega_l$ .

$$\begin{aligned} \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} \varphi(t) \cdot e^{-i\omega_l t} dt &= \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} \int_{-\infty}^{\infty} A \cdot e^{i\varphi_l} \cdot e^{i\omega_l(t-\tau)} \cdot g(\tau) d\tau \cdot e^{-i\omega_l t} dt = \\ &= A \cdot e^{i\varphi_l} \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} e^{-i\omega_l t} \cdot e^{i\omega_l t} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \cdot e^{-i\omega_l \tau} d\tau = A \cdot e^{i\varphi_l} \cdot \tau_0 \cdot H(\omega_l). \end{aligned}$$

Повна енергія сигналу на виході  $l$ -го каналу:

$$E = A^2 \cdot \tau_0^2 \cdot |H(\omega_l)|^2.$$

При усередненні за усіма реалізаціями і цифрового подання групового сигналу отримаємо формулу (2.33).

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

$$h_l = \sqrt{\frac{\bar{\varepsilon}_l^2}{\bar{s}_l^2}} \cdot 100, \%, \quad l = 1, 2, \dots, n, \quad (2.34)$$

де риска над символом означає ефективне значення.

## 2.5 Метод оцінки швидкості передавання СП ОГС

В СП ОГС загальна швидкість передавання складається із суми біт інформації, що передаються на всіх несучих частотах за певний час [8]:

$$R = f_{\text{т інф}} \cdot \sum_{i=l_1}^{l_2} b(i), \quad (2.35)$$

де  $f_{\text{т інф}}$  – частота інформаційних кадрів у СП ОГС (4 кГц для технологій xDSL);

$l_2$  – номер максимальної несучої, що використовується у СП ОГС (наприклад, для технології ADSL2+ це 511, а для VDSL2 – 2782);

$l_1$  – номер мінімальної несучої частоти, що використовується у СП ОГС (наприклад, 6 для технологій сімейства ADSL, VDSL);

$b(i)$  – максимальна кількість біт передаваних протягом тактового інтервалу на  $i$ -й несучій ( $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $n$  – загальна кількість несучих).

Частота інформаційних кадрів у СП ОГС (2.35) відома, тому необхідно визначити максимальну кількість біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній з несучих СП.

З теорії електричного зв'язку відомо, що кількість біт інформації, що може бути практично передано по каналу зв'язку залежить від відношення сигнал/завада на вході демодулятора приймача, виду сигнального сузір'я і заданої ймовірності помилки. Виведемо співвідношення, що пов'язують ці характеристики. Ймовірність помилки  $p$  на виході  $i$ -го каналу приймача СП ОГС визначається співвідношенням:

$$p = K \frac{2(M(i)-1)}{M(i) \log_2 M(i)} Q(r), \quad (2.36)$$

де  $K$  – коефіцієнт розмноження помилок;

$M(i)$  – число рівнів сигналу по кожній з двох взаємо-ортогональних несучих КАМ-сигналу,  $M(i)=2^{b(i)/2}$ ;

$Q$  – функція визначається як:

$$Q(r) = \int_r^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy ;$$

$r$  – відношення "напіввідстані"  $a(i)$  між сусідніми сигнальними точками до середньоквадратичного відхилення гауссівського шуму потужністю  $N(i)$ :

$$r = \frac{a(i)}{\sqrt{N(i)}} . \quad (2.37)$$

Середній квадрат амплітуди серед сигналів сузір'я КАМ дорівнює  $2/3(M^2(i)-1)a^2$  і дорівнює середній потужності сигналу. Для гармонічних сигналів середня потужність сигналів сузір'я дорівнює середньому квадрату амплітуди цих сигналів, поділеному на 2:

$$P_c(i) = \frac{2(M^2(i)-1)}{3 \cdot 2} a^2(i) = \frac{M^2(i)-1}{3} a^2(i) .$$

Тоді відношення сигнал/завада дорівнює:

$$SNR(i) = \frac{P_c(i)}{N(i)} = \frac{(M^2(i)-1)a^2(i)}{3N(i)} = \frac{(M^2(i)-1)N(i)r^2}{3N(i)} = \frac{(M^2(i)-1)r^2}{3} .$$

Задавши ймовірність помилки  $p$  на виході  $i$ -го каналу приймача СП ОГС з формули (2.36), знайдемо  $r$  і отримаємо мінімально припустиме відношення сигнал/завада за якого забезпечується передавання  $b(i)$  кількості біт протягом посилки на  $i$ -й несучій:

$$SNR_{b \text{ прил}}(i) = \frac{(2^{b(i)} - 1) \cdot \left[ Q^{-1} \left( \frac{p \cdot 2^{b(i)/2} \cdot b(i)/2}{K \cdot 2 \cdot (2^{b(i)/2} - 1)} \right) \right]^2}{3} , \quad (2.38)$$

де  $Q^{-1}(x)$  – функція, зворотна  $Q(x)$ .

Для спрощення користування формулою (2.38) визначимо:

$$\beta(i) = \frac{2(M(i)-1)}{M(i) \log_2 M(i)} = \frac{2(2^{b(i)/2} - 1)}{2^{b(i)/2} b(i)/2} = \frac{4(1 - 2^{-b(i)/2})}{b(i)} . \quad (2.39)$$

Далі для спрощення  $\beta(i)$  приймають рівною певній константі  $\beta$ , і формула (2.38) набуває наступного вигляду:

$$SNR_{b \text{ прип}}(i) = \frac{(2^{b(i)} - 1) \cdot [Q^{-1}(\frac{P}{K \cdot \beta})]^2}{3}. \quad (2.40)$$

$\beta$  пропонується розраховувати як середньоарифметичне значення серед усіх  $\beta(i)$  (для  $b(i) = 1, 2, \dots, 15$ ), яке дорівнює 0,558, а  $K=2,75$  (оскільки у СП за Рекомендаціями МСЕ-Т G.992.x G.993.x застосовується тривідводний скремблер), формула (2.40) набуває вигляду:

$$SNR_{b \text{ прип}}(i) = \frac{(2^{b(i)} - 1) \cdot [Q^{-1}(\frac{P}{1,5345})]^2}{3}. \quad (2.41)$$

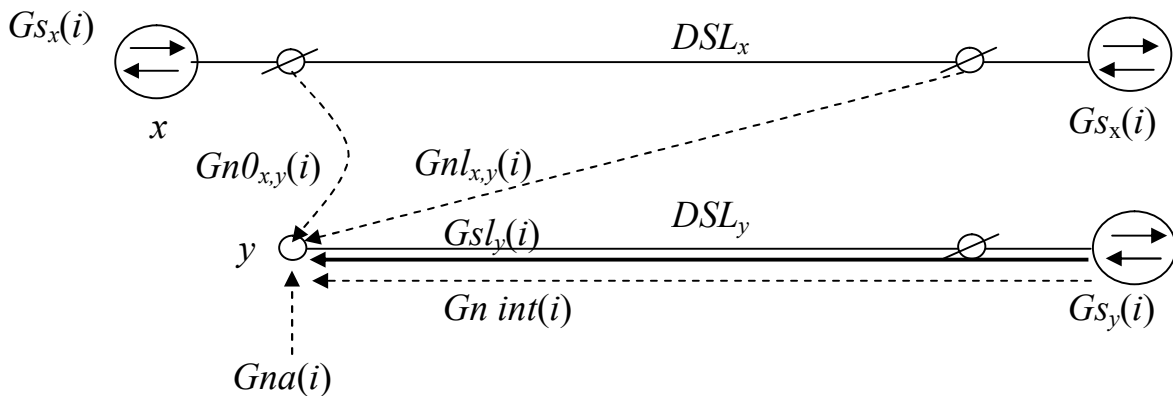
З урахуванням того, що кількість бітів може бути тільки цілим числом, з (2.41) формула розрахунку  $b(i)$  набуває вигляду:

$$b(i) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{3 \cdot SNR_{\Sigma}(i)}{[Q^{-1}(\frac{P}{1,5345})]^2} \right) \right\}, \quad (2.42)$$

де  $\text{floor} \{x\}$  - операція відкидання дробової частини числа  $x$ ;

$SNR_{\Sigma}(i)$  – очікуване (виміряне або розраховане) відношення сигналу до сумарної завади на вході приймача СП на несучій частоті кожного підканалу, що застосовується для передавання інформації.

Отже, для розрахунку швидкості передавання СП ОГС спочатку необхідно визначити  $SNR_{\Sigma}(i)$ . На рис. 2.9 проілюстровано види завад, які необхідно враховувати при розрахунку відношення сигнал/завада на вході приймача СП ОГС при роботі багатопарними кабелями.



**Рисунок 2.6** – Модель завад СП ОГС при роботі багатопарним кабелем

Потужність на виході передавача СП задається у вигляді спектральної густини потужності (СГП).  $G_{s_x}(i)$ ,  $G_{s_y}(i)$  – СГП сигналу на виході передавача  $x$ -ї СП та  $y$ -ї СП відповідно. СГП сигналу –  $G_s(i)$  визначається з Рекомендацій МСЕ-Т, відповідно до того, яка саме СП застосовується для побудови цифрової абонентської лінії (ЦАЛ).

$G_{sl_y}(f)$  – це СГП сигналу на вході приймача  $y$ -ї СП, що досліджується, та визначається різницею СГП сигналу на виході передавача СП та залежністю загасання абонентської лінії (АЛ) від частоти:

$$G_{sl_y}(i) = G_{s_y}(i) - A_{ал_y}(i). \quad (2.43)$$

Загасання АЛ –  $A_{ал}(i)$  визначається типом кабелю та її довжиною:

$$A_{ал}(i) = \alpha(i) \cdot L, \quad (2.44)$$

де  $L$  – довжина АЛ,

$\alpha(i)$  – залежність коефіцієнта загасання кабелю від номера несучої частоти.

При цьому співвідношення між номером  $i$  та частотою  $f$  несучої визначається виразом:

$$i = \frac{f}{F_0}. \quad (2.45)$$

При роботі багатопарними кабелями повинні враховуватися:

- інтерференційна завада.  $G_{n\text{int}}(i)$  – СГП інтерференційної завади;
- перехідна завада на ближній кінець (ПЗ БК, NEXT).  $G_{n0_{x,y}}(i)$  – СГП перехідної завади на ближньому кінці від  $x$ -ї СП на  $y$ -ву СП;
- перехідна завада на дальній кінець (ПЗ ДК, FEXT).  $G_{nl_{x,y}}(i)$  – СГП перехідної завади на дальньому кінці від  $x$ -ї СП на  $y$ -ву СП;
- різноманітні види адитивних завад: атмосферні завади, завади від радіостанцій та промислові завади, які створюють лінії електропередачі, електрифіковані залізниці та промислові і побутові електроприлади тощо, які мають різну природу (а отже різні спектри), що унеможливорює врахування окремо внесок кожної з них. У подальшому для визначеності будемо враховувати адитивні завади з рівномірною спектральною густиною потужності (АЗРСГП). АЗРСГП включає у себе в першу чергу тепловий шум, який має рівномірну СГП близько мінус 140 дБп/Гц в діапазоні частот до 6 ГГц. Спектральна густина потужності АЗРСГП  $G_{na}(i) = \text{const}$  в розрахунках приймається рівномірною в усьому робочому діапазоні каналу зв'язку і змінюється у межах мінус 140...мінус 100 дБп/Гц.

Складові  $SNR_k(i)$  відношення сигнал/завада  $SNR_{\Sigma}(i)$  визначаються наступним чином:

$$SNR_k(i) = 10^{0,1 \cdot (G_{sl_y}(i) - G_{n_k}(i))}, \quad (2.46)$$

де  $Gsl_y(i)$  – СГП сигналу на вході приймача у-ї СП на  $i$ -й несучій;

$Gn_k(i)$  – СГП  $k$ -ї завади на вході приймача СП на  $i$ -й несучій.

$Gn0_{x,y}(i)$  та  $Gnl_{x,y}(i,l)$  розраховуються аналогічно (2.43), в якій залежність власного загасання АЛ від частоти замінено на залежність перехідного загасання АЛ на БК  $A0(i)$  або ДК  $Al(i)$  від частоти:

$$Gn0_{x,y}(i) = Gs_x(i) - A0_{x,y}(i); \quad (2.47)$$

$$Gnl_{x,y}(i,l) = Gs_x(i) - Al_{x,y}(i,l). \quad (2.48)$$

Перехідне загасання на ДК, на відміну від ПЗ БК, має крім частотної залежності, залежність від довжини лінії, отже формула (2.48) набуває вигляду:

$$Gnl_{x,y}(i,l) = Gs_x(i) - A_{злк\ x,y}(i) + 10 \cdot \lg\left(\frac{l}{l_{буд}}\right) - A_{ал\ y}(i,l), \quad (2.49)$$

де  $A_{злк\ x,y}(i)$  – залежність від номера несучої частоти захищеності на ДК між  $x$ -ю та  $y$ -ю ЦАЛ.

За формулами (2.47) та (2.49) визначаються СГП ПЗ БК та ПЗ ДК від кожної з ЦАЛ, що впливають. СГП сумарної ПЗ від усіх ЦАЛ, що впливають визначається наступним чином:

$$Gn0_{\Sigma}(i) = 10 \lg\left(\sum_{x, x \neq y} 10^{0,1 \cdot Gn0y(i)}\right). \quad (2.50)$$

$$Gnl_{\Sigma}(i) = 10 \lg\left(\sum_{x, x \neq y} 10^{0,1 \cdot Gnl_{x,y}(i)}\right). \quad (2.51)$$

Інтерференційна завада розраховується як відсоткове співвідношення ефективних значень інтерференційної завади і сигналу  $h(i)$ , тому СГП інтерференційної завади на вході приймача визначається за наступною формулою:

$$Gn\ int(i) = 20 \lg h(i) - 40 + Gsl_y(i), \quad (2.52)$$

де  $h(i)$ , %, – розраховане згідно з методом, викладеним у п. 2.4, співвідношення ефективних значень напруги інтерференційних завад і напруги сигналу на вході приймача на  $i$ -й несучій частоті;

40 – коефіцієнт, що враховує перерахунок процентного співвідношення  $h(i)$  у децибелі.

Результати розрахунку  $Gn0_{\Sigma}(i)$ ,  $Gnl_{\Sigma}(i)$ ,  $Gn\ int(i)$  та  $Gna(i)$  підставляються у (2.66).

Результуюче  $SNR_{\Sigma}(i)$  визначається як:

$$SNR_{\Sigma}(i) = \frac{1}{\sum_k \frac{1}{SNR_k(i)}}. \quad (2.53)$$

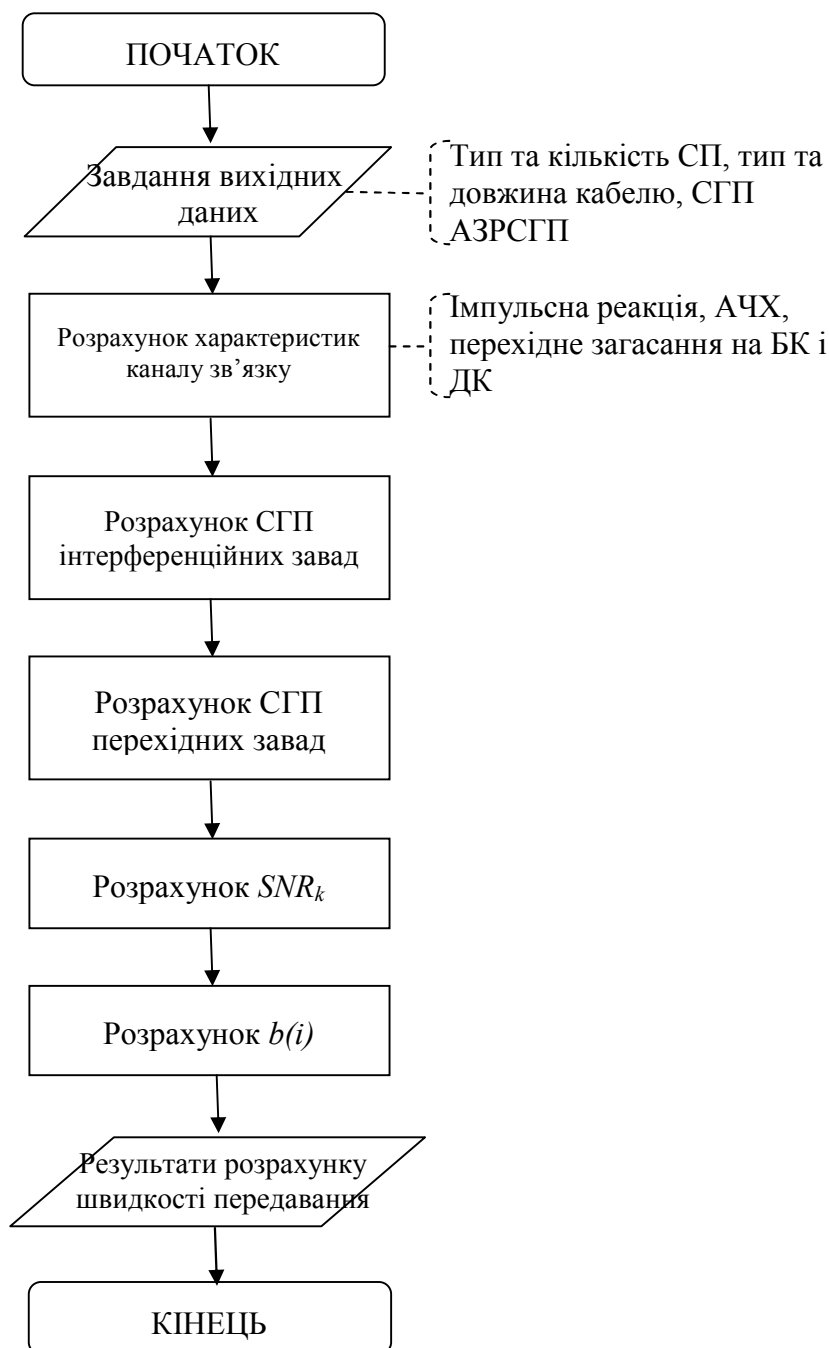
З метою недопущення розриву з'єднання внаслідок непередбачуваної зміни рівня завад, у розрахунках необхідно врахувати запас завадозахищеності  $\Delta SNR$  (SNR margin), який складає 6 дБ:

$$SNR_{\Sigma}(i) = \frac{1}{\left(\sum_k \frac{1}{SNR_k(i)}\right) \cdot 10^{0,1 \cdot \Delta SNR}}. \quad (2.54)$$

З урахуванням (2.54) формула (2.42) набуває кінцевого вигляду:

$$b(i) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{3}{[Q^{-1}(\frac{p}{1,5345})]^2 \cdot (\sum_k \frac{1}{SNR_k(i)}) \cdot 10^{0,1 \cdot \Delta SNR}} \right) \right\}. \quad (2.55)$$

На рис. 2.7 показано блок-схему розглянутого алгоритму розрахунку швидкості передавання.



**Рисунок 2.7** – Блок-схема алгоритму розрахунку швидкості передавання СП ОГС при роботі багатопарним кабелем

## Частина 3

### МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ

Пояснення виконання КЗ будемо проводити для прикладу з наступними вихідними даними:

1. Тип кабелю – ТП-0,5.
2. Довжина лінії –  $L_{\text{АЛ}} = 1,5$  км.
3. Нижня частота пропускання каналу передачі –  $f_{\text{н}} = 50$  кГц.
4. Верхня частота пропускання каналу передачі –  $f_{\text{в}} = 500$  кГц.
5. Тривалість тактового інтервалу ( $T$ ) визначається як  $10 \cdot \tau_{\text{IP}}$ , де  $\tau_{\text{IP}}$  – тривалість імпульсної реакції лінії передачі, на якій зосереджено 99% її потужності.
6. Відношення інформаційних кадрів до службових –  $N_{\text{інф}}/N_{\text{сл}} = 67/1$ .
7. Потужність сигналу на виході передавача задається рівнем рівномірної спектральної густини потужності (СГП) –  $p_{\text{с пер}} = -35$  дБп/Гц.
8. Рівень СГП завад, виміряний на вході приймача –  $p_{\text{з пр}} = -128$  дБп/Гц.
9. Припустима ймовірність помилки на лінії передачі –  $p_{\text{пом}} = 10^{-7}$ .
10. Співвідношення швидкостей у низхідному та висхідному напрямках –  $R_{\text{в}}/R_{\text{д}} = 10/90$  %.

### 3.1 Визначення параметрів СП ОГС

#### 3.1.1 Визначення параметрів каналу передачі

Параметри СП ОГС, відповідно до п. 2.3, визначаються виходячи з частотних, часових, шумових характеристик каналу зв'язку.

Згідно з вихідними даними тривалість тактового інтервалу визначається як  $10 \cdot \tau_{\text{IP}}$ , де  $\tau_{\text{IP}}$  – тривалість імпульсної реакції каналу зв'язку. Отже, необхідно визначити тривалість ІР каналу зв'язку.

Теоретично тривалість ІР смугообмеженого каналу зв'язку нескінченна, тому у КЗ будемо обмежувати імпульсну реакцію тривалістю, на якій зосереджено 99 % її потужності.

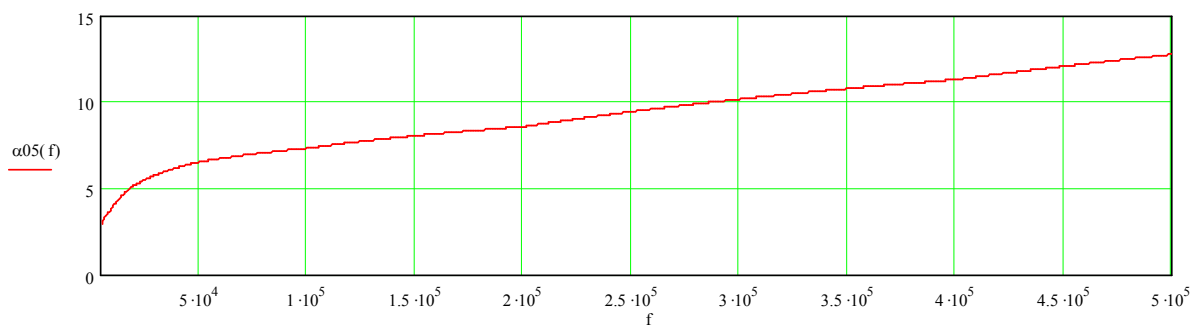
Розрахунок тривалості ІР виконується наступним чином:

1. Для розрахунку ІР кабелю ТП скористаємося результатами розрахунку вторинних параметрів відповідного кабелю (в прикладі ТП-0,5), а саме коефіцієнтів загасання ( $\alpha$ , дБ/км) та фази ( $\beta$ , рад/км), наданих у [6] (див табл. 3.1).

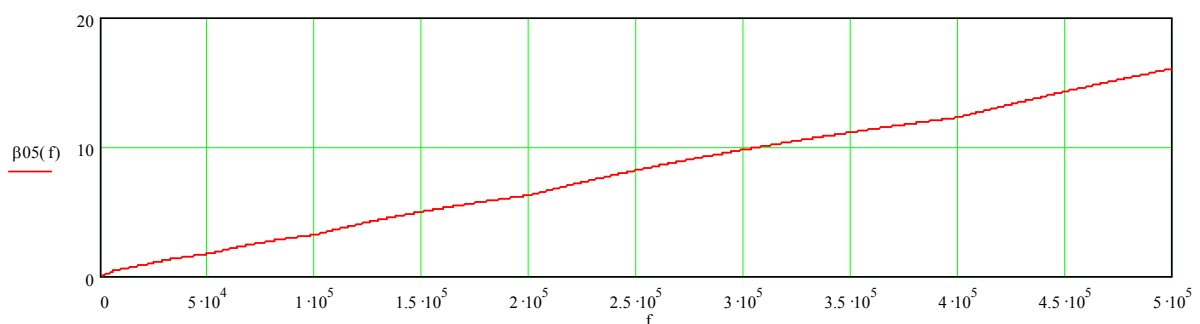
**Таблиця 3.1** – Вторинні параметри передачі кабелю ТП-0,5 довжиною 1 км

| Частота, кГц     | 1    | 5    | 10   | 20   | 50   | 100  | 200  | 400   | 800   | 1500  |
|------------------|------|------|------|------|------|------|------|-------|-------|-------|
| $\alpha$ , дБ/км | 1,31 | 2,96 | 3,99 | 5,16 | 6,52 | 7,31 | 8,56 | 11,3  | 15,84 | 21,51 |
| $\beta$ , рад/км | 0,16 | 0,37 | 0,56 | 0,86 | 1,73 | 3,22 | 6,26 | 12,28 | 23,99 | 44,21 |

2. Визначаємо залежності  $\alpha(f)$  і  $\beta(f)$ . Тому що результати коефіцієнтів загасання та фази надані на окремих частотах, то необхідно виконати інтерполяцію цих параметрів у смузі частот від 0 до  $f_v$ . Результати інтерполяції показано на рис. 3.1.



а)



б)

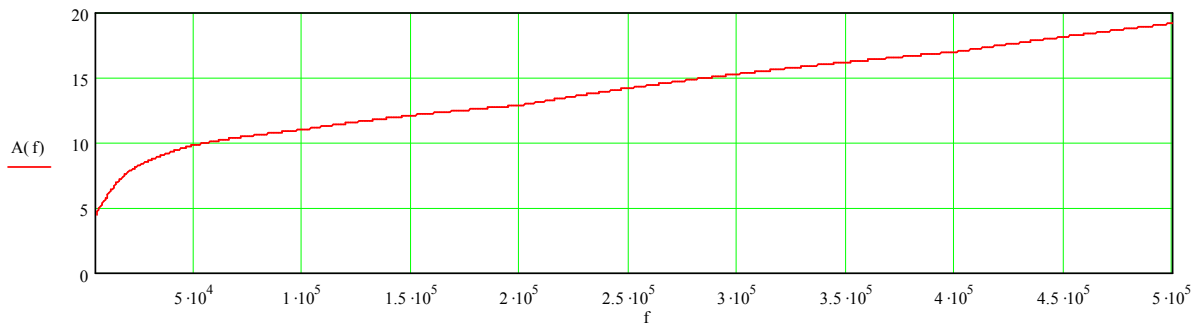
**Рисунок 3.1** – Результати інтерполяції коефіцієнтів загасання (а) та фази (б) кабелю ТП-0,5

3. Визначаємо АЧХ і ФЧХ кабелю заданої (вихідними даними) довжини шляхом множення  $\alpha$  та  $\beta$  на довжину лінії  $L_{AL}$ :

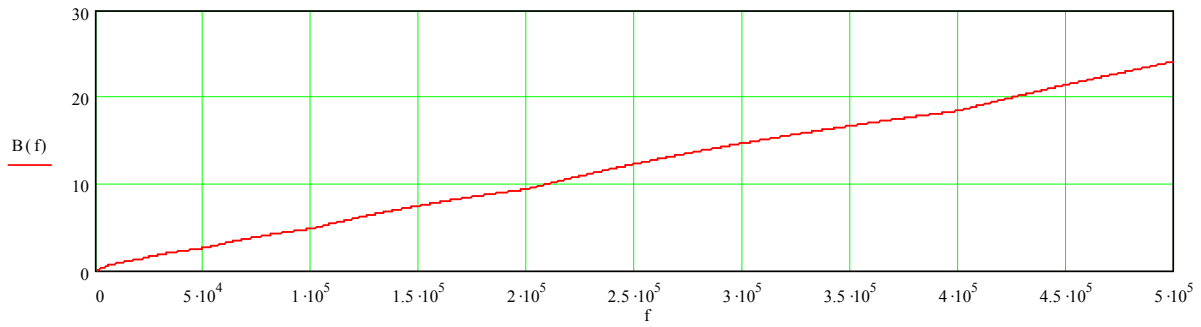
$$A(f) = \alpha(f) \cdot L_{AL}, \text{ дБ};$$

$$B(f) = \beta(f) \cdot L_{AL}, \text{ рад}.$$

Результати розрахунку АЧХ та ФЧХ показано на рис. 3.2.



а)

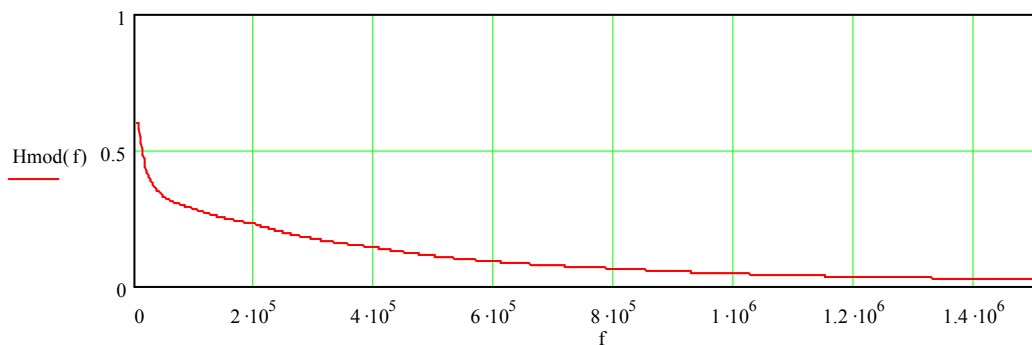


б)

**Рисунок 3.2** – АЧХ (а) та ФЧХ (б) кабелю ТП-0,5 довжиною 1,5 км

4. Для подальших розрахунків АЧХ перетворюємо у модуль передатної функції (рис. 3.3):

$$|H(f)| = 10^{-0,05 \cdot A(f)}.$$



**Рисунок 3.3** – Залежність модуля передатної функції від частоти кабелю ТП-0,5 довжиною 1,5 км

5. Розраховуємо передатну функцію каналу зв'язку:

$$H(f) = |H(f)| \cdot \cos(B(f)) + i \cdot |H(f)| \cdot \sin(B(f)).$$

6. Застосувавши ЗШПФ перетворюємо ПФ на ІР. При використанні програми MathCad необхідно:

- а) задати основу перетворення Фур'є  $N$ , наприклад 512;
- б) задати кількість відліків у часовій області –  $m = 0 \dots (N-1)$ ;

в) задати кількість відліків у частотній області –  $k = 0 \dots (N/2)$ ;

г) визначаємо частотні відліки:

$$f_k = \frac{f_s \cdot k}{N/2};$$

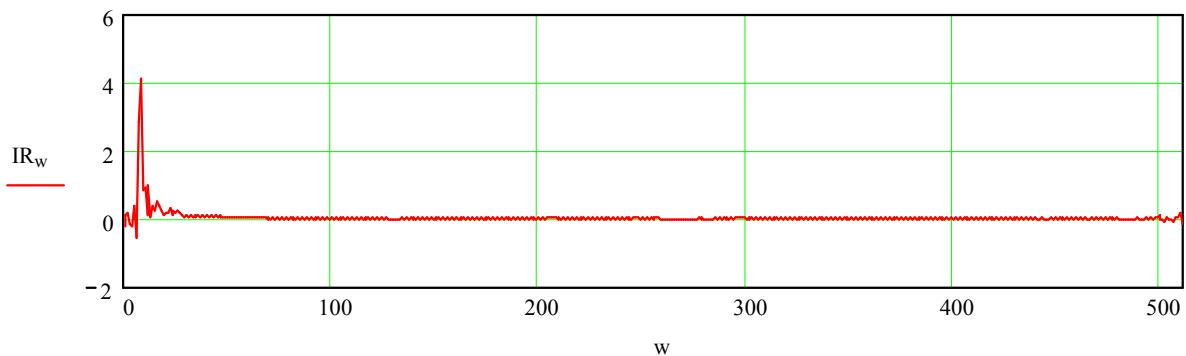
д) визначаємо відліки ПФ  $H_k$  на відповідних частотах  $f_k$ , результати показані у табл. 3.1;

**Таблиця 3.1** – Результати розрахунку передатної функції для перших 16-ти відліків

| $k$ | $f_k$ , кГц | $H_k$               |
|-----|-------------|---------------------|
| 0   | 0           | 0,599791            |
| 1   | 1,953125    | 0,585751+0,129017i  |
| 2   | 3,906250    | 0,544287+0,251993i  |
| 3   | 5,859375    | 0,471030+0,336424i  |
| 4   | 7,812500    | 0,401297+0,365317i  |
| 5   | 9,765625    | 0,348269+0,380999i  |
| 6   | 1,171875    | 0,284972+0,392635i  |
| 7   | 1,367188    | 0,232777+0,399342i  |
| 8   | 1,562500    | 0,189226+0,400837i  |
| 9   | 1,757813    | 0,152315+0,399089i  |
| 10  | 1,953125    | 0,120626+0,395273i  |
| 11  | 2,148438    | 0,071640+0,396322i  |
| 12  | 2,343750    | 0,021615+0,393269i  |
| 13  | 2,539063    | -0,022788+0,385190i |
| 14  | 2,734375    | -0,062051+0,373484i |
| 15  | 2,929688    | -0,096667+0,359187i |

е) розраховуємо ІР  $h_m$  за допомогою функції *ifft*.

Результати розрахунку імпульсної реакції показано на рис. 3.4 та в табл. 3.2.



**Рисунок 3.4** – Імпульсна реакція кабелю ТП-0,5 довжиною 1,5 км

7. Визначаємо потужність ІР  $Ph_m$ , для цього відліки ІР  $h_m$  зводимо у квадрат.

**Таблиця 3.2** – Результати розрахунку імпульсної реакції для перших 16-ти відліків

| $m$ | $Td \cdot m$ , мкс | $h_m$     | $Ph_m$                   |
|-----|--------------------|-----------|--------------------------|
| 0   | 0                  | -0,260237 | 0,067723                 |
| 1   | 1                  | 0,095429  | $9,106601 \cdot 10^{-3}$ |
| 2   | 2                  | 0,169726  | 0,028807                 |
| 3   | 3                  | -0,177615 | 0,031547                 |
| 4   | 4                  | -0,210208 | 0,044187                 |
| 5   | 5                  | 0,385007  | 0,148231                 |
| 6   | 6                  | -0,593696 | 0,352475                 |
| 7   | 7                  | 2,804441  | 7,864888                 |
| 8   | 8                  | 4,071495  | 16,577071                |
| 9   | 9                  | 0,818693  | 0,670258                 |
| 10  | 1                  | 0,880427  | 0,775151                 |
| 11  | 11                 | 0,104650  | 0,010952                 |
| 12  | 12                 | 0,963842  | 0,928992                 |
| 13  | 13                 | 0,047449  | $2,251402 \cdot 10^{-3}$ |
| 14  | 14                 | 0,360522  | 0,129976                 |
| 15  | 15                 | 0,225241  | 0,050733                 |

8. Визначаємо кількість відліків  $N_{ir}$ , на яких зосереджено 99 % потужності ІР, в цьому випадку повинна виконуватися умова:

$$\frac{\sum_{x=0}^{N_{ir}} Ph_x}{\sum_{y=0}^{N-1} Ph_y} \geq 0,99.$$

Згідно з розрахунками  $N_{ir} = 27$ , тобто 99 % потужності ІР зосереджено у відліках 0...27.

9. Розраховуємо тривалість ІР  $T_{ir}$ , для цього кількість відліків  $N_{ir}$  множимо на інтервал дискретизації  $Td$ :

$$T_{ir} = N_{ir} \cdot Td = \frac{N_{ir}}{2 \cdot f_s};$$

$$T_{ir} = \frac{27}{2 \cdot 500 \cdot 10^3} = 27 \text{ мкс.}$$

### 3.1.2 Визначення параметрів групового сигналу

*Визначення тривалості інтервалу ортогональності.*

Тривалість інтервалу ортогональності  $\tau_0$  визначаємо за (2.3), попередньо визначивши тривалість тактового інтервалу  $T$ :

$$T = 10 \cdot T_{ir};$$

$$\tau_0 = T - T_{ir}.$$

$$T = 10 \cdot 27 \cdot 10^{-6} = 270 \text{ мкс};$$

$$\tau_0 = 270 - 27 = 243 \text{ мкс.}$$

*Визначення кількості несучих частот СП ОГС:*

1. Для визначення кількості несучих спочатку розрахуємо основну частоту  $F_0$  (різницю між сусідніми каналами):

$$F_0 = 1/\tau_0;$$
$$F_0 = 1/243 \cdot 10^{-6} = 4,115 \text{ кГц.}$$

2. Визначаємо смугу захисного частотного інтервалу  $\Delta F_3$  по краях смуги пропускання каналу зв'язку:

$$\Delta F_3 = 3 \cdot F_0;$$
$$\Delta F_3 = 3 \cdot 4,115 \cdot 10^3 = 12,345 \text{ кГц.}$$

3. Визначаємо мінімальну  $f_{s \min}$  та максимальну  $f_{s \max}$  частоту групового сигналу з наступних умов:

$$\begin{cases} f_{s \min} \geq f_n + \Delta F_3, \\ f_{s \min} = n_1 \cdot F_0; \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} f_{s \max} \leq f_e - \Delta F_3, \\ f_{s \max} = n_2 \cdot F_0. \end{cases}$$

де  $n_1$  та  $n_2$  – натуральні числа 1, 2, 3... і т.д.

З умов (3.1) визначено, що  $f_{s \min} = 65,844 \text{ кГц}$ , а  $f_{s \max} = 485,597 \text{ кГц}$ .

4. Визначаємо номери нижньої  $l_1$  і верхньої  $l_2$  несучої та загальну кількість несучих  $N_{nes}$ :

$$l_1 = \frac{f_{s \min}}{F_0} + 1;$$
$$l_2 = \frac{f_{s \max}}{F_0} - 1; \quad (3.2)$$

$$N_{nes} = l_2 - l_1 + 1.$$

Треба зауважити, що  $l_1 = n_1 + 1$ , а  $l_2 = n_2 - 1$ .

За (3.2) отримуємо, що:

$$l_1 = \frac{65,844 \cdot 10^3}{4,115 \cdot 10^3} + 1 = 17;$$
$$l_2 = \frac{485,597 \cdot 10^3}{4,115 \cdot 10^3} - 1 = 117;$$
$$N_{nes} = 117 - 17 + 1 = 101.$$

*Визначення частоти та інтервалу дискретизації:*

1. Визначаємо основу перетворення Фур'є  $N$ :

$$N = 2^m,$$

де  $m$  – найменше ціле число, що задовольняє умові:

$$m \geq \log_2 (2 \cdot (l_2 + 1)).$$

Отримуємо:

$$m = 8 \geq \log_2 (2 \cdot (117 + 1));$$

$$N = 2^8 = 256.$$

2. Визначаємо інтервал дискретизації  $\tau_d$ :

$$\tau_d = \frac{\tau_0}{N}.$$

$$\tau_d = \frac{243 \cdot 10^{-6}}{256} = 0,949 \text{ мкс.}$$

3. Визначаємо частоту дискретизації  $f_d$ :

$$f_d = F_0 \cdot N;$$

$$f_d = 4,115 \cdot 10^3 \cdot 256 = 1,053 \text{ МГц.}$$

*Визначення тривалості захисного інтервалу:*

1. Тривалість захисного інтервалу  $T_3$  обирається не меншою за тривалість ІР  $T_{ir}$ , розрахованої на Кроці 1, та кратна інтервалу дискретизації  $\tau_d$ :

$$\begin{cases} T_3 \geq T_{ir}, \\ T_3 = N_3 \cdot \tau_d, \end{cases} \quad (3.3)$$

де  $N_3$  – кількість відліків захисного інтервалу.

За умови (3.3) тривалість захисного інтервалу  $T_3 = 27,527$  мкс, а кількість відліків захисного інтервалу  $N_3 = 29$ .

2. Уточнюємо значення тривалості тактового інтервалу:

$$T = \tau_0 + T_3.$$

$$T = 243 + 27,527 = 270,527 \text{ мкс.}$$

*Визначення частоти передавання інформаційних кадрів:*

Частота передавання інформаційних кадрів  $F_{inf}$  менша за основну частоту  $F_0$  за рахунок використання захисного інтервалу та передавання службових кадрів, які не переносять корисну інформацію:

$$F_{inf} = F_0 \cdot \frac{N_{\text{інф}}}{N_{\text{інф}} + N_{\text{сл}}} \cdot \frac{N}{N + N_3}.$$

Підставляючи розраховані вище параметри та задані вихідними даними співвідношення інформаційних та службових кадрів розраховуємо частоту передавання інформаційних кадрів:

$$F_{inf} = 4,115 \cdot 10^3 \cdot \frac{67}{67 + 1} \cdot \frac{256}{256 + 29} = 3,642 \text{ кГц.}$$

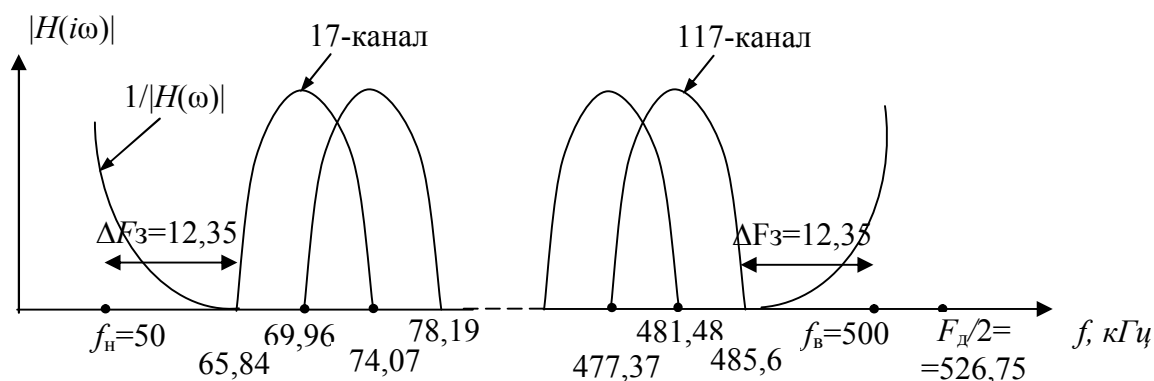
Розраховані параметри групового сигналу заносимо в табл. 3.3.

**Таблиця 3.3** – Результати розрахунку параметрів групового сигналу

| Параметр                                 | Позначення | Одиниці вимірювання | Значення параметра |
|------------------------------------------|------------|---------------------|--------------------|
| Інтервал ортогональності                 | $\tau_0$   | мкс                 | 243                |
| Основна частота                          | $F_0$      | кГц                 | 4,115              |
| Номер першої несучої                     | $l_1$      |                     | 17                 |
| Номер останньої несучої                  | $l_2$      |                     | 117                |
| Кількість несучих                        | $N_{nes}$  |                     | 101                |
| Основа перетворення Фур'є                | $N$        |                     | 256                |
| Інтервал дискретизації                   | $\tau_d$   | мкс                 | 0,949              |
| Частота дискретизації                    | $f_d$      | МГц                 | 1,053              |
| Тривалість захисного інтервалу           | $T_z$      | мкс                 | 27,527             |
| Кількість відліків захисного інтервалу   | $N_z$      |                     | 29                 |
| Тривалість тактового інтервалу           | $T$        | мкс                 | 270,527            |
| Частота передавання інформаційних кадрів | $F_{inf}$  | кГц                 | 3,642              |

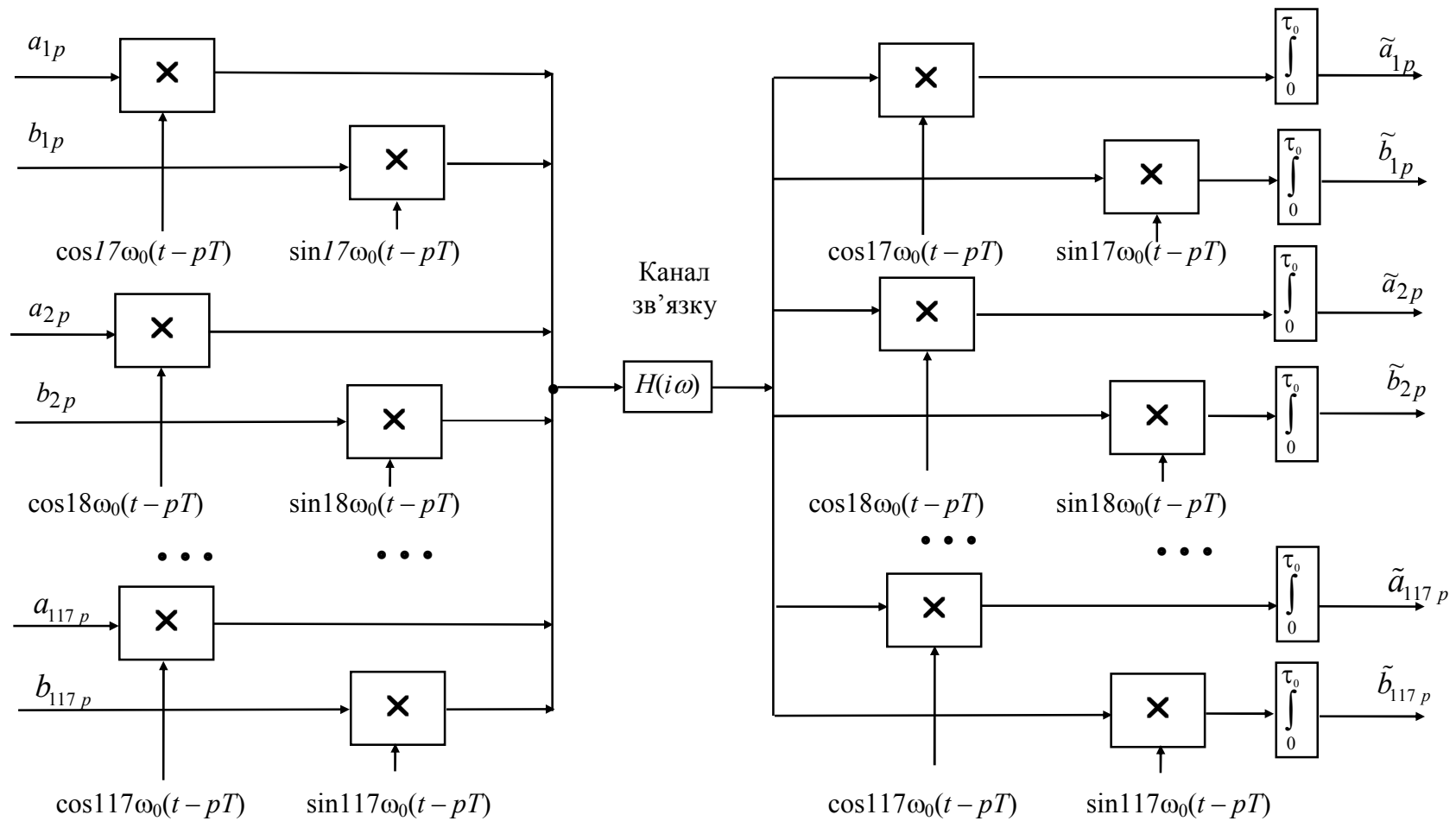
### 3.1.3 Частотний план групового сигналу та структурна схема СП ОГС

Будуємо частотний план (рис. 3.5) з вказівкою розрахованих вище параметрів групового сигналу СП ОГС. На частотному плані обов'язково показуються перший, другий, передостанній та останній канали, які використовуються системою передачі. Зазначаються частоти несучих цих каналів, межі смуги пропускання каналу передачі, межі групового сигналу та мінімальна величина захисного частотного інтервалу.



**Рисунок 3.5** – Частотний план розрахованого групового сигналу СП ОГС

Креслимо структурну схему СП ОГС (рис. 3.6) з вказівкою розрахованих вище параметрів групового сигналу СП ОГС. На структурній схемі обов'язково показуються перший, другий та останній (синфазні та квадратурні) канали, які використовуються системою передачі із зазначенням номерів несучих, основної частоти  $\omega_0$  та інтервалу ортогональності  $\tau_0$ .



$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 4,115226 \cdot 10^3 \text{ рад/с};$$

$$\tau_0 = 243 \text{ мкс.}$$

Рисунок 3.6 – Структурна схема розробленої СП ОГС

## 3.2 Дослідження інтерференційних завад СП ОГС

### 3.2.1 Методика розрахунку інтерференційних завад СП ОГС

Інтерференційні завади розраховуються за методикою п. 2.4, яка дозволяє розраховувати співвідношення ефективних значень напруги інтерференційних завад і напруги сигналу на вході приймача СП ОГС.

Дано послідовність розрахунку співвідношення інтерференційна завада/сигнал на вході приймача СП ОГС:

1. Для розрахунку інтерференційних завад з вихідних даних та результатів розрахунку п. 3.1 необхідно задати наступні параметри:

- номери каналів, що використовуються,  $l = l1 \dots l2$ ;
- номер першого каналу з тих, що використовуються,  $m = l1$ ;
- потужність сигналу у кожному каналі (згідно з вихідними даними вона однакова для всіх),  $power_l = 10^{0,1 \cdot p_{с\ пер.}}$ ;
- кількість відліків на інтервалі ортогональності,  $N$ ;
- кількість відліків на захисному інтервалі,  $L$ ;
- номер максимальної несучої,  $n$ .

2. За методикою, розглянутою у п. 3.1.1, розраховуємо імпульсну реакцію каналу передачі та визначаємо її тривалість  $R$ , на якій зосереджено 99,7 % потужності (у розрахунку потужності сигналу будемо використовувати всі відліки  $IP\ g_{full_r}$ , а у розрахунку потужності інтерференційних завад, для скорочення часу обчислень, обмежену 99,7 відсотками потужності  $IP\ g_r$ ).

3. За формулою (2.28) розраховуємо всі можливі значення кореляційної функції сигналу:

$$B_{raznitsa} = \sum_{l=l1}^{l2} power_l \cdot \cos(\pi \cdot raznitsa \cdot \frac{l+l1-1}{n}),$$

де  $raznitsa$  – різниця між відліками, для яких розраховується кореляційна функція (у розрахунках приймаємо рівною  $0 \dots 3 \cdot N + L + R$ ).

4. Задаємо відлік початку інтегрування  $lt$  (з якого починається обробка сигналу в приймачі), що дорівнює 1.

5. Розраховуємо матрицю  $\mu_{k,q}$  за (2.31) з підстановкою  $g_r$ .

6. Розраховуємо потужність інтерференційної завади  $\epsilon_l^2$  за (2.32).

7. Розраховуємо потужність сигналу  $s_l^2$  за (2.33) з підстановкою  $g_{full_r}$ .

8. За формулою (2.34) визначаємо відсоткове співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h_l$ .

9. Повторюємо кроки 4...8 для інших значень  $lt$  та будуємо тривимірний графік  $h(l, lt)$ . Знаходимо оптимальне значення відліку початку інтегрування  $lt_{opt}$  (таке, за якого середньоарифметичне значення  $h$  по всіх каналах  $l$  буде мінімальне).

### 3.2.2 Дослідження залежності інтерференційних завад від номеру відліку початку інтегрування

Дослідження інтерференційних завад виконується при довжині лінії, заданої вихідними даними, в даному випадку – 1,5 км.

Розрахунок виконується для всіх робочих каналів ( $l1...l2$ ) за різних значень відліку початку інтегрування  $lt$ , за результатами чого потрібно побудувати тривимірний графік залежності співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  та номера відліку початку інтегрування  $lt - h(l, lt)$ .

1. Для розрахунку інтерференційних завад з вихідних даних та результатів розрахунку п. 3.1 задаємо наступні параметри:

- номери каналів, що використовуються,  $l = 17...117$ ;
- номер першого каналу з тих, що використовуються,  $m = 17$ ;
- потужність сигналу у кожному каналі (згідно з вихідними даними вона однакова для всіх),  $power_l = 10^{0,1 \cdot (-35)} = 3,162278 \cdot 10^{-4}$  мВт;
- кількість відліків на інтервалі ортогональності,  $N = 256$ ;
- кількість відліків на захисному інтервалі,  $L = 29$ ;
- номер максимальної несучої,  $n = 127$ .

2. Розраховуємо імпульсну реакцію каналу передачі (рис. 3.7) та визначаємо її тривалість, на якій зосереджено 99,7 % потужності:  $R = 81$  відлік.

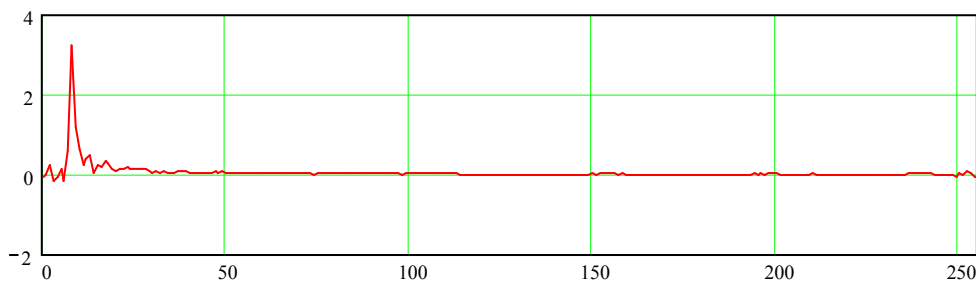


Рисунок 3.7 – Імпульсна реакція кабелю ТП-0,5 довжиною 1,5 км

3. Розраховуємо значення кореляційної функції сигналу при  $raznitsa = 0...878$ :

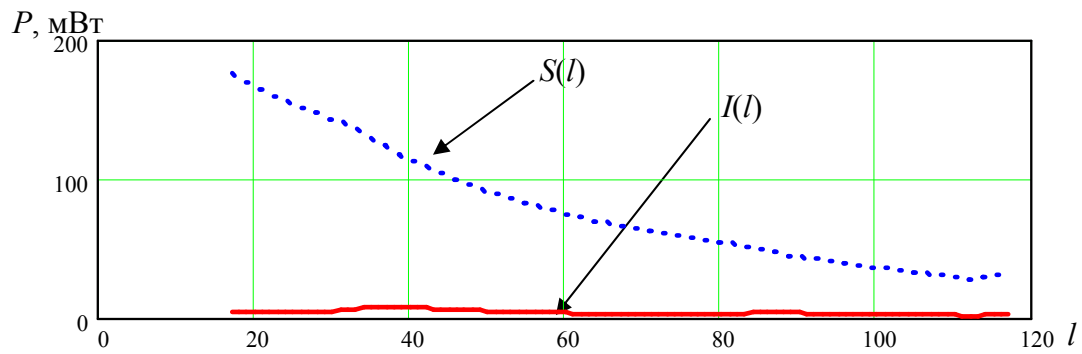
$$B_{raznitsa} = \sum_{l=17}^{117} power_l \cdot \cos\left(\pi \cdot raznitsa \cdot \frac{l+17-1}{127}\right).$$

4. Задаємо відлік початку інтегрування  $lt = 1$ .

5. Розраховуємо матрицю  $\mu_{k,q}$  за (2.31) з підстановкою  $g_r$ .

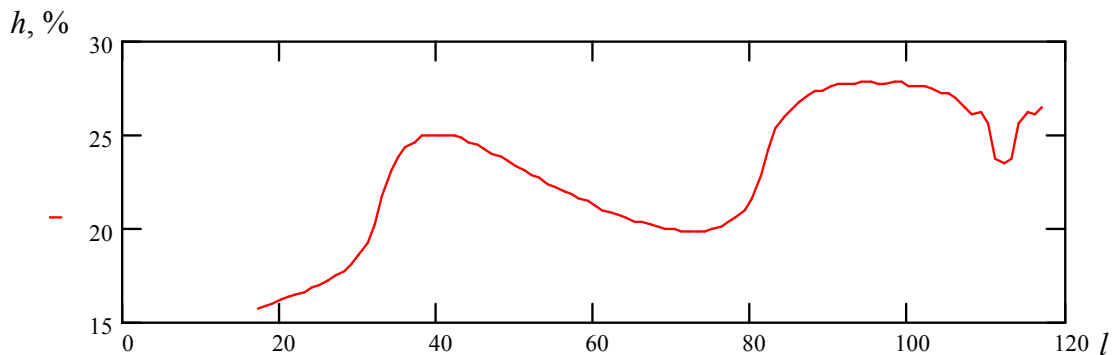
6. Розраховуємо потужність інтерференційної завади  $\epsilon_l^2$  (рис. 3.8).

7. Розраховуємо потужність сигналу  $s_l^2$  (рис. 3.8).



**Рисунок 3.8** – Розподіл по каналах потужності інтерференційної завади  $I(l)$  та сигналу  $S(l)$  на вході приймача СП ОГС при  $lt = 1$

8. За формулою (2.34) визначаємо відсоткове співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h_l$  (рис. 3.9).



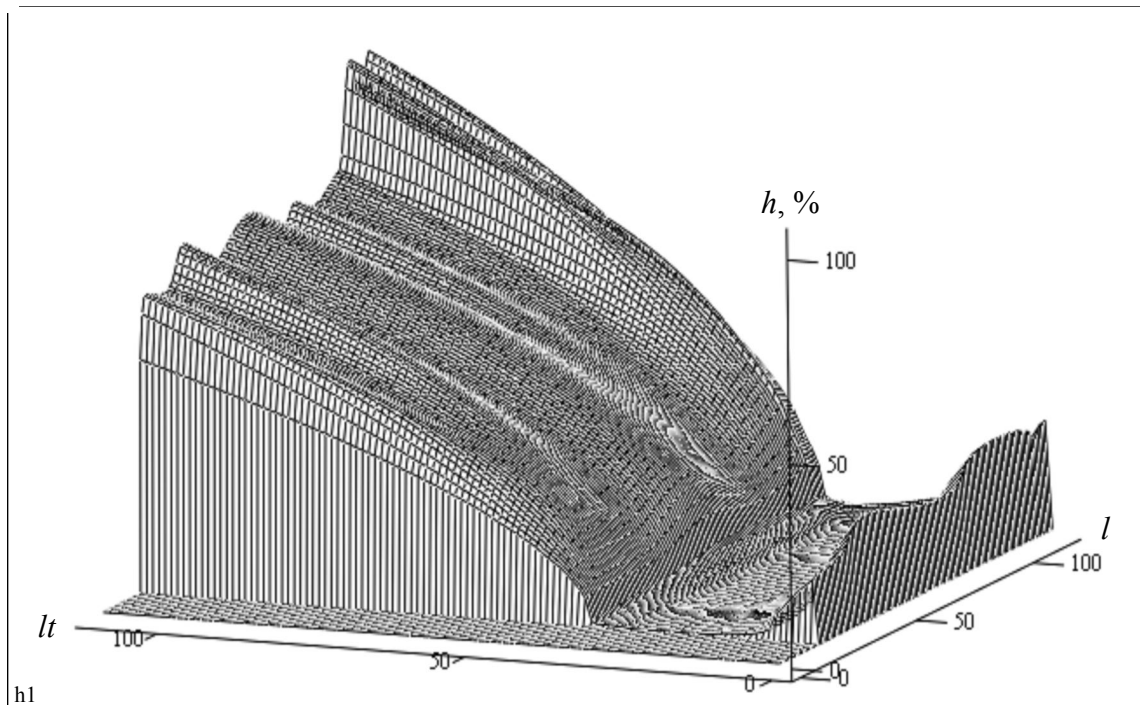
**Рисунок 3.9** – Розподіл по каналах співвідношення інтерференційна завада/сигнал при  $lt = 1$

Далі кроки 4...8 повторюються для наступних значень  $lt$ .

9. Будуємо тривимірний графік  $h(l, lt)$  (див рис. 3.10).

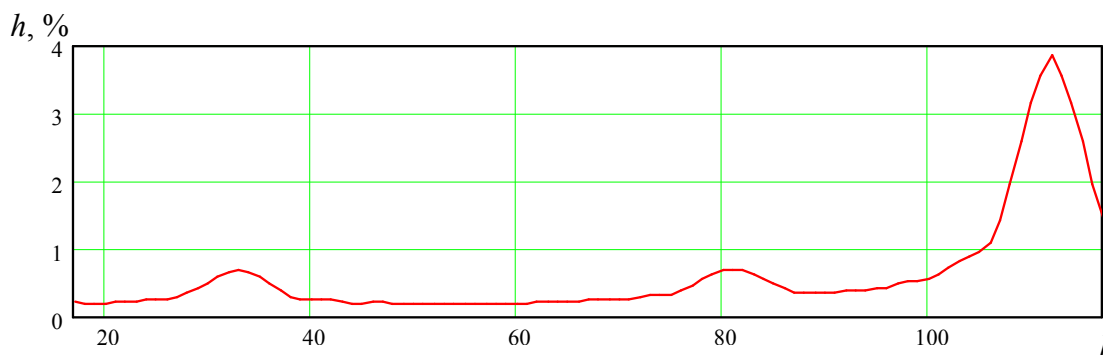
10. За результатами розрахунку  $h(l, lt)$  визначаємо оптимальний відлік початку інтегрування  $lt_{opt}$  – це таке  $lt$ , за якого середнє по каналах значення співвідношення завада/сигнал  $h$  буде мінімальне:

$$h_{\text{серед}}(lt_{opt}) = \min \{ h_{\text{серед}}(lt) \} = \sqrt{\frac{\sum_{l=l1}^{l2} (h(l, lt))^2}{l2 - l1}}.$$



**Рисунок 3.10** – Графік залежності співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  та номера відліку початку інтегрування  $lt$

Отримуємо  $lt_{opt} = 29$ ,  $h_{серед}(lt_{opt}) = 1,004$  %. На рис. 3.11 показано  $h(l, 29)$ .

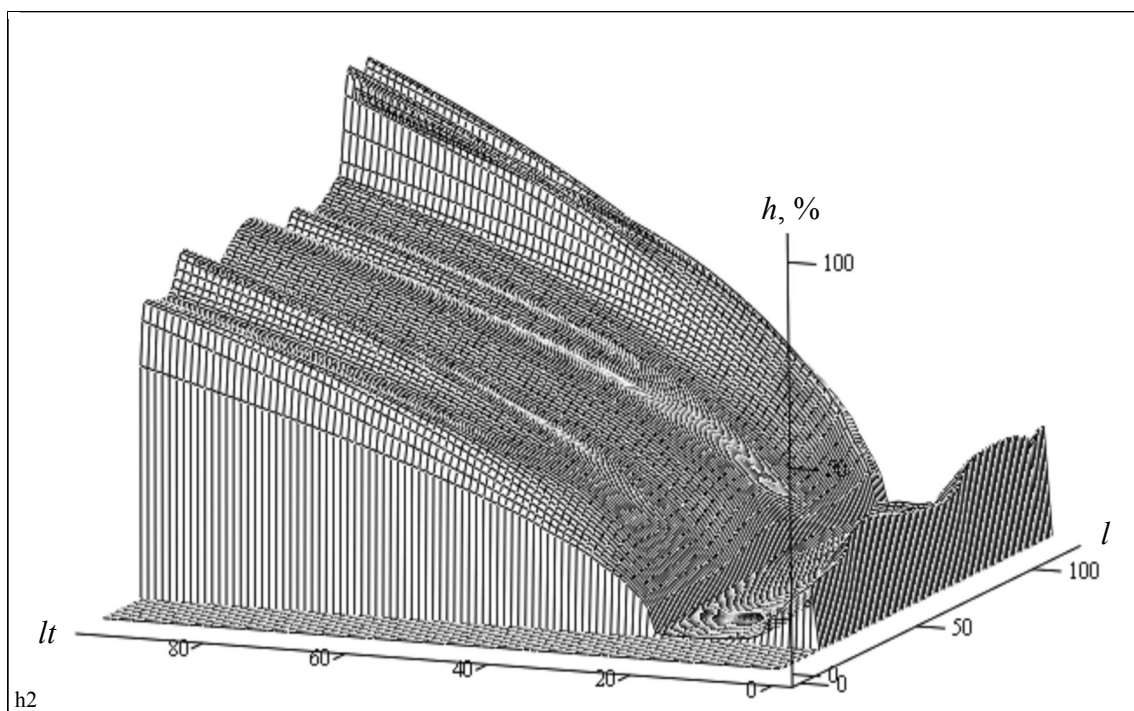


**Рисунок 3.11** – Залежність співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  при оптимальному відліку початку інтегрування  $lt_{opt} = 29$

### 3.2.3 Дослідження залежності інтерференційних завад від величини захисного інтервалу

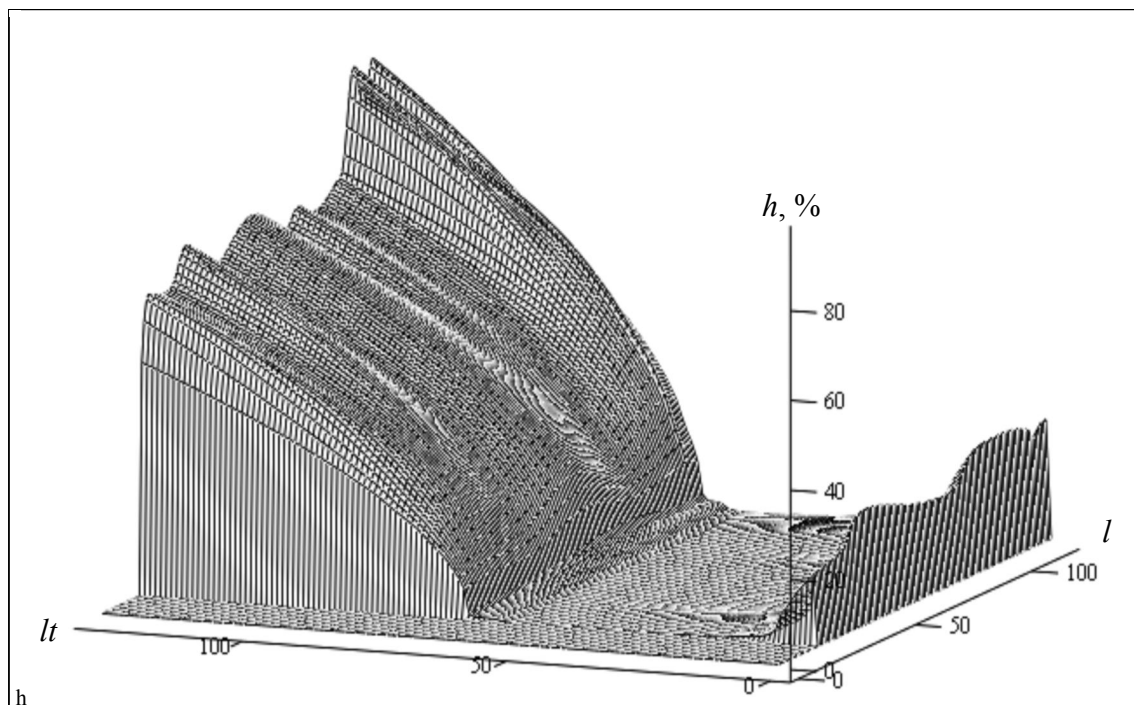
Дослідимо, як впливає тривалість захисного інтервалу на величину інтерференційних завад. Для цього проведемо розрахунки при зменшеній вдвічі ( $L = 15$  відліків) та збільшеній вдвічі ( $L = 58$  відліків) тривалості захисного інтервалу.

Повторюємо кроки 1...10 п. 3.2.2 при  $L = 15$  (див рис. 3.12).



**Рисунок 3.12** – Графік залежності співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  та номера відліку початку інтегрування  $lt$  при зменшеній вдвічі тривалості захисного інтервалу

Повторюємо кроки 1...10 п. 3.2.2 при  $L = 58$  (див рис. 3.13).



**Рисунок 3.13** – Графік залежності співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  та номера відліку початку інтегрування  $lt$  при збільшеній вдвічі тривалості захисного інтервалу

За результатами розрахунків визначено, що при зменшеній вдвічі тривалості захисного інтервалу  $lt_{opt} = 17$  та  $h_{серед}(lt_{opt}) = 1,86 \%$ , а при збільшеній вдвічі – 58 та  $h_{серед}(lt_{opt}) = 0,246 \%$ .

На рис. 3.14 дано порівняння  $h(l, lt_{opt})$ .

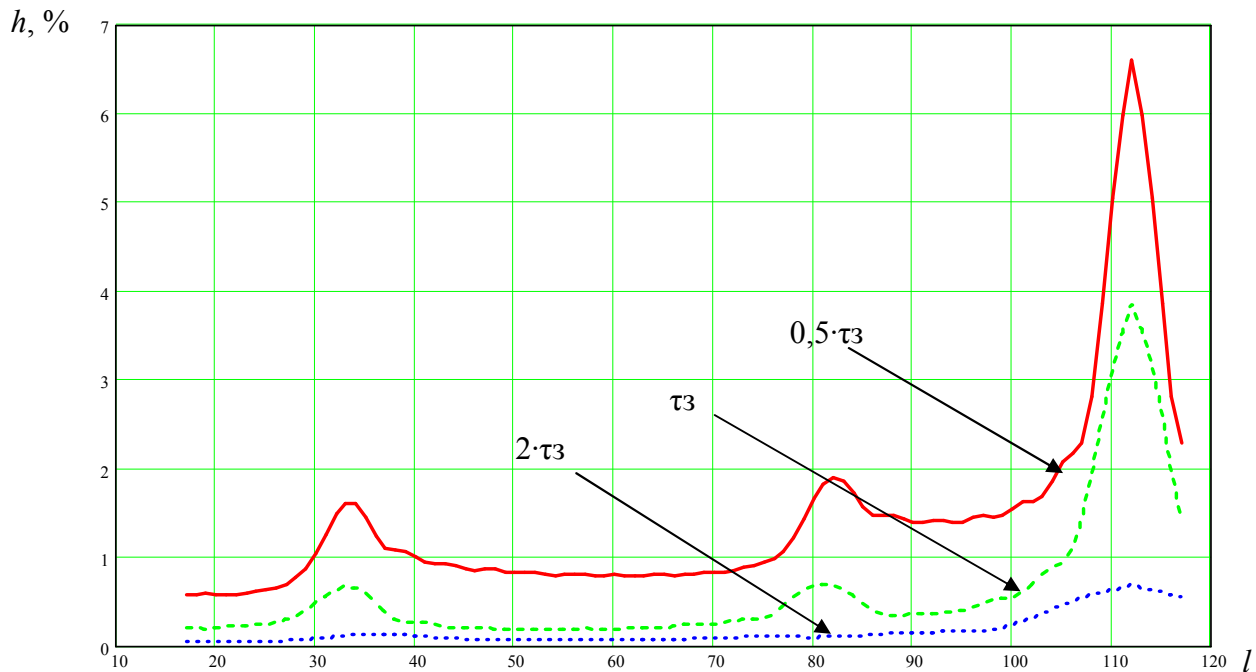


Рисунок 3.14 – Порівняння  $h(l, lt_{opt})$  за різної тривалості захисного інтервалу

Вплив тривалості захисного інтервалу на співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  зручно спостерігати в розрізі  $l = const$ , наприклад, для 60-го каналу. На рис. 3.15 надано порівняння  $h(60, lt)$ .

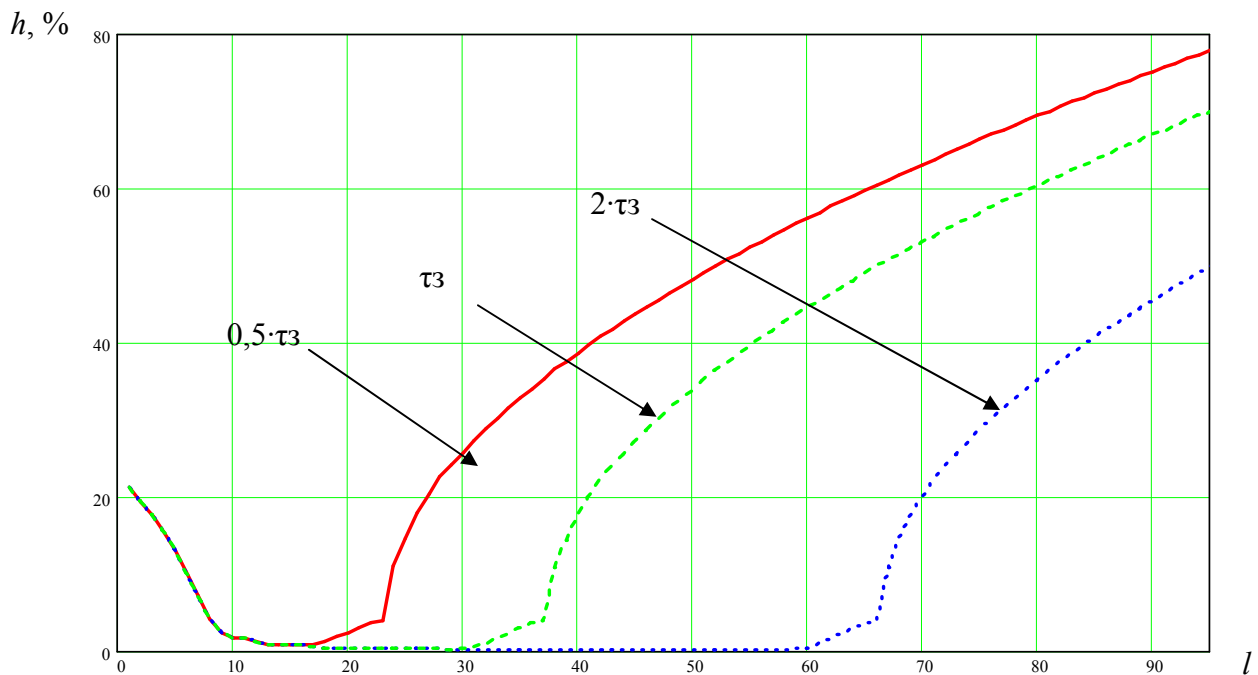


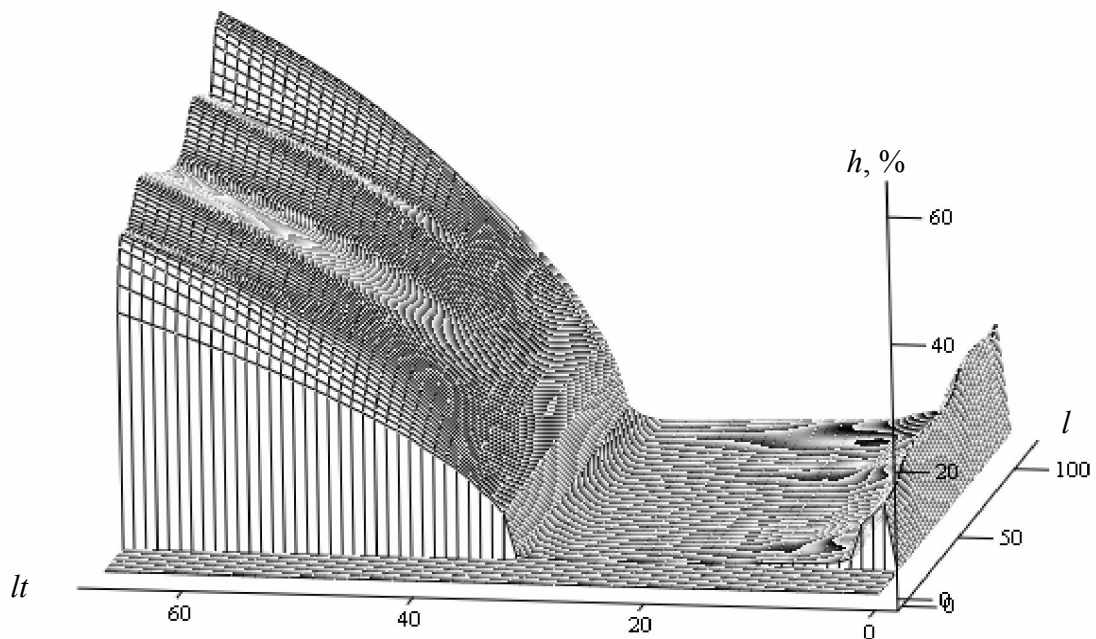
Рисунок 3.15 – Порівняння  $h(60, lt)$  за різної тривалості захисного інтервалу

За отриманими результатами можна зробити висновок, що у СП ОГС від правильного вибору початку інтегрування  $lt$  залежить завадозахищенність системи від інтерференційних завад, тому важливо визначити оптимальне значення  $lt_{opt}$ , цю задачу вирішує система тактової синхронізації. Якщо, навіть за  $lt_{opt}$  не досягається потрібна завадозахищенність, тоді необхідно збільшувати тривалість захисного інтервалу.

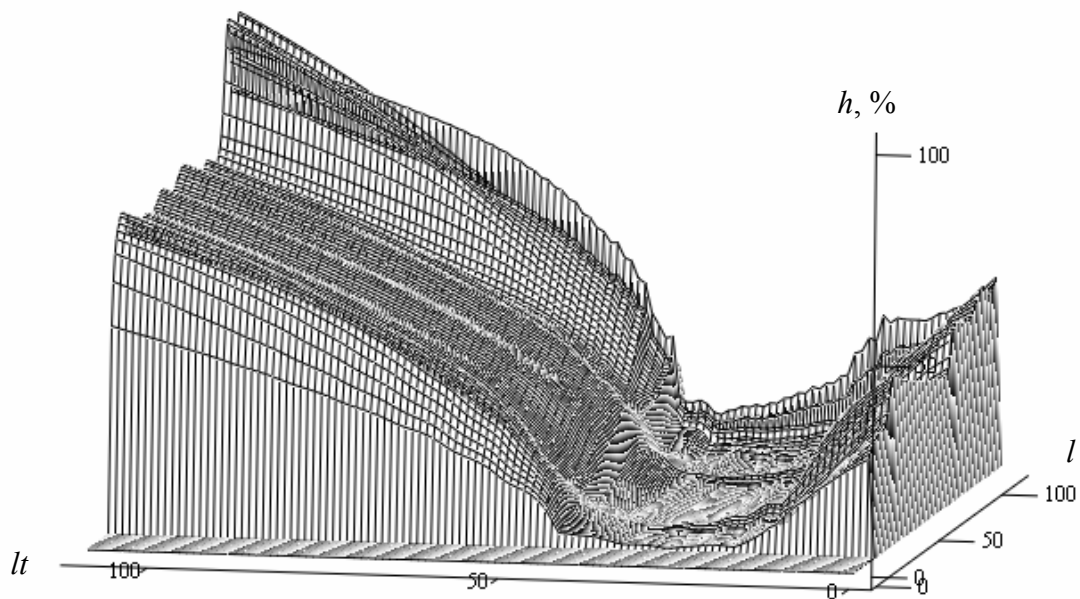
### 3.2.4 Дослідження залежності інтерференційних завад від довжини лінії

Дослідимо, як впливає довжина лінії на значення оптимального відліку початку інтегрування та величину інтерференційних завад при цьому. Для цього проведемо розрахунки при зменшеній вдвічі ( $L_{\text{АЛ}} = 0,75$  км) та збільшеній вдвічі ( $L_{\text{АЛ}} = 3$  км) довжині лінії.

Повторюємо кроки 1...10 п. 3.2.2 при  $L_{\text{АЛ}} = 0,75$  та 3 км (див. рис. 3.16 та 3.17 відповідно).



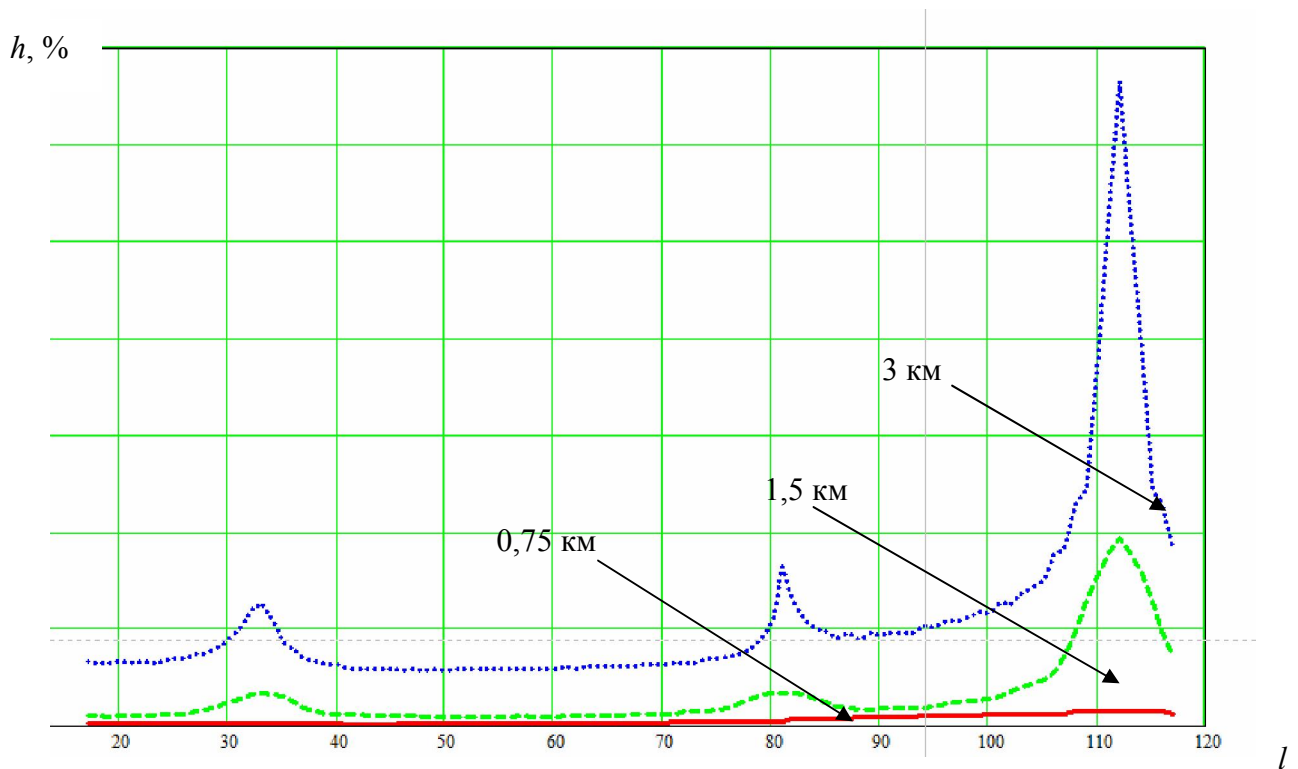
**Рисунок 3.16** – Графік залежності співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  та номера відліку початку інтегрування  $lt$  при зменшеній вдвічі довжині лінії



**Рисунок 3.17** – Графік залежності співвідношення ефективних значень завади і сигналу  $h$  від номера каналу  $l$  та номера відліку початку інтегрування  $lt$  при збільшеній вдвічі довжині лінії

За результатами розрахунків визначено, що при зменшеній вдвічі довжині лінії  $lt_{opt} = 29$  та  $h_{серед}(lt_{opt}) = 0,147 \%$ , а при збільшеній вдвічі – 33 та  $h_{серед}(lt_{opt}) = 3,011 \%$ .

На рис. 3.18 дано порівняння  $h(l, lt_{opt})$ .



**Рисунок 3.18** – Порівняння  $h(l, lt_{opt})$  за різної довжини лінії

Можна зробити наступні висновок: при збільшенні довжини лінії інтерференція зростає, так при довжині 1,5 км вона більша, ніж при 0,75 км у середньому в 7 разів, а при 3 км, у порівнянні з 1,5 км, вона зростає ще у 3 рази.

### 3.3 Дослідження залежності швидкості передавання СП ОГС від параметрів каналу передачі

#### 3.3.1 Методика розрахунку швидкості передавання СП ОГС

Швидкість передавання СП ОГС розраховується за методикою, наданою у п. 2.5, з використанням результатів отриманих у підрозділі 3.1. При дослідженні залежності швидкості передавання СП ОГС від параметрів каналу передачі у п. 3.3.2–3.3.4 не враховуються перехідні та інтерференційні завади, а лише зовнішні адитивні завади з рівномірною спектральною густиною потужності (АЗРСГП). А у п. 3.3.5, крім АЗРСГП, також необхідно враховувати інтерференційні завади.

Надамо послідовність розрахунку швидкості передавання СП ОГС:

1. Скориставшись формулою (2.45), визначаємо частоти несучих  $f_i$ , що використовуються у розробленій СП ОГС:

$$f_i = i \cdot F_0. \quad (3.4)$$

2. Використавши отриману в п. 3.1.1 залежність  $\alpha(f)$  розраховуємо значення коефіцієнтів загасання кабелю ТП-0,5 на частотах несучих  $f_i - \alpha(f_i)$ .

3. Розраховуємо АЧХ кабелю ТП-0,5 довжиною  $L_{\text{АЛ}}$  на частотах несучих:

$$A(i) = L_{\text{АЛ}} \cdot \alpha(f_i). \quad (3.5)$$

4. Використавши формули (2.43) та (2.46) розраховуємо відношення сигнал/АЗРСГП  $SNRna(i)$ , при заданому вихідними даними рівні СГП завади:

$$SNRna(i) = 10^{0,1 \cdot (Gs(i) - A(i) - Gna)}. \quad (3.6)$$

Розраховуємо відношення сигнал/інтерференційна завада  $SNRint(i)$ , скориставшись формулами (2.43) та (2.52):

$$SNRint(i) = \frac{1}{h(i)^2 \cdot 10^{-4}}. \quad (3.7)$$

5. При врахуванні тільки АЗРСГП сумарне відношення сигнал/завада містить лише одну складову, тому формула (2.54) набуває вигляду:

$$SNR\Sigma(i) = SNRna(i). \quad (3.8)$$

Якщо ж враховується й інтерференційна завада, тоді сумарне відношення сигнал/завада містить дві складові, а формула (2.54) набуває вигляду:

$$SNR\Sigma(i) = \frac{SNRna(i)}{SNRna(i) \cdot h(i)^2 \cdot 10^{-4} + 1}. \quad (3.9)$$

6. Формула (2.55) розрахунку максимальної кількості біт передаваних протягом тактового інтервалу на  $i$ -й несучій набуває вигляду:

$$b(i) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{3 \cdot SNR\Sigma(i)}{[Q^{-1}(\frac{P}{1,5345})]^2 \cdot 10^{0,6}} \right) \right\}. \quad (3.10)$$

7. За формулою (2.35), в яку підставляються значення розраховані у п. 3.1.2 (частота передавання інформаційних кадрів, номери першого та останнього каналів), розраховується загальна швидкість передавання:

$$R = f_{\text{тінф}} \cdot \sum_{i=l_1}^{l_2} b(i). \quad (3.11)$$

### 3.3.2 Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від довжини лінії

Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від довжини лінії проводиться при заданому вихідними даними рівні СГП завод (у прикладі, що розглядається – це мінус 128 дБп/Гц). Для визначення залежності швидкості передавання СП ОГС від довжини лінії потрібно зробити розрахунки при довжині лінії від 0,5 до 5 км з кроком 0,5 км, отже, необхідно виконати 10 ітерацій за методикою п. 3.3.1.

Покажемо розрахунок сумарної швидкості передавання при довжині лінії 0,5 км:

1. За (3.4) визначаємо частоти несучих  $f_i$ , скориставшись результатами розрахунку основної частоти  $F_0 = 4,115$  кГц і кількості каналів  $i = 17 \dots 117$ , що використовуються у розробленій СП ОГС:

$$f_i = i \cdot 4,115 \cdot 10^3.$$

Результати розрахунку перших та останніх шістнадцяти частот несучих показані в табл. 3.4.

2. Використавши отриману в п. 3.1.1 залежність  $\alpha(f)$  розраховуємо значення коефіцієнтів загасання  $\alpha(f_i)$  кабелю ТП-0,5 на частотах несучих  $f_i$  (див. табл. 3.4).

3. За (3.5) розраховуємо АЧХ кабелю ТП-0,5 довжиною 0,5 км на частотах несучих (див. рис. 3.19):

$$A(i) = 0,5 \cdot \alpha(f_i).$$

4. За (3.6) розраховуємо відношення сигнал/АЗРСГП  $SNRna(i)$  при заданому вихідними даними рівні СГП сигналу та завади (див. рис. 3.20):

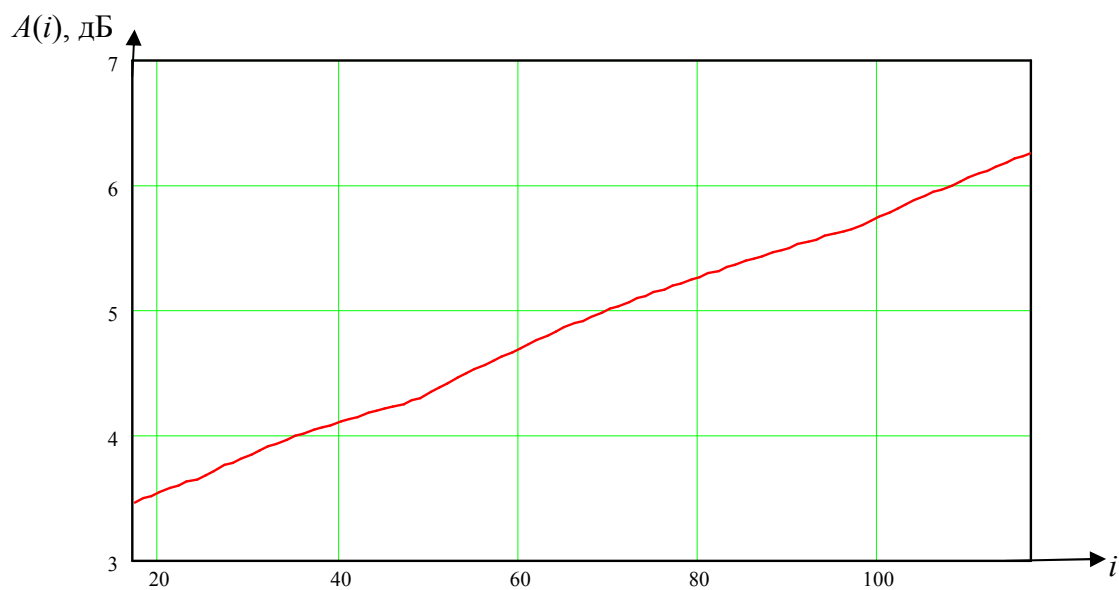
$$SNRna(i) = 10^{0,1 \cdot (-35 - A(i) - (-128))} = 10^{0,1 \cdot (93 - A(i))}.$$

5. Розраховуємо сумарне відношення сигнал/завада яке містить лише одну складову (АЗРСГП), з урахуванням запасу по заводозахищеності 6 дБ (див. рис. 3.20):

$$SNR\Sigma(i) = SNRna(i) \cdot 10^{-0,1 \cdot 6}.$$

**Таблиця 3.4** – Результати розрахунку частот несучих та коефіцієнтів загасання

| Номер каналу<br>$i$ | Частота несучої<br>$f_i$ , кГц | Коефіцієнт загасання<br>$\alpha(f_i)$ , дБ/км | Номер каналу<br>$i$ | Частота несучої<br>$f_i$ , кГц | Коефіцієнт загасання<br>$\alpha(f_i)$ , дБ/км |
|---------------------|--------------------------------|-----------------------------------------------|---------------------|--------------------------------|-----------------------------------------------|
| 17                  | 69,95885                       | 6,902817                                      | 102                 | 419,7531                       | 11,615716                                     |
| 18                  | 74,07407                       | 6,967962                                      | 103                 | 423,8683                       | 11,679617                                     |
| 19                  | 78,18930                       | 7,029584                                      | 104                 | 427,9835                       | 11,742901                                     |
| 20                  | 82,30453                       | 7,088045                                      | 105                 | 432,0988                       | 11,805579                                     |
| 21                  | 86,41975                       | 7,143652                                      | 106                 | 436,2140                       | 11,867664                                     |
| 22                  | 90,53498                       | 7,196672                                      | 107                 | 440,3292                       | 11,929165                                     |
| 23                  | 94,65021                       | 7,247335                                      | 108                 | 444,4444                       | 11,990094                                     |
| 24                  | 98,76543                       | 7,295842                                      | 109                 | 448,5597                       | 12,050462                                     |
| 25                  | 102,8807                       | 7,361215                                      | 110                 | 452,6749                       | 12,110278                                     |
| 26                  | 106,9959                       | 7,431944                                      | 111                 | 456,7901                       | 12,169553                                     |
| 27                  | 111,1111                       | 7,500004                                      | 112                 | 460,9053                       | 12,228296                                     |
| 28                  | 115,2263                       | 7,565588                                      | 113                 | 465,0206                       | 12,286517                                     |
| 29                  | 119,3416                       | 7,628871                                      | 114                 | 469,1358                       | 12,344225                                     |
| 30                  | 123,4568                       | 7,690008                                      | 115                 | 473,2510                       | 12,401430                                     |
| 31                  | 127,5720                       | 7,749140                                      | 116                 | 477,3663                       | 12,458139                                     |
| 32                  | 131,6872                       | 7,806394                                      | 117                 | 481,4815                       | 12,514361                                     |



**Рисунок 3.19** – АЧХ кабелю ТП-0,5 довжиною 0,5 км

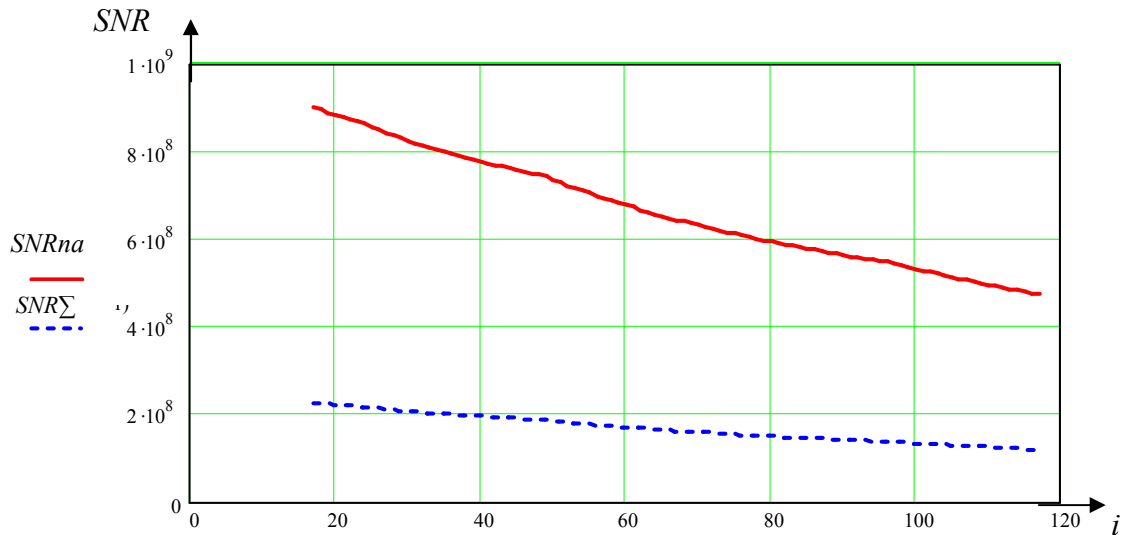


Рисунок 3.20 – Результати розрахунку  $SNRna(i)$  та  $SNR\Sigma(i)$

6. За (3.10) розраховуємо максимальну кількість біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій при заданій ймовірності помилки  $10^{-7}$ :

$$b(i) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{3 \cdot SNRna(i)}{[Q^{-1}(\frac{10^{-7}}{1,5345})]^2 \cdot 10^{0,6}} \right) \right\} = \text{loor} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{3 \cdot SNRna(i)}{[5,278373]^2 \cdot 10^{0,6}} \right) \right\}.$$

Розрахунок кількості біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій показано на рис. 3.21.

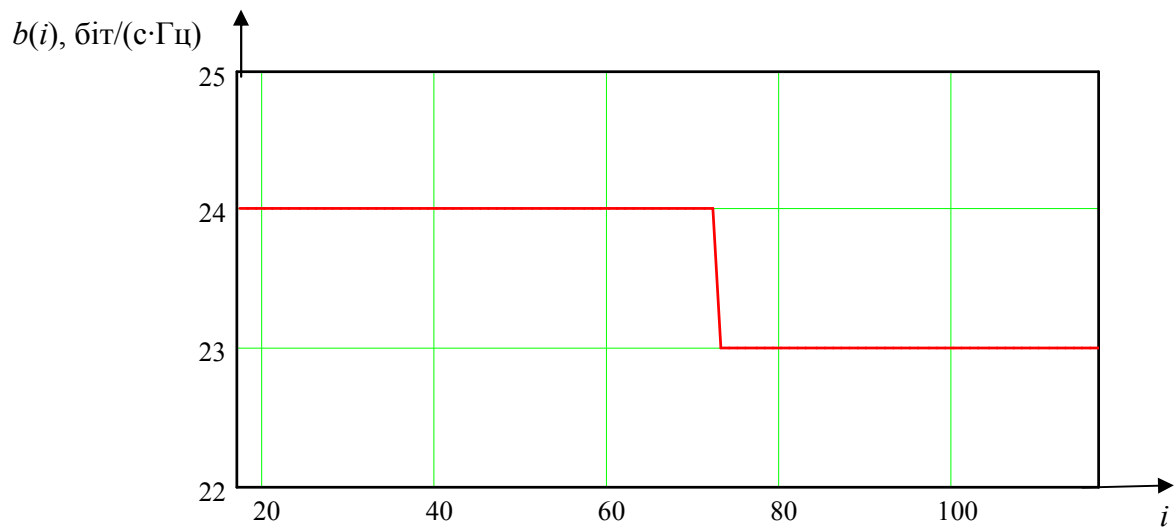


Рисунок 3.21 – Результати розрахунку  $b(i)$

7. Розраховуємо загальну швидкість передавання за формулою (3.11):

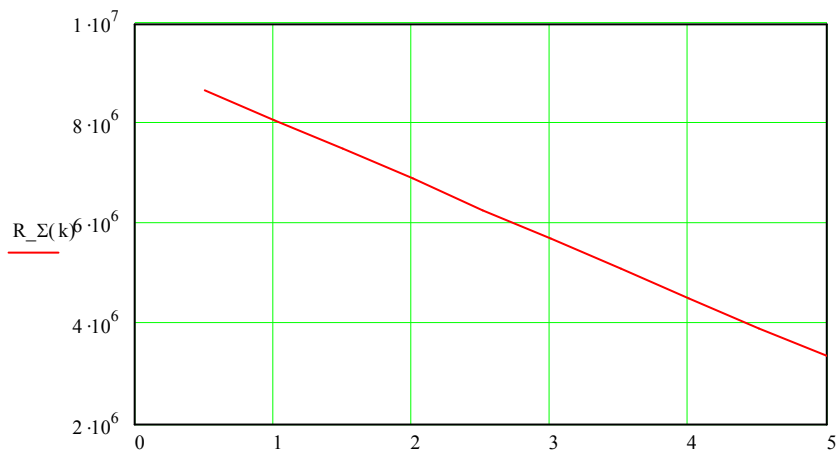
$$R = 3,642 \cdot 10^3 \cdot \sum_{i=17}^{117} b(i) = 8,664613 \text{ Мбіт/с}$$

Далі пункти 3...7 повторюються для розрахунку швидкості за інших довжинах лінії (див табл. 3.5).

**Таблиця 3.5** – Результати розрахунку швидкості передавання в залежності від довжини лінії

| $L$ , км | $R$ , Мбіт/с |
|----------|--------------|
| 0,5      | 8,664613     |
| 1        | 8,078231     |
| 1,5      | 7,480923     |
| 2        | 6,890899     |
| 2,5      | 6,279022     |
| 3        | 5,696282     |
| 3,5      | 5,106258     |
| 4        | 4,516234     |
| 4,5      | 3,918925     |
| 5        | 3,325259     |

8. Будуємо графік залежності сумарної швидкості передавання СП ОГС від довжини лінії (див. рис. 3.22).



**Рисунок 3.22** – Результати розрахунку залежності сумарної швидкості передавання СП ОГС від довжини лінії

За отриманими результатами можна дійти висновку, що швидкість передавання СП ОГС телефонним кабелем ТП-0,5 суттєво залежить від довжини лінії: при збільшенні довжини лінії з 0,5 до 5 км швидкість зменшується у 2,6 раза.

### 3.3.3 Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від рівня адитивних завад

Дослідження залежності сумарної швидкості передавання від рівня адитивних завад проводиться при заданій вихідними даними довжині лінії (у прикладі, що розглядається це – 1,5 км). Для визначення залежності швидкості передавання СП ОГС від рівня адитивних завад потрібно виконати розрахунки при рівні СГП завад від –140 до –100 дБп/Гц з кроком 10 дБп/Гц, отже, необхідно виконати 5 ітерацій за методикою наданою у п. 3.3.1.

Покажемо розрахунок сумарної швидкості передавання при рівні СГП завад –140 дБп/Гц.

Кроки 1 і 2 збігаються з відповідними кроками п. 3.3.2, тому давати ці розрахунки повторно немає необхідності.

3. Розраховуємо АЧХ кабелю ТП-0,5 заданої вихідними даними довжини 1,5 км, на частотах несучих (див. рис. 3.23):

$$A(i) = 1,5 \cdot \alpha(f_i) .$$

4. Розраховуємо відношення сигнал/АЗРСГП  $SNR_{na}(i)$ , при заданому вихідними даними рівні СГП сигналу –35 дБп/Гц та рівні СГП завади –140 дБп/Гц (див. рис. 3.24):

$$SNR_{na}(i) = 10^{0,1 \cdot (-35 - A(i) - (-140))} = 10^{0,1 \cdot (105 - A(i))} .$$

5. Розраховуємо сумарне відношення сигнал/завада з урахуванням запасу по завадозахищеності 6 дБ (див. рис. 3.24):

$$SNR_{\Sigma}(i) = SNR_{na}(i) \cdot 10^{-0,1 \cdot 6} .$$

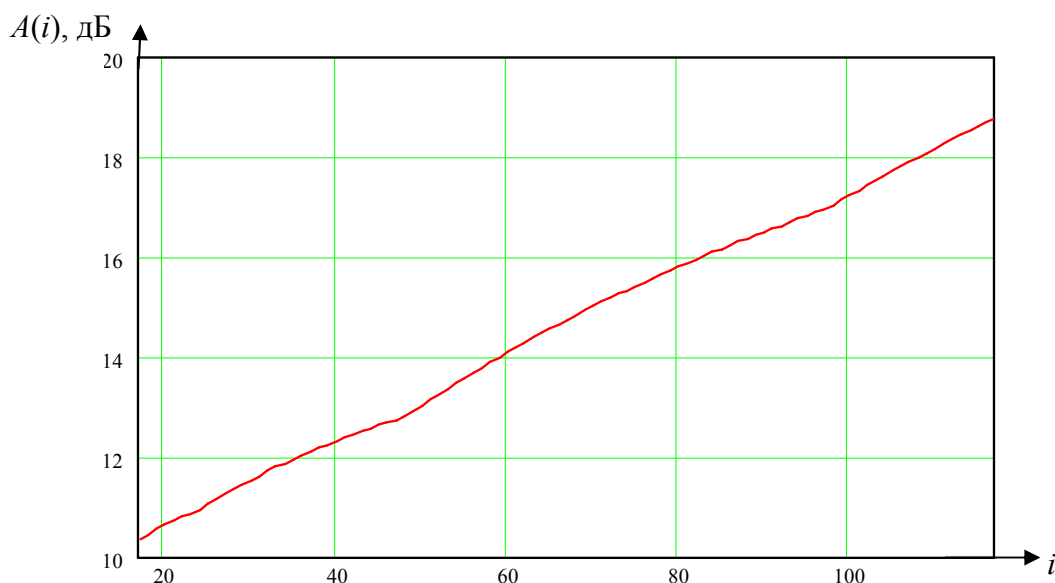
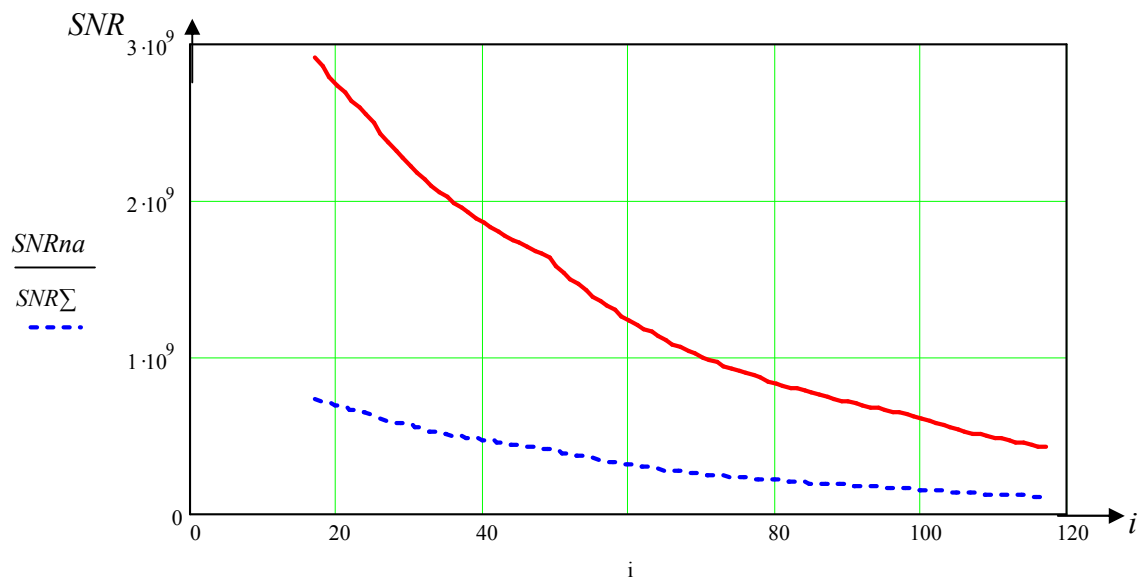


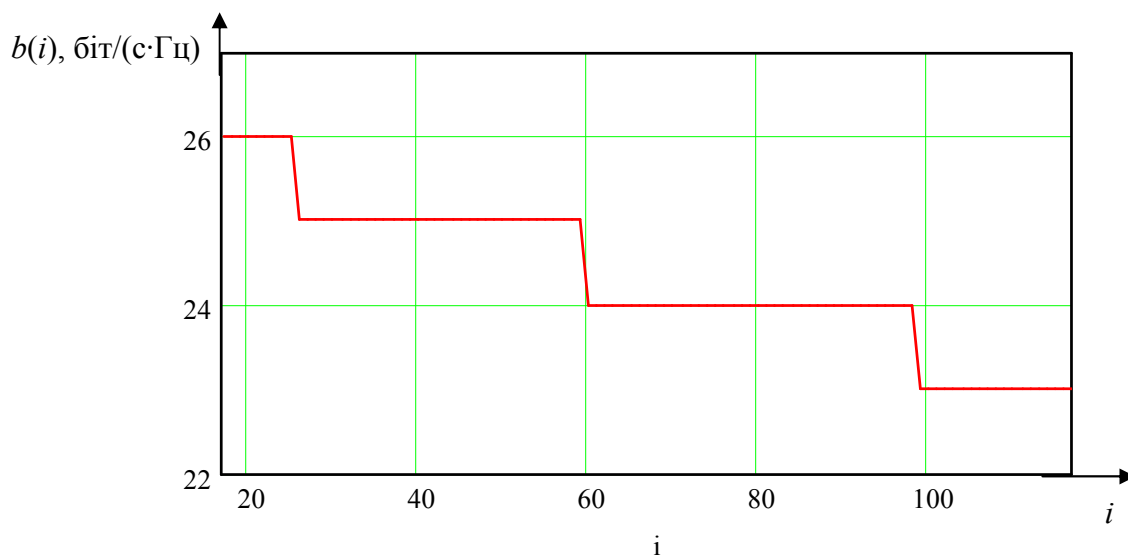
Рисунок 3.23 – АЧХ кабелю ТП-0,5 довжиною 1,5 км



**Рисунок 3.24** – Результати розрахунку  $SNRna(i)$  та  $SNR\Sigma(i)$

6. Розраховуємо максимальну кількість біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій при заданій ймовірності помилки  $10^{-7}$ :

Розрахунок кількості біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій показано на рис. 3.25.



**Рисунок 3.25** – Результати розрахунку  $b(i)$

7. Розраховуємо загальну швидкість передавання:

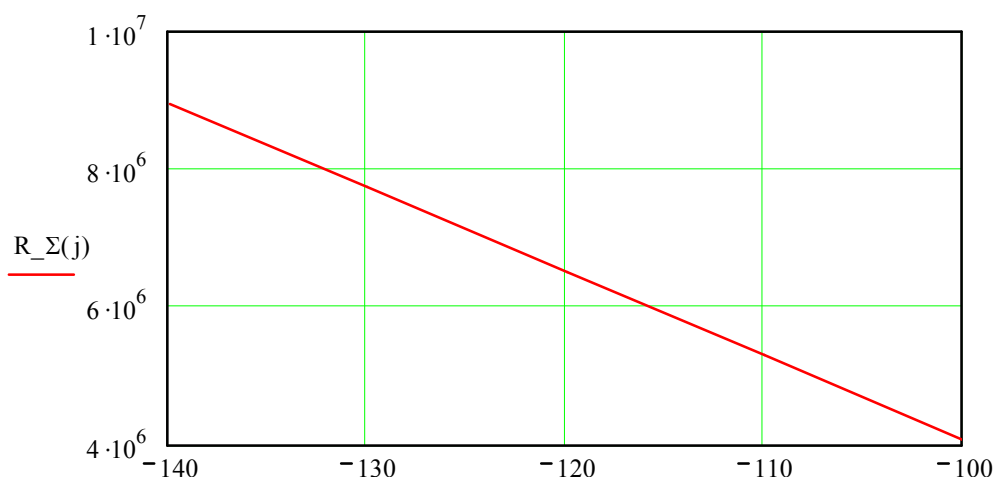
$$R = 3,642 \cdot 10^3 \cdot \sum_{i=17}^{117} b(i) = 8,948699 \text{ Мбіт/с.}$$

Далі пункти 3...7 повторюються для розрахунку швидкості за інших рівнів СГП завод (див табл. 3.6).

**Таблиця 3.6** – Результати розрахунку швидкості передавання в залежності від рівня адитивних завад

| $G_{na}$ , дБп/Гц | $R$ , Мбіт/с |
|-------------------|--------------|
| -140              | 8,948699     |
| -130              | 7,728587     |
| -120              | 6,501191     |
| -110              | 5,281080     |
| -100              | 4,057326     |

8. Будуємо графік залежності сумарної швидкості передавання СП ОГС від рівня СПІ завад (див. рис. 3.26).



**Рисунок 3.26** – Результати розрахунку залежності сумарної швидкості передавання СП ОГС від рівня СПІ завад

За отриманими результатами можна дійти висновку, що швидкість передавання СП ОГС телефонним кабелем ТП-0,5 заданої довжини суттєво залежить від рівня адитивних завад: при підвищенні рівня завад з -140 до -100 дБп/Гц швидкість зменшується у 2,2 раза.

### **3.3.4 Визначення кількості несучих для передавання інформації у низхідному та висхідному напрямках**

Розподіл кількості несучих за напрямками передавання виконується за результатами розрахунку швидкості передавання при заданих вихідними даними довжині лінії, рівні завад та співвідношенні швидкостей лінії (у прикладі, що розглядається, відповідно 1,5 км, мінус 128 дБп/Гц та 10/90 %). При цьому вважаємо, що для передавання у низхідному напрямку використовуються верхні несучі, а у висхідному – нижні.

Кроки 1 і 2 збігаються з відповідними кроками п. 3.3.2.

Крок 3 збігається з розрахунком АЧХ п. 3.3.3 (див. рис. 3.23).

4. Розраховуємо відношення сигнал/АЗРСГП  $SNR_{na}(i)$  при заданих вихідними даними рівні СГП сигналу  $-35$  дБп/Гц та рівні СГП завади  $-128$  дБп/Гц:

$$SNR_{na}(i) = 10^{0,1 \cdot (-35 - A(i) - (-128))} = 10^{0,1 \cdot (93 - A(i))}.$$

5. Розраховуємо сумарне відношення сигнал/завада з урахуванням запасу по завадозахищенності  $6$  дБ (див. рис. 3.27):

$$SNR_{\Sigma}(i) = SNR_{na}(i) \cdot 10^{-0,1 \cdot 6}.$$

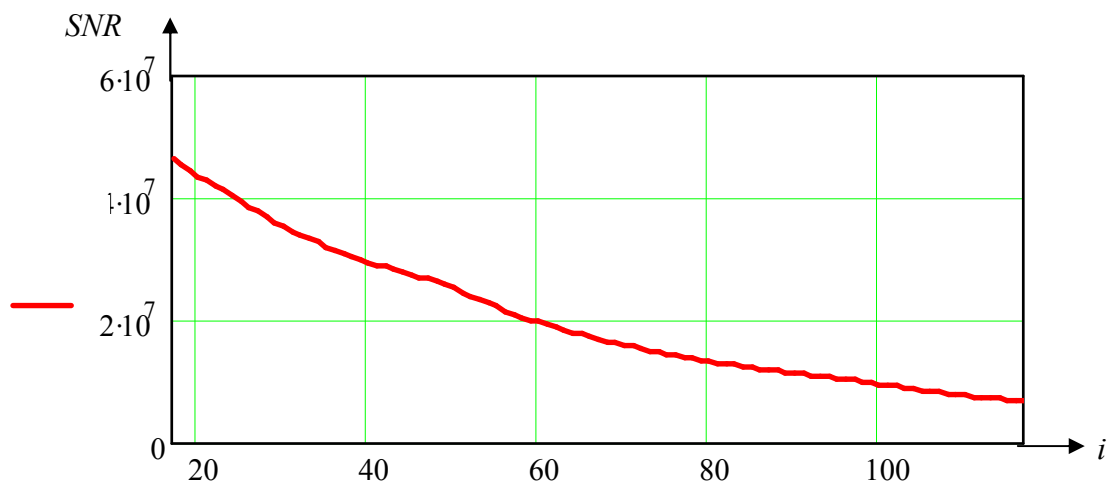


Рисунок 3.27 – Результати розрахунку  $SNR_{\Sigma}(i)$

6. Розраховуємо максимальну кількість біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій при заданій ймовірності помилки  $10^{-7}$ :

Розрахунок кількості біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій показано на рис. 3.28.

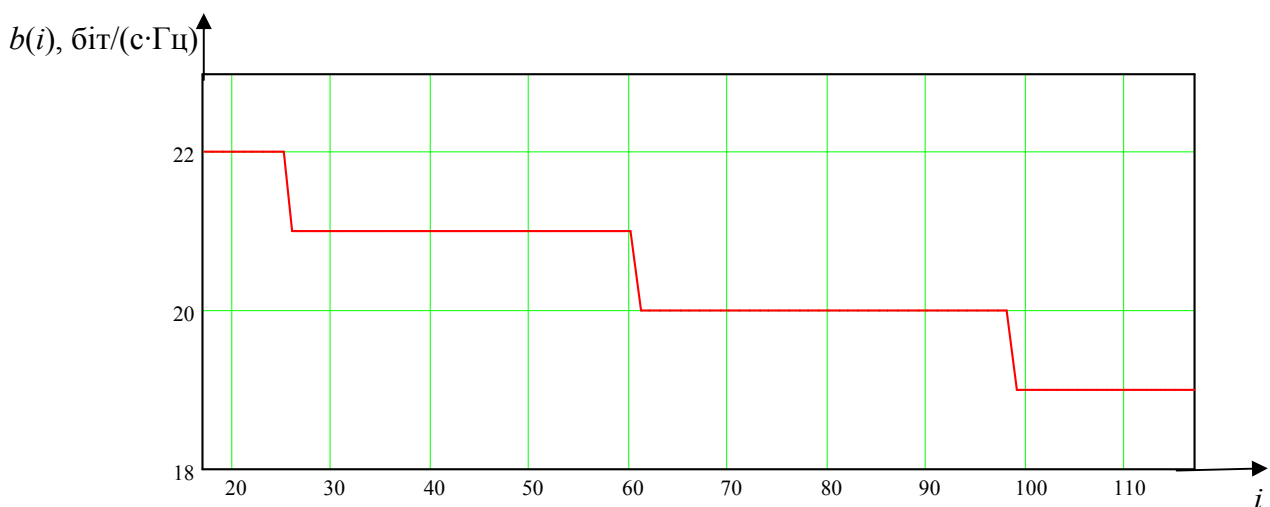


Рисунок 3.28 – Результати розрахунку  $b(i)$

7. Розраховуємо загальну швидкість передавання:

$$R = 3,642 \cdot 10^3 \cdot \sum_{i=17}^{117} b(i) = 7,480923 \text{ Мбіт/с}$$

8. Необхідно визначити кількість несучих та їх номери за яких швидкість низхідного потоку складає 10 % від загальної, а висхідного – 90 %:

$$\begin{cases} R_u = f_{\text{т инф}} \cdot \sum_{i=l_1}^{l_{us \text{ max}}} b(i) \approx 0,1 \cdot R = 0,748 \text{ Мбіт/с}; \\ R_d = f_{\text{т инф}} \cdot \sum_{i=l_{us \text{ max}}+1}^{l_2} b(i) \approx 0,9 \cdot R = 6,732 \text{ Мбіт/с}, \end{cases}$$

де  $l_{us \text{ max}}$  – номер максимальної несучої, яка використовується для організації висхідного потоку.

Знак приблизної рівності вказує на те, що кількість біт, яка передається на певній несучій, використовується цілком для організації або низхідного, або висхідного потоку і не може ділитися між ними.

Розрахунок показує, що за  $l_{us \text{ max}} = 26$ :

$$\begin{cases} R_u = 0,7976 \text{ Мбіт/с}; \\ R_d = 6,683 \text{ Мбіт/с}, \end{cases}$$

Отже, для організації передавання інформації у висхідному напрямку використовуються несучі 17...26 ( $N_{nes \text{ us}} = 10$ ), а у низхідному – 27...117 ( $N_{nes \text{ ds}} = 91$ ).

### 3.3.5 Оцінка швидкості передавання СП ОГС з урахуванням інтерференційних завад

Оцінимо швидкість передавання СП ОГС з урахуванням інтерференційних завад п. 3.3.2...3.3.4.

Розрахунки швидкості передавання проводяться згідно з вихідними даними (якщо не обумовлено інше) за методикою п. 3.2.1.

Виконаємо розрахунок швидкості при врахуванні інтерференції, розрахованої у п. 3.3.2 (при заданій вихідними даними довжині лінії 1,5 км та визначеними у п. 3.1.2 параметрами групового сигналу СП ОГС).

Кроки 1 і 2 збігаються з відповідними кроками п. 3.2.2.

Крок 3 збігається з розрахунком АЧХ п. 3.2.3 (див. рис. 3.11).

4. За формулою (3.6) розраховуємо відношення сигнал/АЗРСГП  $SNR_{na}(i)$  при заданих вихідними даними рівні СГП сигналу  $-35$  дБп/Гц та рівні СГП завади  $-128$  дБп/Гц:

$$SNR_{na}(i) = 10^{0,1 \cdot (-35 - A(i) - (-128))} = 10^{0,1 \cdot (93 - A(i))};$$

та відношення сигнал/інтерференційна завада  $SNR_{int}(i)$  за (3.7).

Результати показано на рис. 3.29.

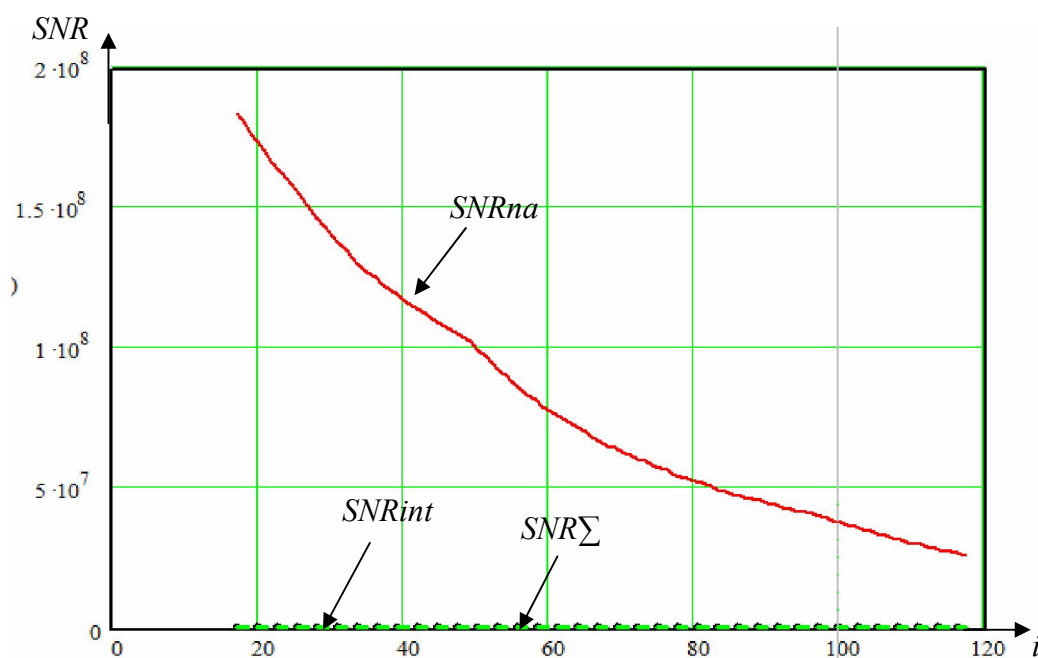


Рисунок 3.29 – Результати розрахунку  $SNR(i)$

5. За формулою (3.9) розраховуємо сумарне відношення сигнал/завада (див рис. 3.29).

Як бачимо з рис. 3.29,  $SNR_{int}(i)$  у 100 разів менша за  $SNR_{na}(i)$ , вона й визначає сумарне відношення сигнал/завада.

6. За формулою (3.10) розраховуємо максимальну кількість біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій при заданій ймовірності помилки  $10^{-7}$ .

Розрахунок кількості біт передаваних протягом тактового інтервалу на кожній несучій дано на рис. 3.30.

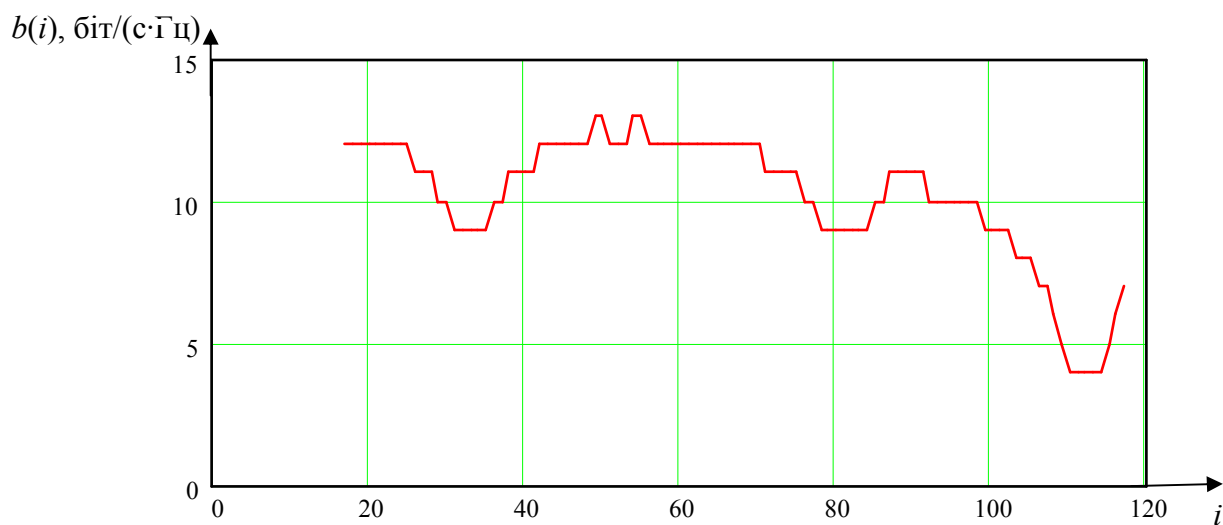


Рисунок 3.30 – Результати розрахунку  $b(i)$  з урахуванням інтерференції

7. Розраховуємо загальну швидкість передавання:

$$R = 3,642 \cdot 10^3 \cdot \sum_{i=17}^{117} b(i) = 3,744 \text{ Мбіт/с.}$$

Для оцінки впливу інтерференційних завад на швидкість передавання порівнюємо отримане значення швидкості з розрахованим без урахування інтерференції – 7,481 Мбіт/с (див. п. 3.3.4):

$$\frac{3,744}{7,481} \cdot 100 \% = 50 \%$$

Отже, інтерференційні завади призводять до втрати 50% швидкості СП ОГС.

Визначимо, як змінюється швидкість передавання при зменшенні та збільшенні тривалості захисного інтервалу.

Повторюємо розрахунки з урахуванням результатів п. 3.3.3. Зауважимо, що зміна тривалості захисного інтервалу, згідно з п. 3.1.2, призводить до зміни значення інформаційної частоти, що потрібно урахувати в розрахунку швидкості передавання на кроці 7.

Результати розрахунку занесені у табл. 3.7.

**Таблиця 3.7** – Результати розрахунку швидкості передавання в залежності від тривалості захисного інтервалу

| $\tau_z$ ,<br>відліків | $f_{inf}$ , кГц | $R$ без інтерференції,<br>Мбіт/с | $R$ з інтерференцією,<br>Мбіт/с | Співвідношення<br>швидкостей, % |
|------------------------|-----------------|----------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 15                     | 3,83            | 7,867                            | 2,723                           | 34,6                            |
| 29                     | 3,642           | 7,481                            | 3,744                           | 50                              |
| 58                     | 3,306           | 6,79                             | 4,535                           | 66,8                            |

За отриманими результатами можна дійти висновку, що тривалість захисного інтервалу суттєво впливає на швидкість передавання: збільшення або зменшення тривалості  $\tau_z$  вдвічі, відповідно, збільшує або зменшує швидкість на третину.

### 3.4 Висновки

За результатами проведених досліджень, необхідно зробити загальні висновки щодо розрахованих параметрів та характеристик СП з ОГС.

## Список літератури

1. Системи передачі широкосмуговими сигналами: навчальний посібник [Текст] / Балашов В.А., Воробієнко П.П., Ляховецький Л.М., Педяш В.В. – Одеса, 2012. – 240 с.
2. ITU-T. Recommendation G.992.5 : Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2) – Extended bandwidth (ADSL2plus). [Text]. – Appr. 2009, January. – Geneva, 2009. – 110 p.
3. ITU-T. Recommendation G.993.2 : Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2). [Text]. – Appr. 2006, February. – Geneva, 2006. – 252 p.
4. Балашов В.А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами [Текст] / Балашов В.А., Воробієнко П.П., Ляховецький Л.М. – М.: Еко-трендз, 2012. – 228 с.
5. Мережі та обладнання широкосмугового доступу за технологією xDSL: навч. посіб. [Текст] / Балашов В.О., Воробієнко П.П., Лашко А.Г., Ляховецький Л.М. – Одеса, 2009. – 225 с.
6. Балашов В.А. Технологии широкополосного доступа xDSL. Инженерно-технический справочник [Текст]; под общей ред. В.А. Балашова. – М.: ЕкоТрендз, 2008. – 262 с.
7. Ляховецький Л.М. Дослідження інтерференційних завад у системах передавання за технологією ADSL2+ / Л.М. Ляховецький, І.Б. Барба, С.А. Заблоцький // Зв'язок. – 2012. – № 4. – С. 6 – 9.
8. Ляховецький Л.М. Удосконалення методу оцінки швидкості передавання систем передачі ортогональними гармонічними сигналами / Л.М. Ляховецький, В.І. Орешков, І.Б. Барба // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2014. – № 2. – Частина 2. – С. 186 – 193.

## Додаток А

### Розрахунок 1-го розділу комплексного завдання за допомогою MathCad 2000

Интерполяция коэффициентов затухания и фазы кабеля ТП

$$\alpha_{05}(f) := \left| \begin{array}{ll} 2.96 & \text{if } f \leq 5 \cdot 10^3 \\ \left( 2.96 + 0.9 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{5 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 5 \cdot 10^3 < f \leq 10 \cdot 10^3 \\ \left( 3.9 + 1.26 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{10 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 10 \cdot 10^3 < f \leq 20 \cdot 10^3 \\ \left( 5.16 + 1.36 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{20 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2.5)} \right) & \text{if } 20 \cdot 10^3 < f \leq 50 \cdot 10^3 \\ \left( 6.52 + 0.79 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{50 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 50 \cdot 10^3 < f \leq 100 \cdot 10^3 \\ \left( 7.31 + 1.25 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{100 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 100 \cdot 10^3 < f \leq 200 \cdot 10^3 \\ \left( 8.56 + 2.74 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{200 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 200 \cdot 10^3 < f \leq 400 \cdot 10^3 \\ \left( 11.3 + 4.54 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{400 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 400 \cdot 10^3 < f \leq 800 \cdot 10^3 \\ \left( 15.84 + 5.67 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{800 \cdot 10^3}\right)}{\ln(1.875)} \right) & \text{if } 800 \cdot 10^3 < f \leq 1500 \cdot 10^3 \\ \left( 21.51 + 8.76 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{1500 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 1500 \cdot 10^3 < f \end{array} \right|$$

$$\beta_{05}(f) := \left| \begin{array}{ll} 0.37 \cdot \frac{f}{5 \cdot 10^3} & \text{if } f \leq 5 \cdot 10^3 \\ \left( 0.37 + 0.19 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{5 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 5 \cdot 10^3 < f \leq 10 \cdot 10^3 \\ \left( 0.56 + 0.3 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{10 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 10 \cdot 10^3 < f \leq 20 \cdot 10^3 \\ \left( 0.86 + 0.87 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{20 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2.5)} \right) & \text{if } 20 \cdot 10^3 < f \leq 50 \cdot 10^3 \\ \left( 1.73 + 1.49 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{50 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 50 \cdot 10^3 < f \leq 100 \cdot 10^3 \\ \left( 3.22 + 3.04 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{100 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 100 \cdot 10^3 < f \leq 200 \cdot 10^3 \\ \left( 6.26 + 6.02 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{200 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 200 \cdot 10^3 < f \leq 400 \cdot 10^3 \\ \left( 12.28 + 11.71 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{400 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 400 \cdot 10^3 < f \leq 800 \cdot 10^3 \\ \left( 23.99 + 20.22 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{800 \cdot 10^3}\right)}{\ln(1.875)} \right) & \text{if } 800 \cdot 10^3 < f \leq 1500 \cdot 10^3 \\ \left( 44.21 + 43 \cdot \frac{\ln\left(\frac{f}{1500 \cdot 10^3}\right)}{\ln(2)} \right) & \text{if } 1500 \cdot 10^3 < f \end{array} \right|$$

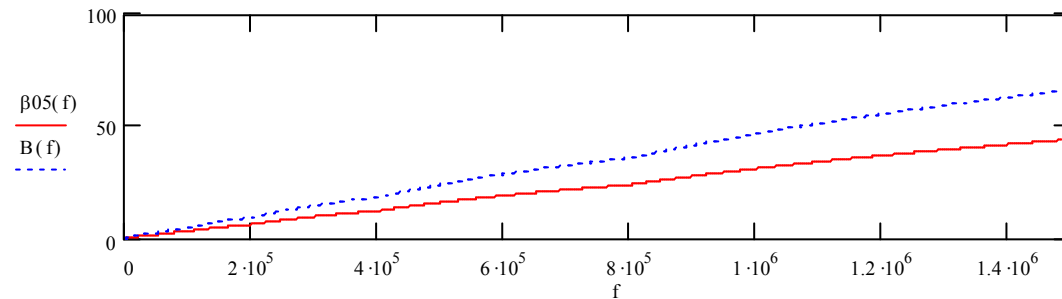
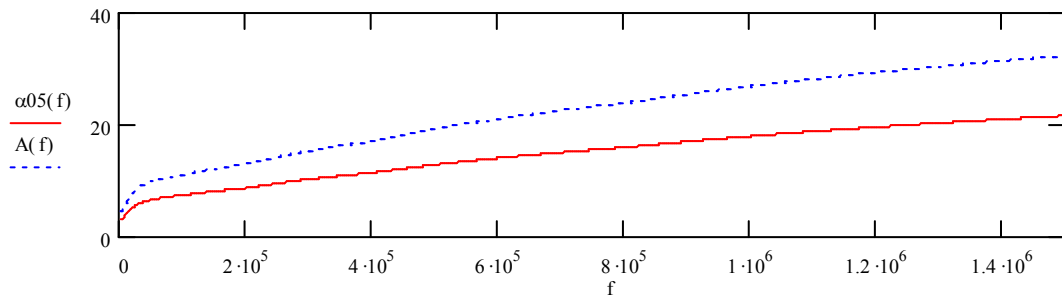
$L\_ID := 1.5$

**длина линии передачи заданная исходными данными**

$A(f) := L\_ID \cdot \alpha_{05}(f)$

АЧХ и ФЧХ линии передачи

$B(f) := L\_ID \cdot \beta_{05}(f)$



$$H_{\text{mod}}(f) := 10^{-0.05 \cdot A(f)} \quad \text{модуль передаточной функции линии передачи}$$

$$H(f) := H_{\text{mod}}(f) \cdot \cos(B(f)) + H_{\text{mod}}(f) \cdot \sin(B(f)) i \quad \text{передаточная функция линии передач}$$

$$k := 0..256$$

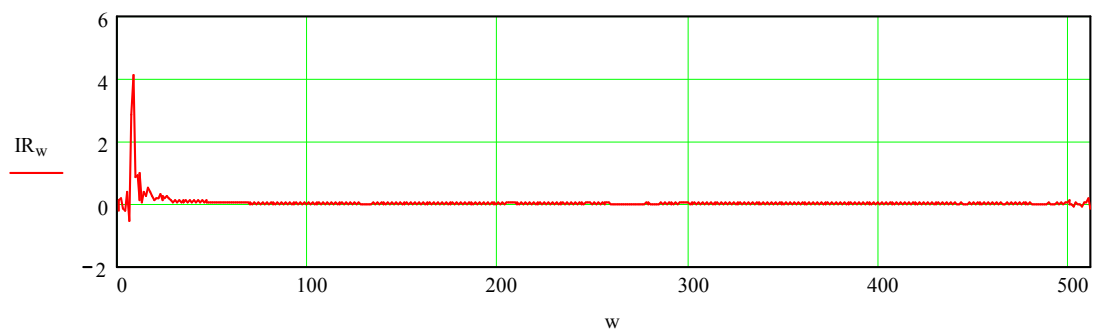
$$w := 0..511 \quad \text{размерность преобразования Фурье}$$

$$f_{\text{max}} := 500 \cdot 10^3 \quad T_d := \frac{1}{2 \cdot f_{\text{max}}} \quad \text{максимальная частота полосы пропускания канала передачи}$$

$$f_k := \frac{f_{\text{max}} \cdot k}{256} \quad T_d = 1 \times 10^{-6}$$

$$H_k := H(f_k)$$

$$IR := \text{ifft}(H) \quad \text{ОБПФ (переход от передаточной функции к импульсной реакции)}$$



$$P_{ir_w} := (IR_w)^2 \quad \text{Мощность отсчетов импульсной реакции}$$

```

Nir := | n ← 0
      | PIRtekusch ← Pirn
      | PR ←  $\frac{\text{PIRtekusch}}{\sum_{x=0}^{511} \text{Pir}_x}$ 
      | while PR < 0.99
      |   | n ← n + 1
      |   | PIRtekusch ← PIRtekusch + Pirn
      |   | PR ←  $\frac{\text{PIRtekusch}}{\sum_{x=0}^{511} \text{Pir}_x}$ 
      | n

```

определение длительности (количества отсчетов) импульсной реакции, в которой сосредоточено 99% ее энергии

Nir = 27                      количество отсчетов импульсной реакции

Tir := Nir · Td

Tir =  $2.7 \times 10^{-5}$                       длительность импульсной реакции линии передачи

Tmax := 10 · Tir                      **максимальная длительность тактового интервала**

Tmax =  $2.7 \times 10^{-4}$

τ0 := Tmax – Tir                      длительность интервала ортогональности

F0 :=  $\frac{1}{\tau_0}$                       τ0 =  $2.43 \times 10^{-4}$                       основная частота СП ОГС

F0 =  $4.115226 \times 10^3$

fmin :=  $50 \cdot 10^3$                       fmax := fmax                      **нижняя и верхняя частоты полосы пропускания канала передачи**

Nnes := floor  $\left( \frac{f_{\max} - f_{\min}}{F_0} - 1 \right)$

Nnes = 108

deltaFzapas := 3 · F0                      ширина защитных полос частот по краям полосы пропускания

deltaFzapas =  $1.234568 \times 10^4$

fmin\_s := fmin + deltaFzapas

fmin\_s =  $6.234568 \times 10^4$

```
fmin_s :=
| f ← 0
| while f < fmin + deltaFzapas
|   f ← f + F0
| f
```

```
fmax_s :=
| f ← fmin_s + F0
| while f ≤ fmax – deltaFzapas – F0
|   f ← f + F0
| f
```

```
Nnes :=
| f ← fmin_s + F0
| Nnes ← 1
| while f ≤ fmax – deltaFzapas – F0
|   | f ← f + F0
|   | Nnes ← Nnes + 1
| Nnes – 1
```

$$fmin_s = 6.584362 \times 10^4$$

$$fmax_s = 4.85597 \times 10^5$$

нижняя и верхняя границы группового сигнала, кратные основной частоте

$$Nnes = 101 \quad \text{количество несущих}$$

$$L1nes := \frac{fmin\_s}{F0} + 1 \quad L2nes := \frac{fmax\_s}{F0} - 1$$

$$L1nes = 17$$

$$L2nes = 117$$

номер нижней и верхней несущей

$$Stepen\_otshotov := \text{ceil} \left[ \frac{\ln[2 \cdot (L2nes + 1)]}{\ln(2)} \right]$$

$$Stepen\_otshotov = 8$$

$$N0 := 2^{Stepen\_otshotov}$$

$$N0 = 256$$

размерность преобразования Фурье  
количество отсчетов на интервале ортогональности

$$\tau_d := \frac{\tau_0}{N0}$$

$$Fd := N0 \cdot F0$$

интервал и частота дискретизации

$$\tau_d = 9.492188 \times 10^{-7}$$

$$Fd = 1.053498 \times 10^6$$

$$\frac{Fd}{2} = 5.26749 \times 10^5$$

$$Nz := \text{ceil} \left( \frac{T_{ir}}{\tau_d} \right)$$

количество отсчетов защитного интервала

$$\tau_z := Nz \cdot \tau_d$$

длительность защитного интервала

$$Nz = 29$$

$$\tau_z = 2.752734 \times 10^{-5}$$

$$T := \tau_0 + \tau_z$$

длительность тактового интервала (длительность символа)  
(точное значение)

$$T = 2.705273 \times 10^{-4}$$

|                                                                                                        |                                  |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------|
| $N_{inf\_frame} := 67$                                                                                 | количество информационных кадров |
| $N_{serv\_frame} := 1$                                                                                 | количество служебных кадров      |
| $f_{inf} := F0 \cdot \frac{N_{inf\_frame}}{N_{inf\_frame} + N_{serv\_frame}} \cdot \frac{N0}{N0 + Nz}$ |                                  |
| $f_{inf} = 3.642124 \times 10^3$                                                                       | частота передачи информации      |

## Додаток Б

### Розрахунок 2-го розділу комплексного завдання за допомогою MathCad 2000

$p := L1nes..L2nes$       номера используемых каналов  
 $m := L1nes$       номер первого из используемых каналов  
 $power_p := 10^{0.1 \cdot PSD_s}$       мощность сигнала в каждом канале  
 $N := N0$       количество отсчетов на интервале ортогональности  
 $L := Nz$       количество отсчетов на защитном интервале

$n := \frac{N0}{2} - 1$       максимальный номер несущей

$\alpha(f) := \alpha05(f)$       коэффициент затухания заданного типа кабеля

$\beta(f) := \beta05(f)$       коэффициент фазы заданного типа кабеля

$Lline := L\_ID$       длина линии, заданная исходными данными

$A(f) := Lline \cdot \alpha(f)$       АЧХ и ФЧХ линии передачи  
 $B(f) := Lline \cdot \beta(f)$

$Hmod(f) := 10^{-0.05 \cdot A(f)}$       модуль передаточной функции линии передачи

$H(f) := Hmod(f) \cdot \cos(B(f)) + Hmod(f) \cdot \sin(B(f)) i$       передаточная функция линии передачи

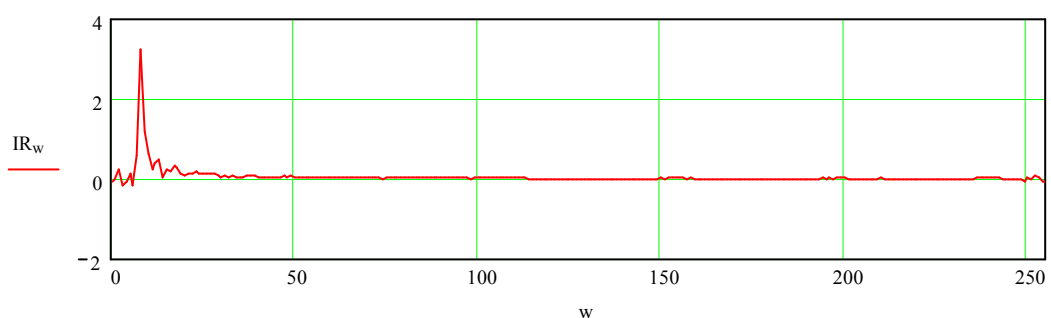
$k := 0.. \frac{N0}{2}$       номера несущих несущих

$w := 0.. N0 - 1$       размерность преобразования Фурье

$f_k := F0 \cdot k$       несущие частоты

$H_k := H(f_k)$

$IR := iff(H)$       ОБПФ (переход от передаточной функции к импульсной реакции)



$$Pir_w := (IR_w)^2$$

```

Nir :=
  n ← 0
  PIRtekusch ← Pir_n
  PR ←  $\frac{PIRtekusch}{\sum_{x=0}^{N0-1} Pir_x}$ 
  while PR < 0.997
    n ← n + 1
    PIRtekusch ← PIRtekusch + Pir_n
    PR ←  $\frac{PIRtekusch}{\sum_{x=0}^{N0-1} Pir_x}$ 
  n

```

определение длительности (количества отсчетов) импульсной реакции, в которой сосредоточено 99,7% ее энергии

Nir = ■ количество отсчетов импульсной реакции

**предварительно рассчитываем все возможные варианты значений Вх**

raznitsa := 0..2500

$$B_{raznitsa} := \sum_{p=L1nes}^{L2nes} power_p \cdot \cos\left(\pi \cdot raznitsa \cdot \frac{p + L1nes - 1}{n}\right)$$

r := 0..N0 - 1

gfull\_r := IR\_r импульсная реакция ВСЯ для расчета мощности сигнала

R := Nir количество отсчетов ИР для расчета мощности интерференционных помех

r := 0..R - 1

g\_r := IR\_r импульсная реакция для расчета мощности интерференционных помех

## Первый расчет интерференции по исходным данным

$lt := 1$

Отсчет с которого начинается интегрирование

$k := 0..N - 1$

$q := 0..N - 1$

$$\mu_{k,q} := \begin{cases} 2 \cdot \sum_{i=k+lt+1}^{R-1} \sum_{j=q+lt+1}^{R-1} g_i \cdot g_j \cdot B_{|k+j-q-i|} & \text{if } k \leq R - 2 - lt \wedge q \leq R - 2 - lt \\ 2 \cdot \sum_{i=0}^{k+lt-N-L} \sum_{j=0}^{q+lt-N-L} g_i \cdot g_j \cdot B_{|k+j-q-i|} & \text{if } k \geq N + L - lt \wedge q \geq N + L - lt \\ \left( \sum_{i=k+lt+1}^{R-1} \sum_{j=0}^{q+lt-N-L} g_i \cdot g_j \cdot B_{|2N+L+k+j-q-i|} \right) & \text{if } k \leq R - 2 - lt \wedge q \geq N + L - lt \\ \left( \sum_{i=0}^{k+lt-N-L} \sum_{j=q+lt+1}^{R-1} g_i \cdot g_j \cdot B_{|2N+L+q+i-k-j|} \right) & \text{if } q \leq R - 2 - lt \wedge k \geq N + L - lt \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$INTERF_p := \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \mu_{k,q} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi(p + L1nes - 1)(k - q)}{N} \right]$$

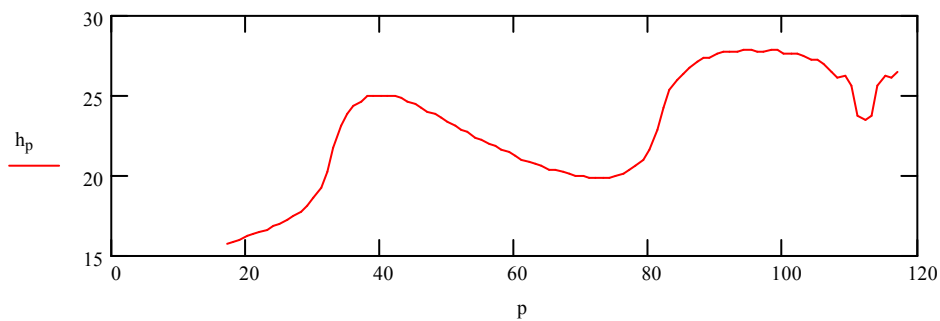
мощность интерференционных помех

$$S_p := \frac{N^2 \cdot \text{power}_p \left[ \left| \sum_{i=0}^{N-1} g_{full,i} e^{\frac{-i \cdot 2\pi (p + L1nes - 1)i}{N}} \right|^2 \right]}{2}$$

мощность сигнала

$$h_p := \sqrt{\frac{INTERF_p}{S_p}} \cdot 100$$

отношение интерференционных помех к сигналу %



WRITE("INTERF1\_ID\_1") :=  $h_p$

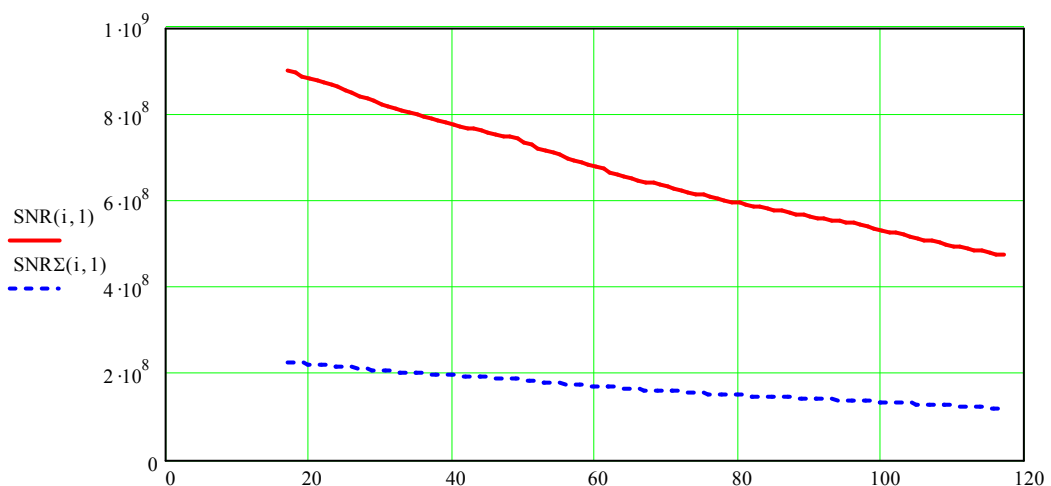
Далі розрахунок  $h_p$  повторюється для наступних значень  $lt$ .

## Додаток В

### Розрахунок 3-го розділу комплексного завдання за допомогою MathCad 2000

#### ПУНКТ 3.2 Зависимость R(L)

|                                                              |                                                                                                                     |
|--------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $i := L1_{nes}..L2_{nes}$                                    | номер несущей                                                                                                       |
| $f_i := i \cdot F_0$                                         | значение несущей частоты                                                                                            |
| $PSD_s := -35$                                               | спектральная плотность мощности сигнала (задана постоянной во всей полосе частот), дБм/Гц                           |
| $PSD_n_{ID} := -128$                                         | спектральная плотность мощности помех, заданная исходными данными (задана постоянной во всей полосе частот), дБм/Гц |
| $k := 1..10$                                                 | задаем длины линии в пределах от 0,5 до 5 км, для исследования                                                      |
| $L_k := k \cdot 0.5$                                         | зависимости скорости передачи от длины                                                                              |
| $\alpha(f) := \alpha_0(f)$                                   | <u>коэффициент затухания заданного типа кабеля</u>                                                                  |
| $A(i, k) := L_k \cdot \alpha(f_i)$                           | <u>затухание линии передачи</u>                                                                                     |
| $SNR(i, k) := 10^{0.1 \cdot (PSD_s - A(i, k) - PSD_n_{ID})}$ | отношение сигнал/шум на входе приемника                                                                             |
| $SNR_{\Sigma}(i, k) := SNR(i, k) \cdot 10^{-0.1 \cdot 6}$    | ОСШ с учетом запаса помехозащищенности                                                                              |



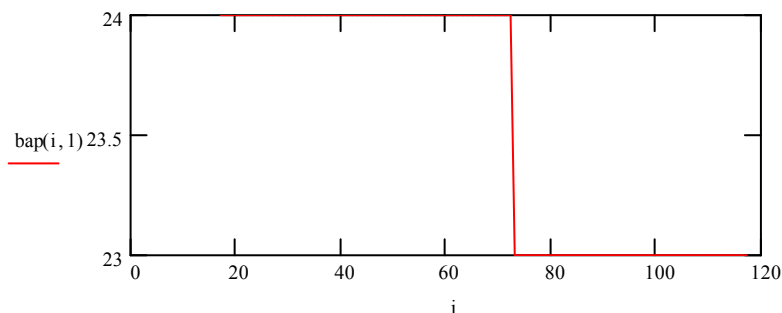
$p := 10^{-7}$       вероятность ошибки, заданная исходными данными

$K_{adsl} := 2.75$       коэффициент размножения ошибок

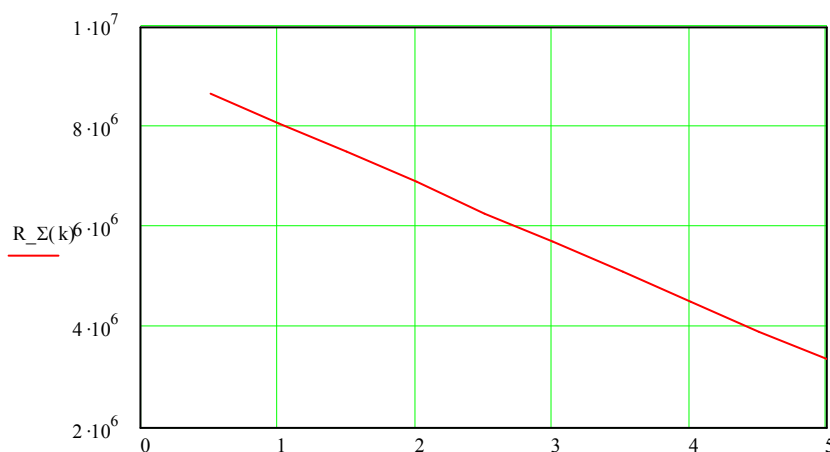
$\beta_{ар} := 0.558$       среднеарифметическое значение коэффициента, определяемое количеством бит информации (при условии, что бета рассчитывается для b от 1 до 15), которое передается на несущей частоте

$$hhap := qnorm\left(1 - \frac{p}{Kads\beta_{ap}}, 0, 1\right) \quad \text{функция обратная } Q(h) \quad hhap = 5.278373$$

$$bap(i, k) := \text{floor}\left(\frac{\ln\left(1 + \frac{3 \cdot SNR\Sigma(i, k)}{hhap^2}\right)}{\ln(2)}\right) \quad \text{количество бит информации, которое можно передать в течение посылки на } i\text{-й несущей}$$



$$R_{\Sigma}(k) := f_{inf} \cdot \sum_{i=L1nes}^{L2nes} bap(i, k) \quad \text{суммарная скорость передачи}$$



$$R_{\Sigma}(k) =$$

|                       |
|-----------------------|
| $8.664613 \cdot 10^6$ |
| $8.078231 \cdot 10^6$ |
| $7.480923 \cdot 10^6$ |
| $6.890899 \cdot 10^6$ |
| $6.279022 \cdot 10^6$ |
| $5.696282 \cdot 10^6$ |
| $5.106258 \cdot 10^6$ |

### ПУНКТ 3.3 Зависимость $R(PSD_n)$

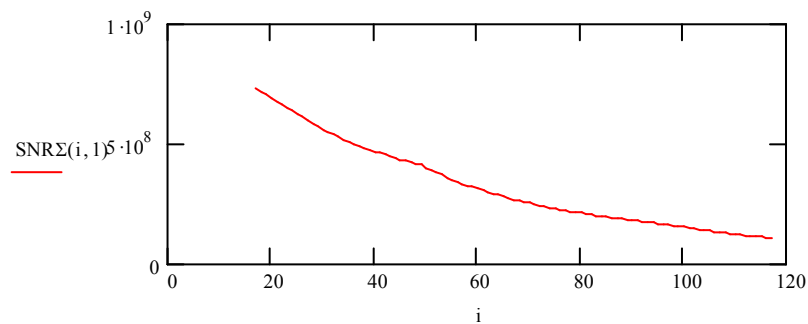
$$j := 1..5$$

$$PSD_{nj} := -140 + (j - 1) \cdot 10 \quad \text{задаем спектральную плотность мощности помех в пределах от -140 до -100 дБм/Гц}$$

$$A(i) := L_{ID} \cdot \alpha(f_i) \quad \text{затухание линии передачи заданной длины}$$

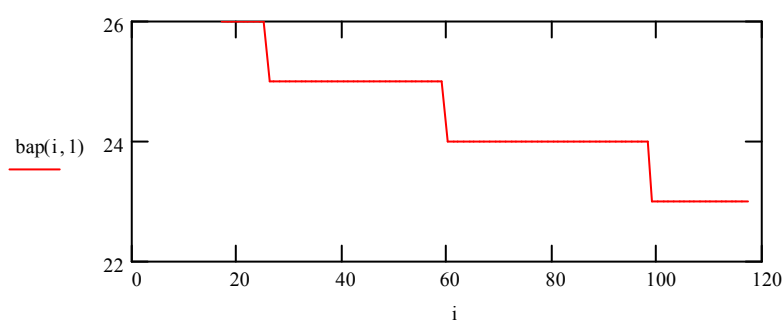
$$SNR(i, j) := 10^{0.1(PSD_s - A(i) - PSD_{nj})} \quad \text{отношение сигнал/шум на входе приемника}$$

$$SNR\Sigma(i, j) := SNR(i, j) \cdot 10^{-0.1 \cdot 6} \quad \text{ОСШ с учетом запаса помехозащитности}$$



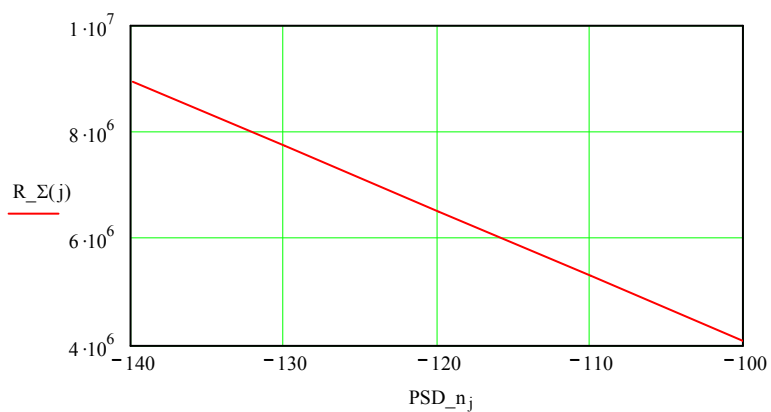
$$\text{bap}(i, j) := \text{floor} \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{3 \cdot \text{SNR}\Sigma(i, j)}{\text{hhap}^2} \right)}{\ln(2)} \right)$$

количество бит информации, которое можно передать в течение посылки на i-той несущей



$$R_{\Sigma}(j) := f_{\text{inf}} \cdot \sum_{i=L1\text{nes}}^{L2\text{nes}} \text{bap}(i, j)$$

суммарная скорость передачи



$R_{\Sigma}(j) =$

|                       |
|-----------------------|
| $8.948699 \cdot 10^6$ |
| $7.728587 \cdot 10^6$ |
| $6.501191 \cdot 10^6$ |
| $5.28108 \cdot 10^6$  |
| $4.057326 \cdot 10^6$ |

### ПУНКТ 3.4 Определение количества несущих US и DS

PERCENT\_US:= 0.1

Процент от суммарной скорости в нисходящем и восходящем направлении

PERCENT\_DS:= 0.9

$A(i) := L_{\text{ID}} \cdot \alpha(f_i)$

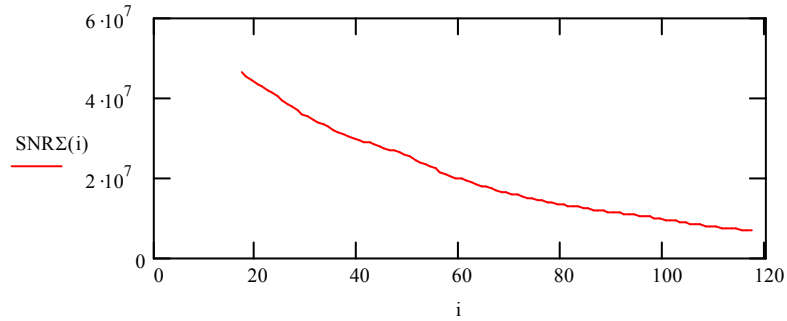
затухание линии передачи заданной длины

$$\text{SNR}(i) := 10^{0.1(\text{PSD}_s - A(i) - \text{PSD}_{n\_ID})}$$

отношение сигнал/шум на входе приемника при заданной длине линии и СПМ помех

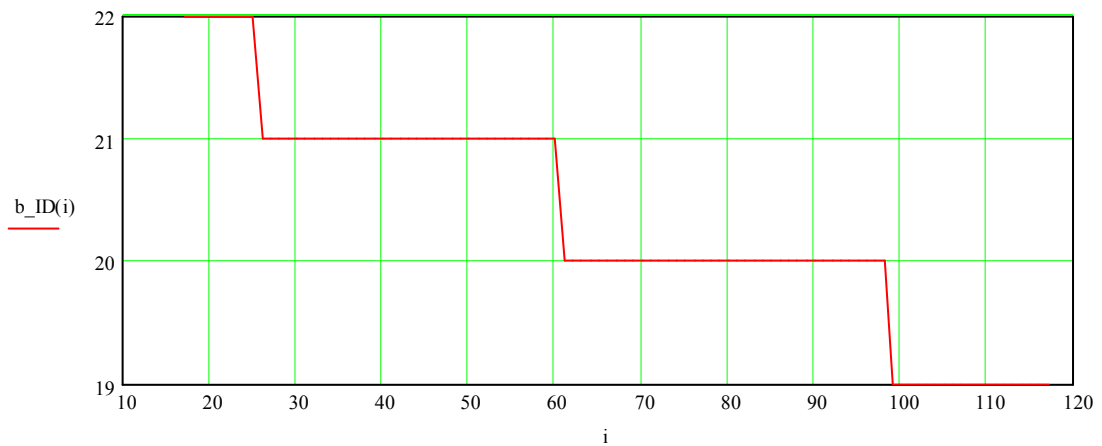
$$\text{SNR}\Sigma(i) := \text{SNR}(i) \cdot 10^{-0.1 \cdot 6}$$

ОСШ с учетом запаса помехозащищенности



$$b\_ID(i) := \text{floor} \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{3 \cdot \text{SNR}\Sigma(i)}{h_{\text{happ}}^2} \right)}{\ln(2)} \right)$$

количество бит информации, которое можно передать в течение посылки на i-той несущей для исходных данных



$$R\_Σ\_ID := f\_inf \cdot \sum_{i=L1nes}^{L2nes} b\_ID(i)$$

суммарная скорость передачи для исходных данных

$$R\_Σ\_ID = 7.480923 \times 10^6$$

$$\text{Lnes\_US} := \begin{cases} L \leftarrow L1nes \\ R\_US \leftarrow f\_inf \cdot b\_ID(L) \\ \text{while } R\_US < \text{PERCENT\_US} \cdot R\_Σ\_ID \\ \quad \begin{cases} L \leftarrow L + 1 \\ R\_US \leftarrow R\_US + f\_inf \cdot b\_ID(L) \end{cases} \\ L \end{cases}$$

$$\text{Lnes\_US} = 26$$

$$R_{US} := f_{inf} \cdot \sum_{i=L1nes}^{Lnes\_US} b_{ID}(i)$$

$$R_{US} = 7.976251 \times 10^5$$

$$R_{DS} := f_{inf} \cdot \sum_{i=Lnes\_US+1}^{L2nes} b_{ID}(i)$$

$$R_{DS} = 6.683297 \times 10^6$$

### ПУНКТ 3.5

#### РАСЧЕТ СУММАРНОГО SNR И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ С УЧЕТОМ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

$$f_{inf} := 3.642124 \times 10^3 \quad \text{частота передачи информации при номинальной таузащ}$$

$$f_{inf\_2\tau} := 3.305749 \times 10^3 \quad \text{частота передачи информации при удвоенной таузащ}$$

$$f_{inf\_05\tau} := 3.830278 \times 10^3 \quad \text{частота передачи информации при половинной таузащ}$$

$$p_o := 10^{-7} \quad \text{вероятность ошибки, заданная исходными данными}$$

$$Kadsl := 2.75 \quad \text{коэффициент размножения ошибок}$$

$$\beta_{ap} := 0.558 \quad \text{среднеарифметическое значение коэффициента, определяемое количеством бит информации (при условии, что бета рассчитывает для \beta от 1 до 15), которое передается на несущей частоте}$$

$$Kadsl\beta_{ap} = 1.5345$$

$$h_{hap} := \text{qnorm}\left(1 - \frac{p_o}{Kadsl\beta_{ap}}, 0, 1\right) \quad \text{функция обратная Q(h)}$$

$$SNR\Sigma 1_p := \frac{SNR\_A\_ID(p)}{SNR\_A\_ID(p) \cdot (h1_{p,lt\_opt1})^2 \cdot 10^{-4} + 1} \quad \text{суммарное отношение сигнал/помеха с учетом аддитивных и интерференционных помех при номинальной таузащ}$$

$$snrs1_p := SNR\_A\_ID(p) \cdot (h1_{p,lt\_opt1})^2 \cdot 10^{-4} + 1$$

$$SNR\Sigma 1_p := \frac{SNR\_A\_ID(p)}{snrs1_p}$$

$$SNRint1_p := \frac{1}{(h1_{p,lt\_opt1})^2 \cdot 10^{-4}}$$

$$SNR\Sigma 2_p := \frac{SNR\_A\_ID(p)}{SNR\_A\_ID(p) \cdot (h_{p,lt\_opt2})^2 \cdot 10^{-4} + 1} \quad \text{суммарное отношение сигнал/помеха с учетом аддитивных и интерференционных помех при удвоенной таузащ}$$

$$snrs2_p := SNR\_A\_ID(p) \cdot (h_{p,lt\_opt2})^2 \cdot 10^{-4} + 1$$

$$SNR\Sigma 2_p := \frac{SNR\_A\_ID(p)}{snrs2_p}$$

$$\text{SNR}\Sigma_3_p := \frac{\text{SNR\_A\_ID}(p)}{\text{SNR\_A\_ID}(p) \cdot (h2_{p,lt\_opt3})^2 \cdot 10^{-4} + 1}$$

суммарное отношение сигнал/помеха с учетом аддитивных и интерференционных помех при половинной таузащ

$$\text{snrs}_3_p := \text{SNR\_A\_ID}(p) \cdot (h2_{p,lt\_opt3})^2 \cdot 10^{-4} + 1$$

$$\text{SNR}\Sigma_3_p := \frac{\text{SNR\_A\_ID}(p)}{\text{snrs}_3_p}$$

количеств бит информации, которое можно передать в течение посылки на р-той несущей

при номинальной таузащ

при удвоенной таузащ

$$\text{bap}1_p := \text{floor} \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{3 \cdot \text{SNR}\Sigma_1_p}{h\text{hap}^2 \cdot 10^{0.6}} \right)}{\ln(2)} \right)$$

$$\text{bap}2_p := \text{floor} \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{3 \cdot \text{SNR}\Sigma_2_p}{h\text{hap}^2 \cdot 10^{0.6}} \right)}{\ln(2)} \right)$$

при половинной таузащ

без учета интерференции

$$\text{bap}3_p := \text{floor} \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{3 \cdot \text{SNR}\Sigma_3_p}{h\text{hap}^2 \cdot 10^{0.6}} \right)}{\ln(2)} \right)$$

$$\text{bap\_bez}_p := \text{floor} \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{3 \cdot \text{SNR\_A\_ID}(p)}{h\text{hap}^2 \cdot 10^{0.6}} \right)}{\ln(2)} \right)$$

### скорость передачи

при номинальной таузащ

при удвоенной таузащ

при половинной таузащ

$$R_{\Sigma} := f_{\text{inf}} \cdot \sum_{p=L1nes}^{L2nes} \text{bap}1_p$$

$$R_{\Sigma\_2\tau} := f_{\text{inf\_}2\tau} \cdot \sum_{p=L1nes}^{L2nes} \text{bap}2_p$$

$$R_{\Sigma\_05\tau} := f_{\text{inf\_}05\tau} \cdot \sum_{p=L1nes}^{L2nes} \text{bap}3_p$$

без учета интерференции тау защном

без учета интерференции удвоенная таузащ

$$R_{\Sigma\_bez\_ \tau} := f_{\text{inf}} \cdot \sum_{p=L1nes}^{L2nes} \text{bap\_bez}_p$$

$$R_{\Sigma\_bez\_2\tau} := f_{\text{inf\_}2\tau} \cdot \sum_{p=L1nes}^{L2nes} \text{bap\_bez}_p$$

без учета интерференции половинная таузащ

$$R_{\Sigma\_bez\_05\tau} := f_{\text{inf\_}05\tau} \cdot \sum_{p=L1nes}^{L2nes} \text{bap\_bez}_p$$

$$R_{\Sigma} = 3.744103 \times 10^6$$

$$R_{\Sigma\_2\tau} = 4.535488 \times 10^6$$

$$R_{\Sigma\_05\tau} = 2.723328 \times 10^6$$

$$R_{\Sigma\_bez\_ \tau} = 7.480923 \times 10^6$$

$$R_{\Sigma\_bez\_2\tau} = 6.790008 \times 10^6$$

$$R_{\Sigma\_bez\_05\tau} = 7.867391 \times 10^6$$

### отношение скоростей с учетом интерференции и без

при ном таузащ

при удвоенной таузащ

при половинной таузащ

$$\text{Ratio}R_{\tau} := \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma\_bez\_ \tau}}$$

$$\text{Ratio}R_{2\tau} := \frac{R_{\Sigma\_2\tau}}{R_{\Sigma\_bez\_2\tau}}$$

$$\text{Ratio}R_{05\tau} := \frac{R_{\Sigma\_05\tau}}{R_{\Sigma\_bez\_05\tau}}$$

$$\text{Ratio}R_{\tau} = 0.500487$$

$$\text{Ratio}R_{2\tau} = 0.667965$$

$$\text{Ratio}R_{05\tau} = 0.346154$$

**ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЛІНІЙНОГО СИГНАЛУ  
ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК СП З OFDM**

**Методичні вказівки до виконання  
комплексного завдання з дисципліни  
«Сигнали та коди телекомунікаційних систем» (СКТС)  
Модуль 5.1**

Редактор – Кодрул Л.А.  
Комп'ютерне верстання – Кірдогло Т.В.