

**Балашов В.О., Воробієнко П.П.,
Ляховецький Л.М., Педяш В.В.**

Системи передавання широкосмуговими сигналами

Навчальний посібник

ББК 32.889
УДК 621.395.126;621.395.743
Б 20

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник
для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом
підготовки «Телекомунікації»*

*Лист № 1/11-11631
від 16.07.12*

Балашов В. О.

Б 20 Системи передавання широкосмуговими сигналами: [навч. посібник] /
В. О. Балашов, П. П. Воробієнко, Л. М. Ляховецький, В. В. Педяш. –
Одеса: Вид. центр ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2012. – 336 с.

ISBN 978-966-7598-95-2

Розглядаються теоретичні і реалізаційні основи побудови телекомунікаційних систем, що використовують для передавання множини ортогональних гармонічних сигналів-переносників. У різних стандартах і розробках цей спосіб передавання отримав назви: DMT-модуляція, OFDM (COFDM) – мультиплексування, передавання ортогональними гармонічними сигналами (ОГС).

Основну увагу приділено фізичним характеристикам систем передавання ОГС, оцінці потужності інтерференційних завад, породжуваних порушенням ортогональності сигналів. Наведено розроблені методики математичного та програмного моделювання систем передавання ОГС, результати моделювання та розрахунків.

Книга призначена фахівцям, які займаються розробкою та експлуатацією сучасних систем передавання, а також викладачам і студентам ВНЗів зв'язку.

Рецензенти:

Лега Ю. Г. д.т.н., проф., ректор Черкаського державного технологічного університету;

Мазурков М. І. д.т.н., проф., зав. кафедрою «Інформаційна безпека» Одеського державного політехнічного університету

ББК 32.889

УДК 621.395.126;621.395.743

ISBN 978-966-7598-95-2

© Балашов В. О., Воробієнко П. П.,
Ляховецький Л. М., Педяш В. В.,
2012

ЗМІСТ

ВСТУП	6
Розділ 1. ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ	
ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	8
1.1 Телекомунікаційні сигнали і спектри	8
1.2 Основні властивості спектрів	13
1.3 Спектри найбільш поширених сигналів	17
1.4 Передатні функції та імпульсні реакції лінійних систем	22
1.5 Лінійно-незалежні сигнали. Лінійні сигнали	25
1.6 Широкосмугові сигнали	29
1.7 Середнє число ортогональних смугообмежених сигналів в скінченному інтервалі часу	30
Питання та завдання до розділу 1	35
Розділ 2 ПОСЛІДОВНИЙ І ПАРАЛЕЛЬНИЙ СПОСОБИ	
ПЕРЕДАВАННЯ СИГНАЛІВ	36
2.1 Послідовне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку	36
2.2 Інтерференційні завади. Критерій Найквіста.....	40
2.3 Паралельне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку	42
2.4 Дисперсія інтерференційних завад в СП ОС за найквістової швидкості передавання.....	48
2.5 Методика розрахунку міжканальних і міжсимвольних завад.....	51
Питання та завдання до розділу 2	55
Розділ 3 СИСТЕМА ПЕРЕДАВАННЯ СМУГООБМЕЖЕНИМИ	
ОРТОГОНАЛЬНИМИ СИГНАЛАМИ	56
3.1 Робастні системи передавання.....	56
3.2 Системи передавання ортогональними гармонічними сигналами.....	62
3.3 Синтез сигналів-переносників на основі гармонічного базису	72
3.4 Модуляція – демодуляція сигналів СП ОГС на основі алгоритмів дискретного перетворення Фур'є.....	78
Питання та завдання до розділу 3	85
Розділ 4 ОЦІНКА ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМ	
ПЕРЕДАВАННЯ ОРТОГОНАЛЬНИМИ СИГНАЛАМИ	86
4.1. Дисперсія інтерференційних завад в СП ОС з кореляційним прийомом	86
4.2. Дисперсія інтерференційних завад в СП ОГС	97
4.3. Методика розрахунку завадозахищеності сигналів СП ОГС	105
Питання та завдання до розділу 4	111
Розділ 5 КОРЕКЦІЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК	
КАНАЛІВ СП ОГС	112
5.1 Особливості задачі корекції в СП ОГС.....	112
5.2 Алгоритм мінімізації середньоквадратичної помилки апроксимації на основі перетворення Фур'є	115

5.3 Алгоритм корекції з обмеженням тривалості ІР наскрізного каналу	119
5.4 Синтез коригувальних пристроїв на основі гармонічного базису	126
5.5 Коректор лінійних спотворень зі швидкою адаптацією	127
5.6 Алгоритм корекції з адаптивним формуванням БПФ.....	136
5.7 Градієнтний алгоритм настроювання гармонічного коректора.....	145
Питання та завдання до розділу 5	147
Розділ 6 ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ ГРУПОВОГО СИГНАЛУ СП ОГС	148
6.1 Оптимальний спектр сигналу при передаванні смуго обмеженим каналом зв'язку з лінійними спотвореннями і адитивним шумом.....	148
6.2 Розподіл кількості передаваної інформації по несучих СП ОГС	149
6.3 Алгоритм максимізації швидкості передавання інформації	151
6.4 Алгоритм мінімізації потужності передаваного сигналу СП ОГС.....	159
6.5 Алгоритм мінімізації ширини смуги частот, займаної груповим сигналом СП ОГС	160
Питання та завдання до розділу 6	164
Розділ 7 АЛГОРИТМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ В СП ОГС	165
7.1 Алгоритми перетворення сигналів в передавачі СП ОГС.....	165
7.1.1 Узагальнена структурна схема передавача СП ОГС.....	165
7.1.2 Циклічна надлишкова перевірка	166
7.1.3 Скремблювання сигналу	167
7.1.4 Кодування з метою виправлення помилок.....	169
7.1.5 Перемежування сигналів.....	171
7.1.6 Згорткове кодування.....	174
7.1.7 Сигнально-кодові конструкції.....	179
7.1.8 Модуляція і формування спектра.....	183
7.2 Алгоритми перетворення сигналів у приймачі СП ОГС	184
7.2.1 Узагальнена структурна схема приймача СП ОГС	184
7.2.2 Алгоритм тактової синхронізації	187
7.2.3 Ефективні цифрові алгоритми корекції частотних характеристик каналів зв'язку.....	197
7.2.4 Компенсація лінійних спотворень вихідних сигналів демодулятора.....	200
7.2.5 Компенсація розбіжності частот задаючих генераторів приймача і передавача	202
7.2.6 Розділення сигналів зустрічних напрямків передавання	205
Питання та завдання до розділу 7	213

Розділ 8 СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ, ЩО ВІДПОВІДАЮТЬ РЕКОМЕНДАЦІЯМ МСЕ-Т G.992 – G.993	214
8.1 Загальні характеристики СП, що відповідають рекомендаціям G.992 – G.993	214
8.2 Алгоритми модуляції та демодуляції СП ADSL	226
8.3 Структурна схема передавача.....	230
8.4 Структура кадрів ADSL.....	233
8.5 Алгоритми формування сигналів на передачі	237
8.5.1 Циклічна надлишкова перевірка	237
8.5.2 Скремблювання.....	238
8.5.3 Попередня корекція помилок і перемежування.....	238
8.5.4 Розподіл бітів по несучих.....	239
8.5.5 Внутрішнє кодування та перетворення бітів	240
8.5.6 Кодер сузір'їв.....	242
8.5.7 Алгоритм модуляції.....	244
8.6 Потенційні характеристики СП ADSL	246
8.7 Потенційні характеристики СП ADSL при паралельній роботі на багатопарних телефонних кабелях.....	252
Питання до розділу 8	256

Розділ 9 ВИКОРИСТАННЯ СП ОГС В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ЗВУКОВОГО І ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ, БЕЗПРОВОДОВОГО ШИРОКОСМУГОВОГО ДОСТУПУ	257
9.1 Система цифрового звукового мовлення	257
9.2 Система наземного телевізійного цифрового мовлення.....	261
9.3 Системи цифрового телебачення другого покоління DVB-T2 і DVB-C2.....	272
9.4 Характеристики систем передавання Стандарту IEEE 802.16.....	277
9.5 Характеристики систем передавання Стандарту IEEE 802.11	279
Додаток А	282
Скорочення.....	298
Глосарій	301
Література	330

ВСТУП

Широке розповсюдження серед сучасних засобів зв'язку отримали системи передавання (СП), що використовують широкосмугові сигнали. Традиційно до широкосмугових відносять сигнали на базі функцій Уолша і, відповідно, до широкосмугових відносять СП, які використовують ці сигнали, наприклад, СП стандарту CDMA. Рідше поняття широкосмуговості вживають по відношенню до сигналів, які використовуються в технологіях передавання з OFDM. СП, що використовують для передавання множини ортогональних гармонічних сигналів (ОГС), незалежно і одночасно модульованих інформаційними сигналами, що передаються, мають низку важливих переваг, які визначили їх широке застосування в мережах широкосмугового доступу, цифрового телевізійного і радіомовлення.

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

За останні два десятиліття завдяки успіхам застосування цифрової обробки сигналів розроблено ряд СП, що використовують для передавання широкосмугові гармонічні сигнали. За кордоном цей спосіб передавання називають різними термінами: Discrete Multi Tone – DMT-модуляція, Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM-мультиплексування, або модуляція, Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – COFDM. З точки зору вітчизняної термінології, автори віддають перевагу назві «спосіб (система) передавання 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;

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

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

Для побудови цифрових широкосмугових мереж доступу абонентськими двопроводовими лініями зв'язку Рекомендацією ІТУ G.992 регламентовано асиметричний спосіб передавання ортогональними гармонічними сигналами

ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), названий авторами Рекомендації DMT-модуляцією. DMT-модуляція рекомендована також для побудови СП VDSL (Very High Speed Digital Subscriber Line) зі швидкістю передавання по абонентських лініях до 200 Мбіт/с (Рекомендація ITU G.993).

Широке застосування СП ОГС на мережах зв'язку пов'язано з тим, що ці системи забезпечують високу ефективність передавання інформації каналами зв'язку з ненормованими і нестабільними в часі частотними характеристиками, з адитивними і мультиплікативними завадами.

Цей перспективний напрям розвитку техніки зв'язку досить добре освітлено в іноземній науковій і технічній літературі. Серед останніх публікацій можна назвати, наприклад, монографію «Multi-Carrier Digital Communications. Theory and Applications of OFDM» © 2004 Springer Science + Business Media, Inc., книгу «ADSL/VDSL Principles», Dr. Dennis J. Rauschmayer, Macmillan Technical Publishing, 1999 тощо. У науково-технічній літературі країн СНД цей напрямок розвитку техніки практично не освітлено, не враховуючи перекладні видання, що описують в основному загальні технічні та споживчі характеристики цього класу систем. З останніх публікацій з цієї теми можна вказати «Технології ADSL/ADSL2+ : теорія і практика застосування», І.Г. Бакланов, – Метротек 2007.

Ще менш благополучною є ситуація з навчальною та методичною літературою та посібниками для вивчення цього перспективного класу СП.

Пропонований посібник покликаний познайомити, перш за все, студентів вищих навчальних закладів в області телекомунікацій, інших читачів з принципами побудови і функціонування обладнання СП ОГС, основними алгоритмами передавання і прийому сигналів, характеристиками передавального і приймального обладнання, потенційно досяжними характеристиками передавання. Посібник надасть можливість заповнити відсутню інформацію, необхідну для проектування і експлуатації ширококутових мереж доступу, побудованих на СП ОГС. Він складений на основі матеріалів Рекомендацій ITU-T, стандартів ETSI, а також теоретичних досліджень, розрахунків, моделювання та практичних вимірювань характеристик СП ОГС, виконаних під керівництвом і за участю авторів.

Зміст посібника відповідає програмі дисципліни «Сигнали та коди телекомунікаційних систем» і може бути також використаний при вивченні курсів: «Системи передавання мереж доступу» і «Системи передавання ортогональними гармонічними сигналами».

1 ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Телекомунікаційні сигнали і спектри

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

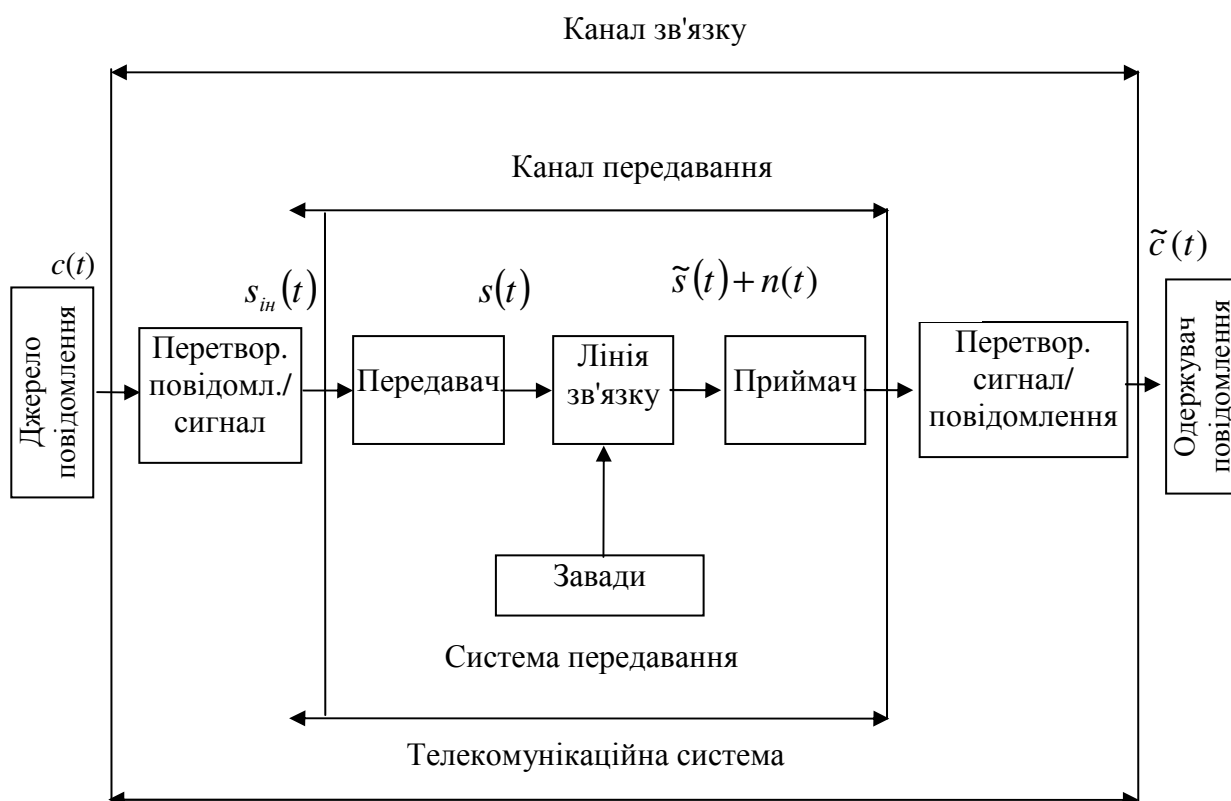


Рисунок 1.1 – Узагальнена схема телекомунікаційної системи

Різні види повідомлень $c(t)$, $0 \leq t < \infty$, породжених джерелами повідомлень (акустичні сигнали, відеосигнали, текст, сигнали датчиків тощо), що підлягають передаванню каналами зв'язку, перетворюються термінальними пристроями інформації (перетворювачами повідомлення/сигнал) в інформаційні електричні сигнали $s_{in}(t)$.

Для передавання інформаційних сигналів на значні відстані використовуються системи передавання (СП). Система передавання – це комплекс технічних засобів та середовища розповсюдження електромагнітних електричних сигналів, які забезпечують створення стандартних каналів (трактів) передавання ТКС. Основною функцією передавача (передавального обладнання) СП є перетворення передаваного сигналу $s_{in}(t)$ в лінійний сигнал $s(t)$, який з допустимими спотвореннями може бути передаваний через

середовище розповсюдження (по лінії зв'язку) на приймальне обладнання (приймач) СП. Перетворення інформаційних сигналів $s_{\text{ін}}(t)$ в лінійні сигнали $s(t)$ здійснюється за допомогою операції модуляції.

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

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

$$s(t), 0 \leq t < T, \quad (1.1)$$

або багатомірними

$$\{s_l(t)\}_{l=1}^n = \{s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)\}, 0 \leq t < T,$$

функціями неперервного або дискретного часу:

$$\begin{aligned} & s(k\tau), k = 0, 1, 2, \dots, N-1; \\ & \{s_l(k\tau)\}_{l=1}^n = \{s_1(k\tau), s_2(k\tau), \dots, s_n(k\tau)\}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1; \tau = T/N, \end{aligned} \quad (1.2)$$

де T – тривалість сигналу; n – число складових багатомірного сигналу; $s(k\tau)$ – відліки (значення) дискретного сигналу, визначені в моменти часу $k\tau$, $k = 1, 2, \dots, N$; τ – інтервал дискретизації; N – число відліків сигналів на інтервалі часу T .

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

$$s(k\tau) = s(k), k = 0, 1, 2, \dots, N-1; -2^{b-1} \leq s(k) \leq 2^{b-1}, \quad (1.3)$$

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

Цифрове подання сигналів різноманітних джерел інформації у вигляді часової послідовності двійкових імпульсів (сигналів, які набувають двох значень), що кодують параметри інформаційних сигналів, стало основним у

сучасних системах створення, обробки, зберігання і передавання інформації. Це пояснюється наступними перевагами цифрового подання сигналів:

- уніфікацією подання різних видів інформаційних сигналів;
- скороченням інформаційної надлишковості у разі переходу від аналогового до цифрового сигналу;
- зручністю зберігання, відтворення і оброблення цифрової інформації;
- простотою кодування інформації з метою підвищення завадозахищеності і секретності;
- можливістю стиснення сигналів шляхом усунення інформаційної надлишковості повідомлень.

Важливою формою опису сигналів є спектральне подання сигналів. Під спектром сигналу $s(t), 0 \leq t < T$, розуміють послідовність (скінченну або нескінченну) коефіцієнтів C_i розкладання сигналу за вибраною системою базисних функцій $\eta_i(t), i = 0, 2, \dots$:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i \eta_i(t), 0 \leq t < T \quad (1.4)$$

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

Якщо система базисних функцій ортонормована:

$$\int_0^T \eta_i(t) \eta_j(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{якщо } i = j; \\ 0, & \text{якщо } i \neq j, \end{cases} \quad (1.5)$$

то спектральні складові C_i можна розрахувати за формулою:

$$C_i = \int_0^T s(t) \eta_i(t) dt. \quad (1.6)$$

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

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

$$\{\cos n\omega_0 t, \sin n\omega_0 t\}_{n=0}^{\infty}, \omega_0 = 2\pi/T.$$

Це зумовило зручність спектрального розкладання сигналів за гармонічними функціями. Тому в техніці зв'язку під спектром, якщо спеціально не обумовлено іншу систему функцій, маються на увазі коефіцієнти розкладання сигналу за гармонічними функціями. У такому разі ряд (1.4) набуває вигляду:

$$s(t) = \alpha_0 / 2 + \sum_{n=1}^{\infty} (\alpha_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t), \quad \omega_0 = 2\pi/T \quad (1.7)$$

$$\alpha_0 = 2/T \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt, \quad \alpha_n = 2/T \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega_0 t dt, \quad b_n = 2/T \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega_0 t dt.$$

Спектральне подання сигналу у вигляді періодичної послідовності імпульсів, графік якого наведено на рис. 1.2, а, описується виразом:

$$s(t) = A/2 + A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \pi n/2}{\pi n/2} \cos n\omega_0 t. \quad (1.8)$$

Графік спектра сигналу $s(t)$ при $\tau = T/2$ показано на рис. 1.2, б.

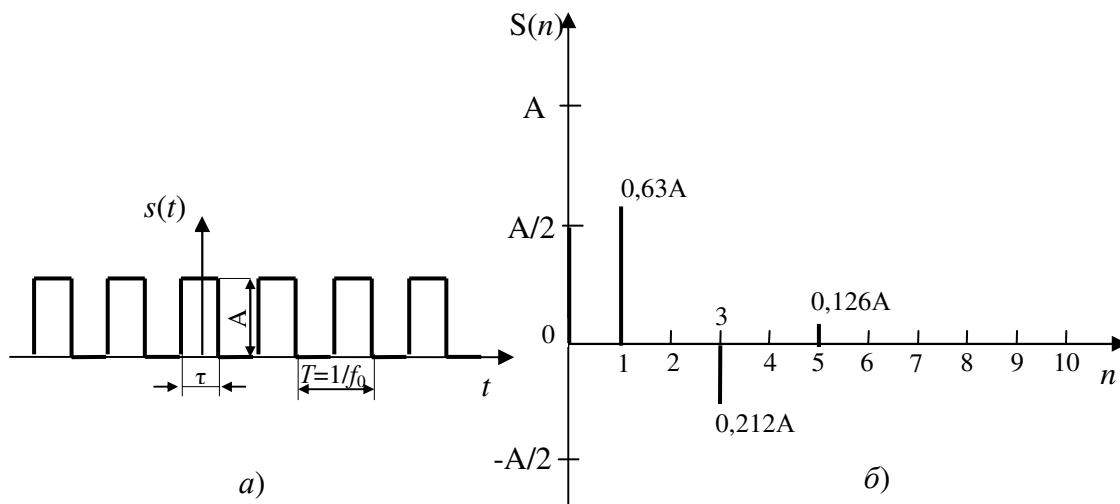


Рисунок 1.2 – Спектральне подання сигналу у вигляді періодичної послідовності імпульсів: а – періодичний прямокутний сигнал; б – спектр періодичного прямокутного сигналу

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

У теоретичних дослідженнях, у моделюванні широко використовується комплексне спектральне подання періодичних сигналів:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{in\omega_0 t}, \quad \omega_0 = 2\pi/T, \quad (1.9)$$

де

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-in\omega_0 t} dt.$$

При спрямуванні T до нескінченності ω_0 прагне до нуля, внаслідок чого ряд (1.9) переходить в інтеграл Фур'є [1.2]. Пара перетворень Фур'є (пряме і зворотне) записується таким чином:

$$S(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt; \quad -\infty < \omega < \infty,$$

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(i\omega)e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.10)$$

Із визначення функції $S(i\omega)$ випливає її комплексний характер:

$$S(i\omega) = A(\omega) + iB(\omega),$$

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\cos \omega t dt; \quad (1.11)$$

$$B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\sin \omega t dt.$$

Це випливає із подання експоненти за формулою Ейлера [3]:

$$e^{i\omega t} = \cos \omega t + i \sin \omega t,$$

$$e^{-i\omega t} = \cos \omega t - i \sin \omega t,$$

З виразу (1.11) виходить, що, внаслідок парності функції $\cos \omega t$, $A(\omega) = \text{Re} S(i\omega)$ є парною функцією частоти. Аналогічно $B(\omega) = \text{Im} S(i\omega)$ є непарною функцією частоти внаслідок непарності функції $\sin \omega t$ (Re – реальна, Im – уявна складові комплексного спектра).

Комплексну функцію $S(i\omega)$ можна надати у такому вигляді:

$$S(i\omega) = |S(i\omega)|e^{-i\varphi(\omega)}, \quad (1.12)$$

де, відповідно до теорії комплексних функцій,

$$|S(i\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} - \text{модуль спектра},$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg B(\omega)/A(\omega) - \text{аргумент спектра}. \quad (1.13)$$

Геометричне подання співвідношень (1.12, 1.13) ілюструє рисунок 1.3.

Модуль і аргумент спектра в цілому мають певний фізичний зміст: $|S(i\omega)|$ називають амплітудно-частотною характеристикою сигналу (АЧХ), а $\varphi(i\omega)$ – його фазочастотною характеристикою (ФЧХ). Дійсно, якщо розглянути довільно вибраний компонент (при $\omega = \omega_l$) сигналу (1.10) і представити його у вигляді виразу:

$$S(i\omega_l)e^{i\omega_l t} = |S(i\omega_l)|e^{i\varphi(\omega_l)}e^{i\omega_l t} = |S(i\omega_l)|e^{i[\omega_l t + \varphi(\omega_l)]},$$

то стане зрозуміло, що $|S(i\omega_l)|$ визначає її амплітуду, а $\varphi(\omega_l)$ – початкову фазу (зі зворотним знаком).

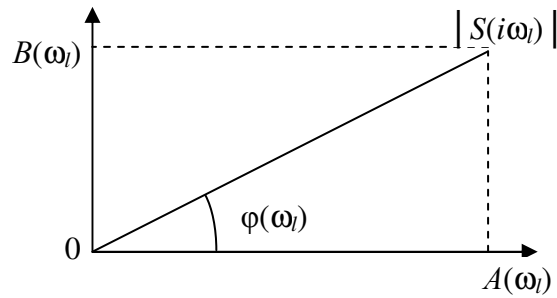


Рисунок 1.3 – Геометричне подання складової комплексного спектра на частоті ω_l

Для дискретних і цифрових сигналів справедлива дискретна форма прямого і зворотного перетворення Фур'є:

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-i \frac{2\pi nk}{N}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (1.14)$$

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S(n) e^{i \frac{2\pi nk}{N}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1,$$

що називаються відповідно ПДПФ і ЗДПФ (пряме дискретне і зворотне дискретне перетворення Фур'є) [4].

1.2 Основні властивості спектрів

Наведемо ряд важливих для подальшого вивчення матеріалу посібника властивостей спектрів [1] (деякі без доказів).

1. Амплітудно-частотна характеристика і реальна частина спектра $s(\omega)$ довільного дійсного сигналу $s(t)$ є парними функціями частоти, а його фазочастотна характеристика і уявна частина – непарними:

$$A(\omega) = A(-\omega); \quad |S(i\omega)| = |S(-i\omega); \quad (1.15)$$

$$B(-\omega) = -B(\omega); \quad \varphi(-\omega) = -\varphi(\omega).$$

Це результат парності функцій $\cos \omega t$ і непарності функції $\sin \omega t$ у формулі (1.11).

2. Теорема масштабів. Нехай сигнал $s(t)$ має спектр $S(i\omega)$. Тоді сигнал $s(\alpha t)$, де α – довільне дійсне число, має спектр $(1/|\alpha|) S(i\omega/\alpha)$.

Доказ. Припустимо, що $\alpha > 0$. У інтегралі

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

зробимо заміну змінних $t' = \alpha t$. Тоді отримаємо:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(\alpha t) e^{-i\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t') e^{-i\omega \frac{t'}{\alpha}} \frac{1}{\alpha} dt' = \frac{1}{\alpha} S\left(\frac{i\omega}{\alpha}\right).$$

Для від'ємного $\alpha < 0$ можна записати $t' = |\alpha|t$:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(\alpha t) e^{-i\omega t} dt = \int_{\infty}^{-\infty} s(t') e^{-i\omega \frac{t'}{|\alpha|}} \frac{1}{-|\alpha|} dt' = \frac{1}{|\alpha|} S\left(\frac{i\omega}{\alpha}\right),$$

що і доводить теорему.

Цю теорему ілюструє рис. 1.4, де показано прямокутні сигнали $s(t)$ і $s(\alpha t)$, $\alpha = 2$ (рис. 1.4, а) і відповідні їм спектри $S(i\omega)$ і $(1/\alpha) S(i\omega/\alpha)$ (рис. 1.4, б).

Слідство. Перехід від дійсного сигналу $s(t)$ до інвертованого в часі сигналу $s(-t)$ призводить до перетворення його спектра $S(i\omega)$ в комплексно-сполучений спектр $\bar{S}(i\omega)$ (риса означає комплексно-сполучену функцію).

Це твердження впливає безпосередньо з теореми масштабів і наведеної вище властивості 1 спектрів, з урахуванням якого $\text{Re}S(i\omega)$ – парна функція, а $\text{Im}S(i\omega)$ – непарна. Дійсно, спектр сигналу $x(-t)$ має вигляд:

$$\frac{1}{|-1|} S\left(\frac{i\omega}{-1}\right) = \text{Re}S(-i\omega) + \text{Im}S(-i\omega) = \text{Re}S(i\omega) - \text{Im}S(i\omega) = \bar{S}(i\omega).$$

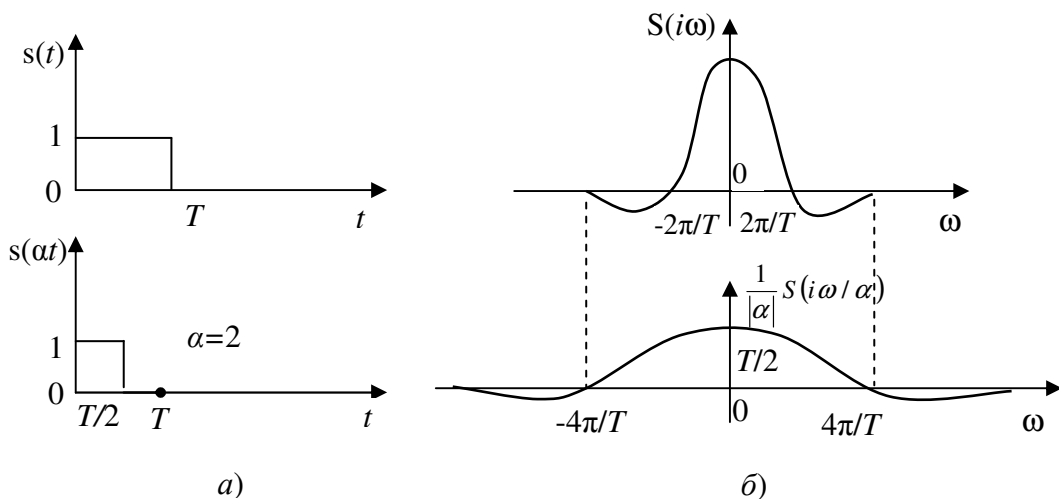


Рисунок 1.4 – Ілюстрація до теореми масштабів: а – сигнали, б – спектри

3. Теорема Релея-Парсеваля. Енергія сигналу дорівнює енергії його спектра, поділеної на 2π :

$$\int_0^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(i\omega)|^2 d\omega. \quad (1.16)$$

Слідство. З рівності (1.16) випливає, що енергія сигналу не залежить від його фазочастотної характеристики.

4. Теорема запізнювання. Нехай сигнал $s(t)$ має спектр $S(i\omega)$. Тоді сигнал $s(t-\tau)$ (сигнал $s(t)$, затриманий на час τ) має спектр $S(i\omega)e^{-i\omega\tau}$.

Доказ. За допомогою заміни змінних $t' = t - \tau$ перетворимо поданий нижче інтеграл:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau) e^{-i\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t') e^{-i\omega(t'+\tau)} dt' = -e^{-i\omega\tau} \int_{-\infty}^{\infty} s(t') e^{-i\omega t'} dt' = e^{-i\omega\tau} S(i\omega).$$

Твердження доведене.

5. Теорема В. А. Котельникова. Довільний сигнал $s(t)$, спектр якого $S(i\omega)$ поза смугою частот $-\Omega \leq \omega < \Omega$ дорівнює 0 (такі сигнали називають смугообмеженими), може бути відновлений за своїми дискретними значеннями (відліками), узятими через інтервал часу

$$T = \pi / \Omega \quad (1.17)$$

(інтервал Котельникова) або з подвоєною верхньою частотою, оскільки періоду (1.17) відповідає частота дискретизації:

$$f_d = \frac{1}{T} = \frac{\Omega}{\pi} = \frac{2\pi f_B}{\pi} = 2f_B \quad (1.18)$$

де f_B – верхня частота в спектрі сигналу $s(t)$ в герцах. Формула відновлення сигналу має вигляд:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(kT) \frac{\sin \Omega(t - kT)}{\Omega(t - kT)}. \quad (1.19)$$

На рис. 1.5, *a* подано модуль спектра смугообмеженого сигналу, а на рис. 1.5, *б* – його дискретні значення, узяті відповідно до теореми В.О. Котельникова.

Можна показати, що сума квадратів усіх "котельниківських" відліків сигналу $s(kT)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, пов'язана з його енергією співвідношенням:

$$T \sum_{k=-\infty}^{\infty} x^2(kT) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt. \quad (1.20)$$

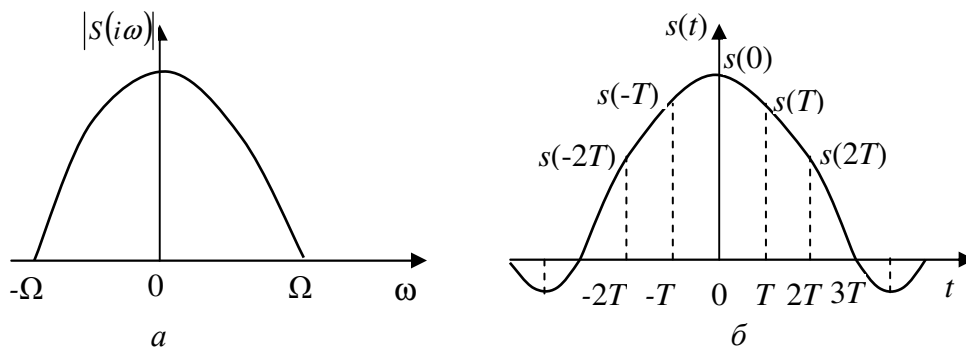


Рисунок 1.5 – Модуль спектра смугообмеженого сигналу (*a*); дискретизація смугообмеженого сигналу (*б*)

6. Теорема згортки. Розглянемо два сигнали: $u(t)$ і $v(t)$. Введемо третій сигнал $w(t)$ за допомогою формули згортки:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)v(t-\tau)d\tau. \quad (1.21)$$

Тоді спектри сигналів $u(t)$, $v(t)$ і $w(t)$ пов'язані співвідношенням:

$$W(i\omega) = U(i\omega)V(i\omega). \quad (1.22)$$

Доказ. Знайдемо перетворення Фур'є функції часу (1.21):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)v(t-\tau)d\tau \right] e^{-i\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \left[\int_{-\infty}^{\infty} v(t-\tau)e^{-i\omega t} dt \right] d\tau.$$

Скориставшись теоремою 4, приведемо останній вираз до вигляду:

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)e^{-i\omega\tau}V(i\omega)d\tau = U(i\omega)V(i\omega),$$

звідки випливає рівність (1.22).

Слідство. Має місце рівність Парсеваля-Планшереля:

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(i\omega)V(i\omega)d\omega. \quad (1.23)$$

7. Теорема диференціювання. Якщо сигнал $s(t)$ має спектр $S(i\omega)$, то похідна сигналу

$$s'(t) = \frac{d}{dt} s(t)$$

має спектр $i\omega S(i\omega)$. Доводиться перевіркою.

8. Теорема про зміщення спектра. Множення сигналу $s(t)$ із спектром $S(i\omega)$ на функцію $2\cos\omega_0 t$ або $2\sin\omega_0 t$ призводить до таких результатів перетворення спектра:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) 2\cos\omega_0 t e^{-i\omega t} dt &= S(\omega + \omega_0) + S(\omega - \omega_0); \\ \int_{-\infty}^{\infty} s(t) 2\sin\omega_0 t e^{-i\omega t} dt &= iS(\omega + \omega_0) - iS(\omega - \omega_0). \end{aligned} \quad (1.24)$$

Доказ. З двох співвідношень (1.24) доведемо друге. Використовуючи вираження синуса через експоненціальні функції, можемо записати:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t) 2\sin\omega_0 t e^{-i\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \frac{2(e^{i\omega_0 t} - e^{-i\omega_0 t})}{2i} e^{-i\omega t} dt =$$

$$= -i \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i(\omega - \omega_0)t} dt + i \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i(\omega + \omega_0)t} dt = iS(\omega + \omega_0) - iS(\omega - \omega_0).$$

Аналогічно доводиться і перша рівність (1.24).

1.3 Спектри найбільш поширених сигналів

Розглянемо спектральні характеристики деяких найбільш поширених сигналів, які нам знадобляться надалі.

Спектр поодинокого прямокутного імпульсу тривалістю T . Спектр імпульсу, згідно з виразом (1.10), дорівнює:

$$S(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt = \int_{-T/2}^{T/2} 1 e^{-i\omega t} dt = \frac{e^{-i\omega T/2} - e^{i\omega T/2}}{-i\omega} = 2 \frac{\sin \omega T / 2}{\omega}. \quad (1.25)$$

Графік отриманого спектру наведено на рис. 1.6.

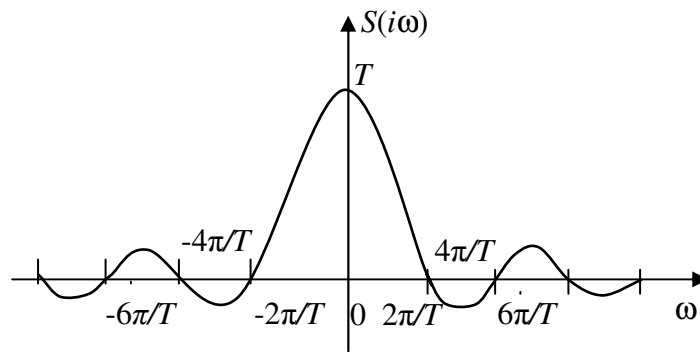


Рисунок 1.6 – Спектр прямокутного імпульсу

Звернемо увагу на те, що даний спектр є дійсною функцією частоти (цю властивість мають спектри усіх парних сигналів). Максимального значення функція (1.25) досягає в точці $\omega = 0$ (воно дорівнює T , що легко перевірити, якщо розкрити невизначеність за правилом Лопітала [3]). Таким чином, найбільший "внесок" при "побудові" прямокутного імпульсу дає функція $e^{-i\omega t}$ нульової частоти, так звана постійна складова. Найменший (нульовий) "вклад" дають комплексні експоненти з частотами $\omega = k(2\pi/T)$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$, коефіцієнти при них $S(k2\pi/T)$ дорівнюють нулю. Вплив на форму прямокутного сигналу експоненціальних функцій $e^{-i\omega t}$ за $\omega \rightarrow \pm\infty$ прагне до 0:

$$\lim_{\omega \rightarrow \pm\infty} \frac{\sin \omega T / 2}{\omega} = 0.$$

Корисно порівняти останній графік спектра із спектром періодичної послідовності прямокутних імпульсів (рис. 1.2). Легко помітити, що спектри на частотах $\omega = \pi(2n - 1)/T$, $n = 1, 2, \dots$ співпадають з точністю до постійного множника, який дорівнює T .

Важливою теоретичною моделлю є дельта-сигнал – $\delta(t)$ [1, 3], який є нескінченно коротким імпульсом у момент часу $t=0$ з нескінченно великою амплітудою і одиничною площею (рис. 1.7). Аналітично він описується δ -функцією, визначеною як межа, до якої прагне послідовність прямокутних імпульсів з амплітудою k/T і тривалістю T/k при $k=1,2,\dots$ (рис. 1.8).

Дельта-сигнал має важливу властивість, яка дістала назву фільтрувальної дії дельта-функції, яка визначається наступним співвідношенням:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)\delta(t - \tau)d\tau. \quad (1.26)$$

Оскільки δ -функція визначена лише за $t = 0$, то інтегрування в (1.26) по τ дорівнює значенню $s(t)$ за $t = \tau$.

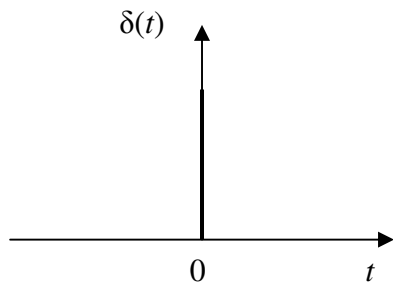


Рисунок 1.7 – δ -сигнал

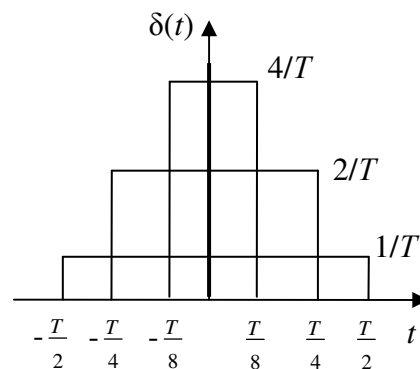


Рисунок 1.8 – Модель δ -сигналу

Спектр δ -сигналу:

$$s(t) = A\delta(t);$$

$$S(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A\delta(t) e^{-i\omega t} dt = A \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega t} \delta(0) dt = Ae^{-i\omega 0} = A = const. \quad (1.27)$$

Таким чином, спектр δ -сигналу є рівномірним на всіх частотах (рис. 1.9).

Спектр постійного в часі сигналу $u(t) = u_0 = const$ описується виразом:

$$S(\omega) = 2\pi u_0 \delta(\omega). \quad (1.28)$$

Для доказу останнього достатнє вираз для спектру (1.28) підставити у формулу зворотного перетворення Фур'є (1.10) і скористатися особливістю δ -функції.

Таким чином, спектр постійного в часі сигналу зосереджений на нульовій частоті ($\omega = 0$) і описується дельта-функцією. Графік спектра наведено на рис. 1.10.

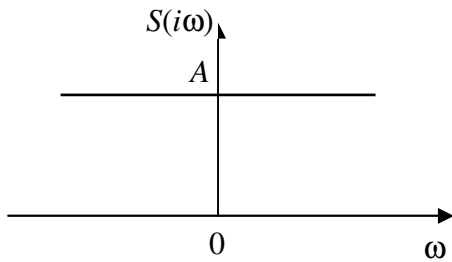


Рисунок 1.9 – Спектр δ -сигналу

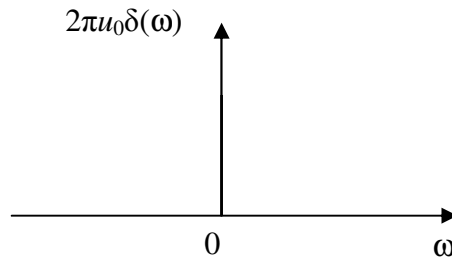


Рисунок 1.10 – Спектр постійного в часі сигналу

Спектр комплексного експоненціального сигналу $s(t) = e^{i\omega_0 t}$ описується виразом $S(i\omega) = 2\pi\delta(\omega - \omega_0)$, який перевірюється виконанням співвідношення:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2\pi\delta(\omega - \omega_0) e^{i\omega t} d\omega.$$

Графік спектра є дельта-функцією на частоті ω_0 .

Спектр гармонічних сигналів. Враховуючи останній результат і відоме подання тригонометричних функцій через експоненційні за формулою Ейлера, запишемо вирази для спектрів косинусоїдального сигналу:

$$S_c(i\omega) = \pi[\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] \quad (1.29)$$

і для синусоїдального сигналу:

$$S_s(i\omega) = -i\pi[\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)] \quad (1.30)$$

Графіки спектрів наведено на рис. 1.11, а і б.

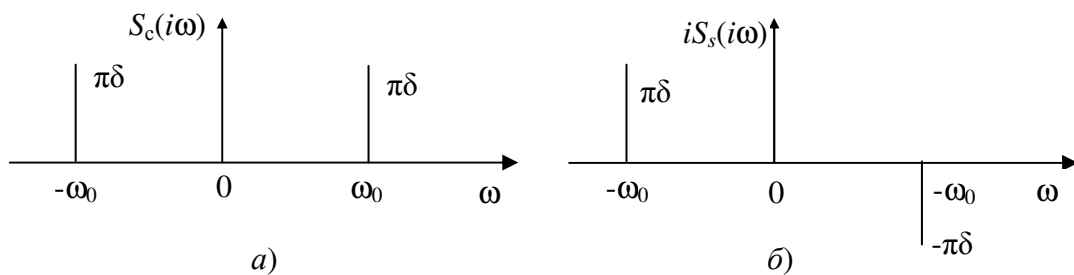


Рисунок 1.11 – Комплексні спектри гармонічних сигналів

Спектр періодичного сигналу довільної форми.

Розкладання періодичного сигналу $s(t)$ в комплексний ряд Фур'є має вигляд (1.9):

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{in\omega_0 t},$$

де $\omega_0 = 2\pi/T$; T – період.

Запишемо пряме перетворення Фур'є $s(t)$:

$$S(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{in\omega_0 t} \right) e^{-i\omega t} dt.$$

Перетворимо останній вираз:

$$S(i\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \int_{-\infty}^{\infty} e^{-in\omega_0 t} e^{-i\omega t} dt = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(\omega - n\omega_0). \quad (1.31)$$

Тут використано вираз для спектра експоненційного сигналу.

Спектр періодичної послідовності δ -сигналів, яка аналітично описується виразом:

$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT), \quad (1.32)$$

де T – період.

Скористаємося поданням $\eta(t)$ у вигляді комплексного ряду Фур'є:

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_n e^{i2\pi n t / T}; \\ C_n &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t) e^{-i2\pi n t / T} dt = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \right] e^{-i2\pi n t / T} dt = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} \delta(t - kT) e^{-i2\pi n t / T} dt = \frac{1}{T}. \end{aligned}$$

Скористаємося тепер виразом (1.31), підставивши в нього значення $C_n=1/T$:

$$S_{\eta}(\omega) = 2\pi/T \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - n \frac{2\pi}{T}\right). \quad (1.33)$$

Таким чином, спектр періодичної послідовності δ -сигналів є періодичною послідовністю δ -функцій в частотній області (рис. 1.12).

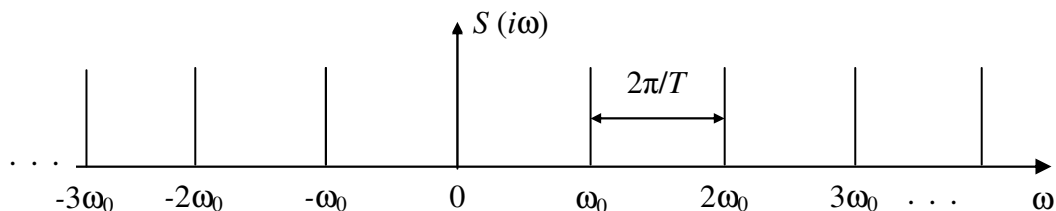


Рисунок 1.12 – Спектр періодичної послідовності δ -сигналів

Наведемо одне з корисних співвідношень, що випливає з (1.33). Періодичну послідовність δ -сигналів (1.32) можна подати так:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n2\pi/T) e^{i\omega t} dt = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n2\pi/T) e^{i\omega t} dt.$$

На підставі фільтруючої властивості δ -функції:

$$T \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in2\pi/T t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\omega_0 t}, \omega_0 = 2\pi/T. \quad (1.34)$$

Перетворення спектрів в процесі дискретизації сигналів. Теорема Котельникова визначає умови однозначного подання аналогового сигналу $s(t)$ дискретним $s(kT)$ (1.19). Визначимо спектр дискретизованого сигналу.

Процес дискретизації неперервного сигналу $s(t)$, $-\infty < t < \infty$, який має смугообмежений спектр $S(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, може бути описаний як добуток $s(t)$ і періодичної послідовності δ -сигналів (1.32):

$$s(kT) = s(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT), \quad T = \pi/\Omega.$$

Спектр дискретного сигналу $s(kT)$ може бути знайдений шляхом згортки спектрів перемножених сигналів:

$$S_d(i\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(iv) S_\eta(i\omega - iv) dv. \quad (1.35)$$

Підставимо вираз (1.33) в рівняння (1.35) і після нескладних перетворень отримаємо:

$$\begin{aligned} S_d(i\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[S(iv) \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T} - v\right) \right] dv = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(iv) \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T} - v\right) dv = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(\omega - n\Omega_d), \\ \Omega_d &= 2\pi/T, \end{aligned} \quad (1.36)$$

де Ω_d – частота дискретизації.

Таким чином, спектр дискретного сигналу $s(kT)$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, дорівнює сумі зсувів спектра $s(t)$ неперервного сигналу (рис. 1.13, а). Рис. 1.13, б ілюструє випадок, коли $\Omega_d = 2\Omega$, рис. 1.13, в – коли $\Omega_d < 2\Omega$ і рис. 1.13, г – коли $\Omega_d > 2\Omega$. Видно, що при $\Omega_d < 2\Omega$ виникає перекриття спектрів дискретизованого сигналу, яке не дозволяє відновити первинний неперервний сигнал. Таким чином, стає більш наочним зміст теореми Котельникова.

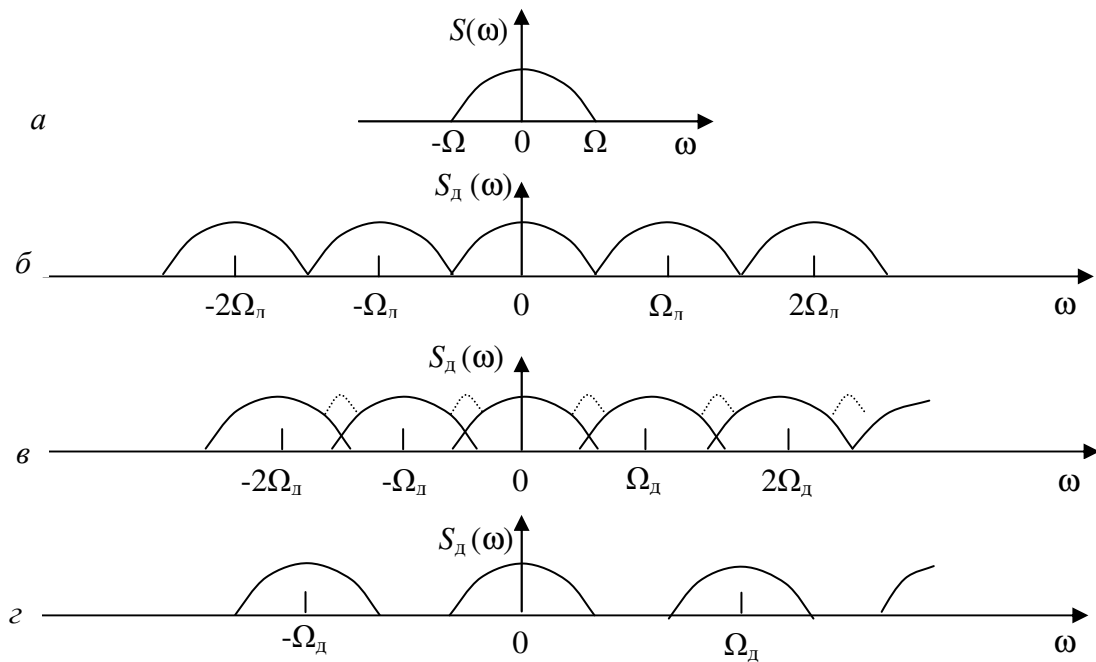


Рисунок 1.13 – Перетворення спектра сигналу за його дискретизації

1.4 Передатні функції і імпульсні реакції лінійних систем

Загальною моделлю лінійного каналу передавання є лінійний чотириполіусник (рис. 1.14), описуваний характеристиками: імпульсна реакція (ІР) $h(t)$, $-\infty < t < \infty$ і передатна функція (ПФ) $H(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, Ω – смуга пропускання каналу [5, 6].

Лінійним називають чотириполіусник (внутрішня структура його може бути різною) (рис. 1.14), який задовольняє наступним вимогам:

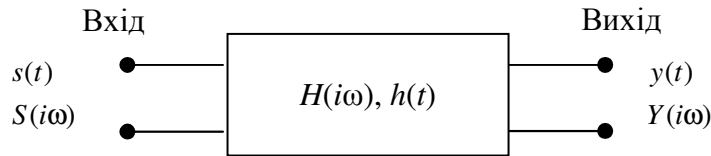
1. якщо сигнал $s(t)$ на вході чотириполіусника породжує сигнал $y(t)$ на його виході, то вхідний сигнал $\alpha s(t)$, при $\alpha = \text{const}$ породжує на виході сигнал $\alpha y(t)$;

2. якщо сигнали $s_1(t)$ і $s_2(t)$ на вході чотириполіусника породжують на виході сигнали $y_1(t)$ и $y_2(t)$ відповідно, то сумарний вхідний сигнал $\alpha_1 s_1(t) + \alpha_2 s_2(t)$ на виході породжує сигнал $\alpha_1 y_1(t) + \alpha_2 y_2(t)$.

Імпульсною реакцією називають відгук (вихідний сигнал) лінійної системи на вхідний сигнал у вигляді δ -функції (рис. 1.7). Якщо імпульсна реакція характеризує властивості лінійної системи в часовій області, то для її описування в частотній області використовують передатну функцію.

Передатною функцією називають перетворення Фур'є від імпульсної реакції:

$$H(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-i\omega t} dt, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega. \quad (1.37)$$



$s(t)$ – вхідний сигнал, $S(i\omega)$ – його спектр;
 $y(t)$ – вихідний сигнал, $Y(i\omega)$ – його спектр

Рисунок 1.14 – Модель лінійного каналу передавання

Спектри вхідних і вихідних сигналів лінійної стаціонарної системи (таку систему часто називають системою з інваріантними в часі параметрами) пов'язані співвідношенням:

$$Y(i\omega) = S(i\omega)H(i\omega). \quad (1.38)$$

Іноді ПФ вводять за допомогою формули (1.38), визначаючи цю функцію як відношення спектра на виході лінійної стаціонарної системи до спектра на вході цієї системи:

$$H(i\omega) = Y(i\omega)/S(i\omega). \quad (1.39)$$

Якщо лінійна система задовольняє умові стаціонарності, то сигнали на її вході $s(t)$ і на виході $y(t)$ пов'язані співвідношенням згортки (1.21):

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)s(t - \tau)d\tau, \quad (1.40)$$

де $h(t)$ – імпульсна реакція цієї системи.

Безпосередньою перевіркою можна встановити, що парній імпульсній реакції $h(t)$ відповідає парна ПФ $H(i\omega)$, а непарній імпульсній реакції – непарна ПФ. Аналогічно амплітудній і фазочастотній характеристикам (формули (1.12, 1.13)) довільного сигналу, для передатної функції лінійної системи вводять амплітудно-частотну характеристику $|H(i\omega)|$ – АЧХ і фазочастотну характеристику $\varphi(\omega)$ – ФЧХ:

$$H(i\omega) = |H(i\omega)|e^{-i\varphi(\omega)}. \quad (1.41)$$

Широкого розповсюдження для провідних каналів передавання дістала тісно пов'язана з ФЧХ характеристика групового часу проходження (ГЧП):

$$\tau(\omega) = d\varphi(\omega)/d\omega. \quad (1.42)$$

Якщо сигнали і спектри на вході і виході лінійної системи співпадають, то її ПФ називають неспотворювальною (ідеальною) і, згідно з (1.39), тотожно дорівнює одиниці:

$$H_{IД}(i\omega) = 1, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega. \quad (1.43)$$

Для неспотворювальних ПФ АЧХ, ФЧХ і ГЧП визначаються співвідношеннями:

$$\left. \begin{aligned} |H_{IД}(i\omega)| &= 1, \\ \varphi_{IД}(\omega) &= 0, \\ \tau_{IД}(\omega) &= 0 \end{aligned} \right\} -\Omega \leq \omega < \Omega. \quad (1.44)$$

Проте на практиці посиленням (послабленням), а також запізненням сигналу (при збереженні його форми незмінною) в результаті проходження його по каналу передавання у багатьох випадках можна знехтувати, і систему з передатною функцією $Ae^{-i\omega\tau_0}$, $A = \text{const}$, $\tau_0 = \text{const}$, прийнято вважати неспотворювальним колом. Тому в якості ідеальних часто розглядаються подані на рис. 1.15 частотні характеристики лінійних сигналів:

$$\left. \begin{aligned} |H_{IД}(i\omega)| &= A, \\ \varphi_{IД}(\omega) &= \omega\tau_0, \\ \tau_{IД}(\omega) &= \frac{d(\omega\tau_0)}{d\omega} = \tau_0, \\ \tau_0 &= \text{const}. \end{aligned} \right\} -\Omega \leq \omega < \Omega. \quad (1.45)$$

Якщо порушується хоч би одна з цих умов, вихідний сигнал відрізнятиметься за формою від вхідного сигналу. Так, спотворення АЧХ типу "завал" високих частот призводить до збільшення часу наростання фронтів імпульсів на виході лінійної системи (фронти стають пологими). До збільшення тривалості фронтів призводять також спотворення ФЧХ. Характерною ознакою спотворення ФЧХ (ГЧП) є поява асиметрії вихідного сигналу лінійної системи за умови, що вхідний сигнал був чітко симетричним.

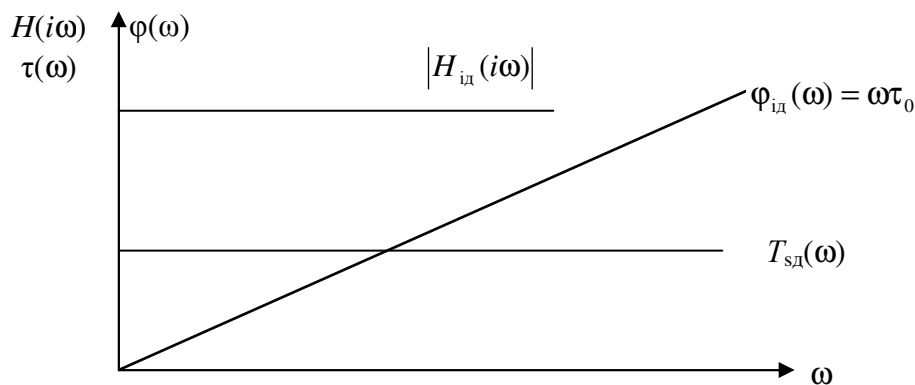


Рисунок 1.15 – Частотні характеристики неспотворювальної лінійної системи

Частотні характеристики каналу передавання, що визначаються його ПФ (1.41), задають смугу частот пропускання каналу. Смугою пропускання каналу передавання називають виділений для передавання сигналів діапазон частот $\Omega = \Omega_B - \Omega_H$, в якому АЧХ каналу нормується і поза яким значення АЧХ менше за задане порогове значення:

$$|H(i\omega)| < const, \quad -\Omega_B \leq \omega < \Omega_H, \quad (1.46)$$

де Ω_B, Ω_H – верхня і нижня частоти смуги пропускання каналу передавання.

Ширина смуги частот пропускання каналу і спектральна густина потужності шуму визначають кількість інформації, що передається каналом передавання. Максимальна кількість інформації, яка може бути передана за одну секунду по каналу зв'язку, називається *пропускною спроможністю каналу* і визначається формулою К. Шеннона [7]:

$$R = \int_{f_H}^{f_B} \log_2 \left[\frac{S(f) + N(f)}{N(f)} \right] df, \quad (1.47)$$

де $\Delta F = f_B - f_H$ – ширина смуги пропускання каналу в Гц;

$S(f)$ – спектральна густина потужності сигналу;

$N(f)$ – спектральна густина потужності шуму.

Для випадку сигналів з частотно-незалежними функціями $S(f)$ і $N(f)$ формула (1.47) набуває простого вигляду:

$$R = \Delta F \log_2 \frac{P_c + P_{ш}}{P_{ш}}, \quad (1.48)$$

де $P_c, P_{ш}$ – потужності сигналу і шуму в смузі каналу відповідно.

Умови безпомилкового передавання інформації каналами зв'язку з шумами визначаються теоремами Шеннона [7].

1.5 Лінійно-незалежні сигнали. Лінійні сигнали

Характеристики інформаційних сигналів $\{s_{ін}^l(t)\}_{l=1}^n$, де n – число незалежних сигналів, що підлягають передаванню, як правило, не дозволяють передавати їх по каналах передавання безпосередньо, оскільки їх частотні та часові характеристики відрізняються від відповідних характеристик каналів передавання. Характеристики каналів передавання визначаються властивостями середовища передавання, в силу чого СП використовують відповідні сигнали

$$\{f_l(t)\}_{l=1}^n, \quad (1.49)$$

параметри яких узгоджені з характеристиками середовища передавання, що дозволяє передавати їх по каналу найбільш ефективно. Під ефективністю в

даному випадку розуміється передавання сигналів на необхідну відстань з припустимими спотвореннями (для аналогових сигналів) і припустимими помилками для цифрових сигналів.

Сигнали (1.49) формуються передавачем в процесі модуляції деякої вихідної системи сигналів, які називаються (у вітчизняній літературі) несучими, у разі передавання аналогових інформаційних сигналів або сигналами-переносниками в разі передавання цифрових сигналів.

Модульовані сигнали (1.49), що передаються по лінії зв'язку, називають лінійними сигналами. Лінійні сигнали передаються в процесі сеансу зв'язку по загальному каналу передавання і повинні відповідати вимозі розподільності, під якою розуміється можливість їх незалежного приймання на приймальному боці без взаємних впливів. Так як канал передавання спотворює випадковим чином передавані сигнали, то звичайно вимога розподільності пред'являється до неспотворених лінійних сигналів.

У техніці зв'язку в якості лінійних сигналів використовуються лінійно-незалежні сигнали, які дозволяють їх поділ лінійними методами (алгоритмами). Система функцій (сигналів) $\{f_l(t)\}_{l=1}^n$ називається лінійно-незалежною, якщо рівність нулю лінійної комбінації

$$\sum_{l=1}^n a_l f_l(t) = 0; \quad -\infty < t < \infty$$

досягається тільки у разі одночасної рівності нулю всіх коефіцієнтів a_l , $l = 1, 2, \dots, n$.

Система лінійно-незалежних функцій (1.49) може бути перетворена в ортогональну нормовану (ортонормовану) систему функцій відомими алгоритмами [3]:

$$\{f_l(t)\}_{l=1}^n \rightarrow \{f_l^0(t)\}_{l=1}^n. \quad (1.50)$$

Для системи функцій (1.49) властивість лінійної незалежності трансформується у властивість ортонормованості:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_l^0(t) f_m^0(t) dt = \begin{cases} 1, & l = m \\ 0, & l \neq m \end{cases}; \quad -\infty < t < \infty, \quad (1.51)$$

або відповідно у властивість ортонормованості їх спектрів:

$$\int_{-\infty}^{\infty} F_l^0(i\omega) \overline{F_m^0(i\omega)} d\omega = \begin{cases} 1, & l = m \\ 0, & l \neq m \end{cases}; \quad -\infty < \omega < \infty, \quad (1.52)$$

де риза у $\overline{F_m^0(i\omega)}$ означає комплексну спряженість.

Надалі індекс «0», що позначає ортогональні функції, опустимо, обумовлюючи в необхідних випадках властивість ортогональності використовуваних сигналів і функцій.

Умови ортогональності сигналів (1.51), (1.52) являються також алгоритмами поділу сигналів на приймальному боці каналу.

Дійсно, якщо інформація передається, наприклад, шляхом зміни амплітуди (розмаху) A лінійних сигналів (1.49) тривалістю T , то для визначення на приймальному кінці значення амплітуди A_m m -го сигналу достатньо виконати операцію:

$$\int_0^T (\sum_{l=1}^n A_l f_l(t)) \cdot f_m(t) dt = A_m, \quad (1.53)$$

яка називається кореляційним прийманням.

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

Зазначимо, що інформаційні сигнали $\{s_{\text{ін}}^l(t)\}_{l=1}^n$, які передаються, можуть бути породжені незалежними джерелами повідомлень або бути послідовністю відліків (відрізків або фрагментів) сигналу одного джерела інформації.

Найбільш поширеними в телекомунікації і в той же час найбільш простими є лінійні сигнали, розділені за часом або за частотою.

Система лінійних сигналів:

$$\{s_l(t - lT)\}_{l=0}^{n-1}, \quad t = 0 \div T, \quad (1.54)$$

є послідовністю з n сигналів тривалістю T , що не перетинаються у часі, (рис. 1.16, *a*).

Система лінійних сигналів, які мають спектри:

$$S_l(\omega - l\omega_0) \}_{l=0}^{n-1}, \quad \omega = 0 \div \omega_0, \quad (1.55)$$

є послідовністю з n сигналів із смугою частот $0 \div \omega_0$, що не перекриваються за частотою (рис. 1.16, *б*). У кожній із смуг може передаватися незалежний сигнал, ширина смуги частот якого не перевищує ω_0 .

Рисунок 1.16 *в* ілюструє систему ортогональних сигналів, що перекриваються частково у часовій і повністю в частотній областях, а рис. 1.16 *г* ілюструє симетричну попередній систему ортогональних сигналів, що перекриваються частково в частотній і повністю в часовій областях. Більш докладно про подібні ортогональні сигнали див. в розділі 3.

Системи лінійних сигналів, наведені на рис. 16 *a* і *б*, використовуються в СП з часовим і частотним поділом сигналів. Лінійні сигнали, що наведені на рис. 16 *в* і *г*, і які повністю або частково перекриваються як у часовій, так і в частотній областях, отримали в даний час широке розповсюдження. Системи передавання, що використовують такі сигнали, називають або системами з ортогональним поділом сигналів або кодовими, коли лінійні сигнали являють собою кодові послідовності, наприклад, функції Уолша [8, 9].

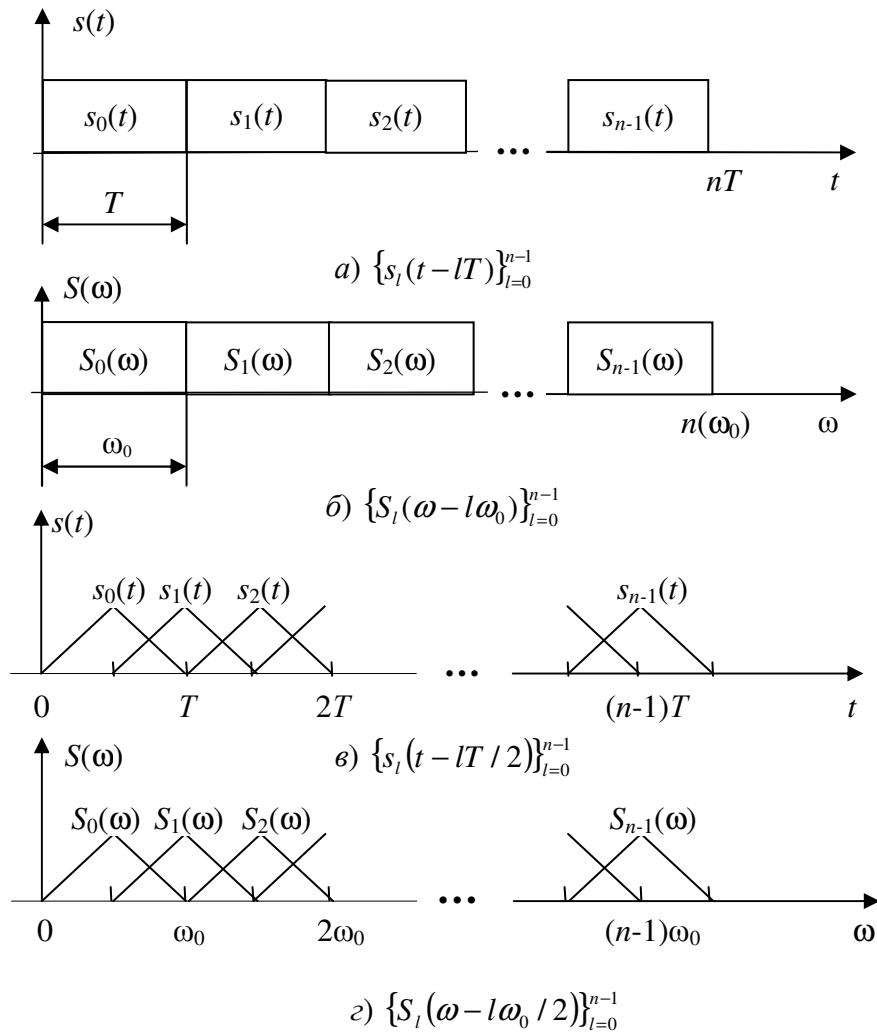


Рисунок 1.16 – Приклади систем ортогональних сигналів і спектрів

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

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

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

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

Такі назви способів мультиплексування сигналів відображають сформовані технології передавання і є не зовсім коректними, бо всі способи об’єднання сигналів і технології передавання їх по каналам зв’язку спираються на один фундаментальний принцип – лінійну незалежність (ортогональність)

сигналів. У тих випадках, коли лінійні сигнали являють собою ортогональні кодові послідовності (наприклад, функції Уолша), ортогональне мультиплексування називають також кодовим.

1.6 Широкопasmові сигнали

Сигнали телекомунікацій в часовій області описуються функціями часу $s(t)$, $0 \leq t < T$, де T – тривалість сигналу. В частотній області сигналам за допомогою перетворення Фур'є однозначно ставиться у відповідність функція частоти $S(\omega)$, $-\infty \leq \omega < \infty$, – їх спектр. При цьому скінченному в часі сигналу ставиться у відповідність нескінченний, в принципі, за частотою спектр, і навпаки, сигнал з обмеженим за смугою частот спектром є нескінченим по осі часу. Такими є сліdstва прийнятої математичної моделі опису сигналів. Однак очевидно, що в більшості практичних задач поняття нескінченності є умовним, оскільки енергія реальних процесів завжди скінченна і, як правило, зосереджена в обмеженій часовій або частотній областях. Ці розбіжності між математичною моделлю і реальністю породили ряд оптимізаційних задач, наприклад, знаходження сигналів скінченної довжини, енергія яких максимально сконцентрована в частотній області, та ін.

Одна з цих задач відома як задача розмірності сигнального простору частота-час і формулюється наступним чином: скільки незалежних сигналів, що мають ширину спектра W Гц, існує в інтервалі довжиною T с? Якщо відволіктися від питань, пов'язаних з теоретичною нескінченністю сигналів з обмеженим спектром, то відповідь відома – число сигналів дорівнює:

$$v = 2WT.$$

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

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

$$WT \geq \alpha,$$

де $\alpha > 1$, і залежить від способу завдання ширини смуги W і довжини сигналу T [8]. Звернувшись знову до котельниковського подання неперервного сигналу зі смугою W Гц, покладемо $T = 2\Delta t = \frac{2}{2W}$ (2 – пов'язано з тривалістю головної пелюстки функції Котельникова). Тоді грубою оцінкою частотно-часового добутку буде співвідношення

$$WT > 1.$$

Залежно від значення параметра WT системи сигналів поділяються на прості, коли $WT \approx 1$, і широкосмугові, якщо $WT \gg 1$.

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

Дійсно, розглянемо параметри системи сигналів стандарту ADSL2+ : смуга каналу $W = 2208$ кГц, тривалість посліжки $T = 0,232 \cdot 10^{-3}$ с, $TW = 512$. Отже, системи ортогональних гармонічних сигналів, що використовуються в системах передавання с OFDM, цілком обґрунтовано належать до широкосмугових.

1.7 Середнє число ортогональних смугообмежених сигналів в скінченному інтервалі часу

Однією з фундаментальних характеристик каналів передавання є число лінійно-незалежних (ортогональних) сигналів, які можуть бути передані смугообмеженим каналом передавання за скінченний інтервал часу.

Вважаючи, що смуга частот каналу передавання обмежена частотою W Гц (ПФ каналу є ідеальним фільтром нижніх частот зі смугою пропускання W Гц), то максимальне число незалежних сигналів, яке може бути передано цим каналом за час T с, дорівнює $\nu = 2TW$ (см. розділ 1.6). При цьому передбачається, що тривалість передавання, а, отже, і тривалість сигналів-переносників не обмежені за часом.

Максимальне число незалежних сигналів, переданих за секунду по каналам передавання з реальними ПФ, прийнято називати межею Найквіста, або найквістовою швидкістю передавання. Під передаванням сигналів, нагадаємо, розуміється їх передавання передавачем та незалежне приймання на приймальному боці без взаємних впливів (без інтерференції).

Якщо обмежити час передавання (приймання) сигналів інтервалом часу T , то виникає задача, яка формулюється наступним чином: скільки незалежних сигналів $\varphi_k(t)$, $0 \leq t < T$, $k = 1, 2, \dots$ існує в смузі частот W ?

Складність питання полягає в тому, що для сигналів зі скінченною тривалістю, що дорівнює нулю поза інтервалом $(-T/2, T/2)$, займана ними смуга частот може бути визначена лише умовно, наприклад, як область осі частот, де зосереджена деяка (завдана) частина повної енергії сигналу. Аналогічна ситуація виникає при спробі визначити тривалість сигналів, чий спектр обмежений смугою частот $(-W, W)$. Розв'язання цієї задачі дано у роботах Слепяна, Ландау і Поляка [10 – 12]. Основний зміст роботи подано в монографії, а один з найбільш важливих висновків (в дещо зміненій формі) сформульовано в [13] у вигляді наступної теореми.

Нехай $\{\varphi_k(t)\}$ $k = 1, 2, \dots$ – деяка сукупність ортогональних сигналів тривалістю T і з „шириною смуги” W . Точніше кажучи, вимагаймо, щоб кожний сигнал $\varphi_k(t)$:

- 1) тотожно дорівнював нулю поза деяким інтервалом часу тривалістю T ;
- 2) поза інтервалом частот $-W \leq f < W$ мав не більше $1/12$ своєї енергії.

Тоді число різних сигналів у сукупності $\{\varphi_k(t)\}$ $k = 1, 2, \dots$ при великих TW не перевищує $2,4TW$.

Оскільки параметри T і W вважаються обмеженими, то у формулювання теорему з необхідністю входять величини, що характеризують сконцентрованість енергії (наприклад, число $1/12$ в цитованій вище теоремі) і є в значній мірі довільними.

В [14] запропоновано новий підхід до оцінки числа ортогональних сигналів з обмеженою смугою частот, сконцентрованих в скінченному (точніше, одиничному) інтервалі часу, за якого час „спостереження” сигналів нескінченний (ним служить вся часова вісь), число передаваних сигналів також нескінченне, а числом сигналів в одиничному інтервалі називається межа деякого співвідношення, грубо кажучи, енергії нескінченного числа сигналів до нескінченного часу спостереження.

Такий підхід позбавляє необхідності вводити будь-яку умовну величину типу згадуваної $1/12$ для визначення міри сконцентрованості в часі смугообмежених сигналів.

Нехай

$$\{\varphi_k(t)\}_{k=-\infty}^{\infty}, \quad -\infty < t < \infty, \quad (1.56)$$

– нескінченна сукупність дійсних сигналів, що використовуються при передаванні інформації за час $-\infty < t < \infty$. Припустимо відповідно до сказаного раніше, що сигнали (1.56) мають обмежену смугу частот, тобто можуть бути подані в такому вигляді:

$$\varphi_k(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi-\Omega}} \int_{-\Omega}^{\Omega} \Phi_k(i\omega) e^{i\omega t} d\omega, \quad \Omega = 2\pi W, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (1.57)$$

і, крім того, задовольняють умові ортогональності:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_k(t) \varphi_l(t) dt = \begin{cases} 1, & k = l; \\ 0, & k \neq l; \end{cases} \quad k, l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.58)$$

Введемо таку міру кількості ортогональних сигналів в одиницю часу:

$$v = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \varphi_k^2(t) dt. \quad (1.59)$$

Фізичний зміст виразу в правій частині (1.59) ясний: оскільки в силу

(1.58) сигнали $\{\varphi_k(t)\}_{k=-\infty}^{\infty}$ мають одиничну енергію $\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_k^2(t) dt = 1$, то

підрахунок числа сигналів можна звести до визначення їх сумарної енергії, відношення якої до часу спостереження τ при $\tau \rightarrow \infty$ і визначатиме величину, що нас цікавить.

Неважко показати, що порядок виконання операцій підсумовування і інтегрування в (1.59) може бути змінений, так що

$$v = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k^2(t) dt. \quad (1.60)$$

Дійсно, припустимо спочатку, що система функцій (1.56) є повною в просторі B_Ω цілих функцій ступеню, меншого або рівного Ω , тобто може бути подана у вигляді (1.57), де $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=-\infty}^{\infty}$ – повна в $L_2(-\Omega, \Omega)$ ортонормована система функцій.

Тоді справедливо співвідношення

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k^2(t) = \frac{\Omega}{\pi}, \quad -\infty < t < \infty. \quad (1.61)$$

Члени ряду в лівій частині (1.61) є невід’ємними неперервними функціями, сума ряду – константа – також неперервна. Через теорему Діні такий ряд збігається рівномірно на інтервалі $(-\tau/2, \tau/2)$, а ряди, що збігаються рівномірно, допускають, як відомо, почленне інтегрування. Відповідно праві частини (1.59) і (1.60) в ситуації, що розглядається, співпадають.

Якщо ж система функцій (1.56) не є повною, то її можна розглядати як отриману з повної системи $\{\psi_l(t)\}_{l=-\infty}^{\infty}$ викреслюванням деяких елементів. Іншими словами, $\{\varphi_k(t)\}_{k=-\infty}^{\infty} = \{a_{kl} \psi_l(t)\}_{l=-\infty}^{\infty}$, де числа a_{kl} , $k, l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, набувають одного з двох значень: 0 або 1.

Але тоді, за ознакою Абеля, з рівномірної збіжності ряду $\sum_{l=-\infty}^{\infty} \psi_l^2(t)$ впливає рівномірною збіжністю ряду $\sum_{l=-\infty}^{\infty} a_{kl}^2 \psi_l^2(t)$, тобто ряду $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k^2(t)$. Звідси випливає, що й у випадку, коли система (1.56) не є повною, праві частини (1.59) і (1.60) збігаються.

Очевидно, що використання у якості сигналів-переносників для зв’язку повної системи ортогональних функцій забезпечує реалізацію максимально можливої середньої швидкості передавання ортогональних сигналів v за час $-\infty < t < \infty$. Підставивши (1.61) в (1.60), знаходимо цю швидкість:

$$v = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \frac{\Omega}{\pi} dt = \frac{\Omega}{\pi}. \quad (1.62)$$

Отже, середнє число ортогональних сигналів, «сконцентрованих» в скінченному інтервалі тривалості T , становить

$$T\nu = T \frac{\Omega}{\pi} = 2TW, \quad (1.63)$$

що збігається з «межею Найквіста».

В силу доведеного, гранична швидкість передавання сигналів може бути досягнута, зокрема, за допомогою повної системи функцій, коли функції $\{\varphi_k(t)\}_{k=-\infty}^{\infty}$ утворені зсувами в часі однієї або декількох базових функцій. Це обґрунтовує принципову можливість реалізації передавання з максимальною швидкістю $2W$ сигналів в секунду при використанні обмеженого числа генерованих базових сигналів-переносників. Прикладом такої системи функцій (з одним базовим сигналом-переносником) є функції відліків:

$$\left\{ \sin \Omega(t - k\tau) / \sqrt{\pi\Omega} (t - k\tau) \right\}_{k=-\infty}^{\infty}, \quad \tau = \frac{\pi}{\Omega}.$$

Параметр ν системи ортонормованих функцій (1.54) може бути введений і з іншої, статистичної, точки зору. Скориставшись системою сигналів (1.56) за умови (1.58), побудуємо випадковий процес:

$$\xi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \zeta_k \varphi_k(t), \quad -\infty < t < \infty, \quad (1.64)$$

де $\{\zeta_k\}_{k=-\infty}^{\infty}$ – випадкові некорельовані величини з нульовим середнім значенням і одиничною дисперсією, тобто

$$M_1[\zeta_k] = 0, \quad M_1[\zeta_k \zeta_l] = \begin{cases} 1, & k = l, \\ 0, & k \neq l, \end{cases} \quad k, l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.65)$$

Випадковий процес $\xi(t)$ можна розглядати як модель інформаційного сигналу, який у випадку нескінченного за тривалістю передавання використовує сигнали-переносники (1.56).

Для функції автокореляції процесу (1.64), в силу (1.65), маємо рівність:

$$B(s, t) = M_1[\xi(s)\xi(t)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k(s)\varphi_k(t), \quad -\infty < s, t < \infty, \quad (1.66)$$

а його дисперсія –

$$\sigma^2 = B(t, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k^2(t), \quad -\infty < t < \infty. \quad (1.67)$$

Для білінійного ряду (1.66), у разі повноти системи функцій $\{\varphi_k(t)\}_{k=-\infty}^{\infty}$ в просторі B_{Ω} , справедливо відношення:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k(s) \varphi_k(t) = \frac{\sin \Omega(s-t)}{\pi(s-t)}, \quad -\infty < t, s < \infty,$$

тому випадковий процес (1.62) в цій ситуації виявляється стаціонарним. Дисперсія (1.67) не залежить від часу і дорівнює

$$\sigma^2 = \frac{\Omega}{\pi}, \quad -\infty < t < \infty,$$

що, зазначимо, збігається з величиною (1.62).

Якщо ж система функцій $\{\varphi_k(t)\}_{k=-\infty}^{\infty}$ не має властивості повноти в просторі B_{Ω} , то процес $\xi(t)$ не є стаціонарним, и його середня за часом дисперсія дорівнює

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B(t,t) dt = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k^2(t) dt.$$

Порівнюючи останній вираз з (1.60), виявляємо, що введена раніше величина ν – число ортогональних сигналів, сконцентрованих в зазначеному вище сенсі в одиниці часу, – збігається з середньою за часом дисперсією випадкового процесу (1.64), тобто зі середньою потужністю інформаційного сигналу з ортонормованими сигналами-переносниками.

Зазначимо, що вимога повноти системи функцій (1.56) не є необхідною умовою досягнення максимальної (Найквістової) середньої концентрації сигналів: за нескінченного часу передавання втрата довільного скінченного числа сигналів не призводить до зменшення числа ν .

Питання і завдання до розділу 1

1. Яка відмінність між інформаційними і лінійними сигналами СП?
2. Частотні і часові характеристики каналу передавання, їх зв'язок.
3. Визначити поняття спектра сигналу. Обчислення спектру, вимірювання спектру.
4. Сформулювати умову розподільності сигналів лінійними методами.
5. Дати визначення ортогональних сигналів. Навести приклад системи з 6 часових ортогональних сигналів; 6 частотних ортогональних сигналів.
6. Сформулювати критерій умови широкосмуговості сигналів. Навести приклади широкосмугових сигналів.
7. Дати визначення максимальної швидкості передавання незалежних сигналів по смугообмеженому каналу зв'язку. Найквістова швидкість передавання.
8. Визначити спектр сигналу $s(t) = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t, -\infty \leq t < \infty$. Побудувати графік спектру.
9. Визначити спектр сигналу $s(t) = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t, -\infty \leq t < \infty$, продискретизованого з частотою $F_d > \omega_2/\pi, \omega_2 > \omega_1$.
10. Навести графік спектра сигналу $s(t)$ зі смугою частот $0 - F_B$, продискретизованого з частотою $F_d = 4F_B$.
11. Навести графік перетворення спектра сигналу $S(\omega), -\Omega \leq \omega < \Omega$, при множенні сигналу $s(t)$ на сигнал $f(t) = A \cos \omega_0 t$.
12. Навести графік спектра сигналу, отриманого в результаті виконання п. 11, помноженого на сигнал $f(t) = A \cos \omega_0 t$.
13. Довести, що якщо сигналу $s(t)$ відповідає спектр $S(\omega)$, то сигналу $s(t)e^{-i\omega_0 t}$ відповідає спектр $S(\omega - \omega_0)$.

2 ПОСЛІДОВНИЙ І ПАРАЛЕЛЬНИЙ СПОСОБИ ПЕРЕДАВАННЯ СИГНАЛІВ

2.1 Послідовне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку

Для передавання інформаційних сигналів $\{s_{\text{ін}}^l(t)\}_{l=1}^n, 0 \leq t < T$, де n – число незалежних сигналів, що підлягають передаванню, необхідна система передавання, що формує n незалежних лінійних сигналів. Залежно від характеристик лінійних сигналів, можливі два способи передавання інформаційних сигналів каналами зв'язку: послідовний і паралельний.

За послідовного способу передавання використовують систему ортогональних лінійних сигналів (1.54), а інформаційні сигнали передаються каналом послідовно в часі один за одним. Під час паралельного способу передавання використовують системи ортогональних лінійних сигналів зі спектрами (1.55), інформаційні сигнали передаються одночасно каналом передавання.

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

Узагальнену структурну схему СП наведено на рис. 2.1.

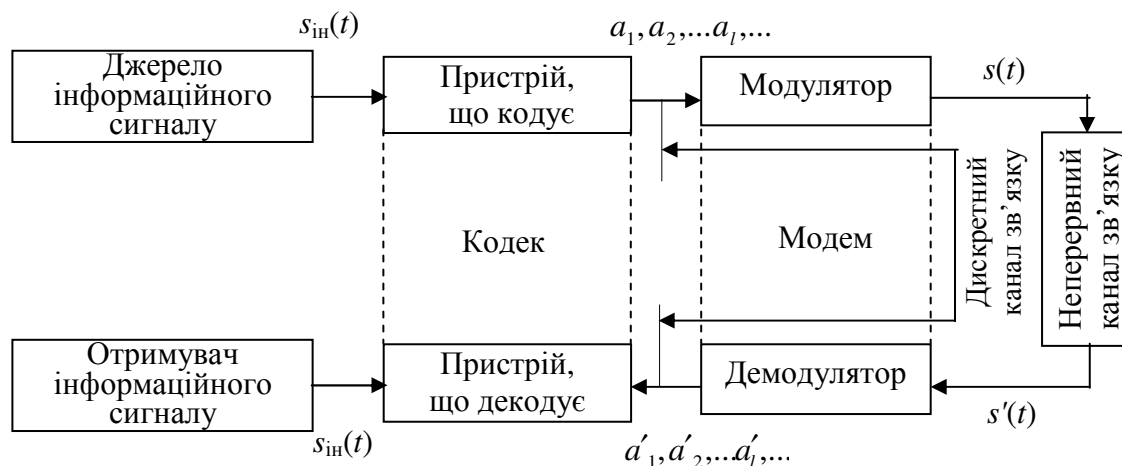


Рисунок 2.1 – Узагальнена структурна схема СП

Інформаційний, в загальному випадку аналоговий сигнал $s_{\text{ін}}(t), 0 \leq t < t_c$, джерела інформації, що підлягає передаванню, перетворюється кодуючим пристроєм у цифровий сигнал, який піддається ряду додаткових перетворень: скремблюванню, кодуванню, циклоутворенню тощо. У результаті на виході кодуючого пристрою формується послідовність кодових символів цифрового сигналу $a_1, a_2, \dots, a_n, \dots$, що підлягає передаванню. Кодовий символ (двійковий символ) – значення цифрового сигналу в двійковому коді, що передається на тактовому інтервалі відповідним лінійним сигналом.

Для передавання відліків цифрового сигналу по каналу передавання використовуються несучі сигнали (сигнали-переносники), характеристики яких вибрані таким чином, щоб забезпечити необхідну дальність і якість їх передавання. Параметри несучих сигналів в модуляторі змінюються (модулюються) відповідно до значень кодових символів $a_1, a_2, \dots, a_n, \dots$ цифрового сигналу. Сигнал $s(t)$, що являє собою послідовність модульованих несучих сигналів, передається неперервним каналом зв'язку. На приймальному боці в демодуляторі приймача прийнятий сигнал демодулюється, в результаті чого виділяються кодові символи $a'_1, a'_2, \dots, a'_n, \dots$ прийнятого цифрового сигналу, які в загальному випадку відрізняються від передаваних символів, що позначає штрих над символами. Прийнятий цифровий сигнал обробляється в декодувальному пристрої відповідно до процедур, зворотних тим, яким сигнал, що передається, піддавався в кодуєчому пристрої передавача.

Результуючий сигнал $s'_{\text{ін}}(t)$ декодувального пристрою передається одержувачу інформаційного сигналу.

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

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

$$f(t), -\infty < t < \infty, \quad (2.1)$$

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

$$f(t - pT), -\infty < t < \infty, \quad p = \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (2.2)$$

одержуваними в результаті зсуву сигналу (2.1) на час $\pm pT, p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$.

Послідовність сигналів (2.2) для задоволення вимогам передавання інформації повинна утворювати ортогональну систему сигналів (розділ 1.5):

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t - pT) \cdot f(t - mT) dt = \begin{cases} A, & m = p; \\ 0, & m \neq p \end{cases} \quad p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.3)$$

Кодові символи, що підлягають передаванню, модулюють параметри сигналів-переносників (2.2). Для випадку, коли модулюється амплітуда сигналів (розмах імпульсів), цей процес отримав назву амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ) [13].

Вихідний сигнал АІМ модулятора описується формулою:

$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_p f(t - pT), -\infty < t < \infty, \quad (2.4)$$

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

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

СП с сигналами-переносниками виду (2.2) і амплітудною модуляцією (2.4) називають СП з АІМ. Якщо несучий сигнал $f(t)$ на інтервалі $0 \leq t < T$ є, наприклад, посилкою постійної напруги, а кодові символи a_p набувають рівноймовірно одного з восьми припустимих значень, то один з можливих вихідних сигналів модулятора являє собою функцію часу, наведену на рис. 2.2. Процес модуляції при цьому полягає у встановленні відповідності між трирозрядним двійковим (при двійковій арифметиці) кодовим символом (a_{1p}, a_{2p}, a_{3p}) і амплітудою сигналу a_p (рис. 2.2). Наведений вид модуляції називається восьмирівневою АІМ або лінійним восьмирівневим кодуванням. У СП застосовуються різні варіанти АІМ-кодування, аж до 128-рівневого.

Послідовність кодових символів $a_p(a_{1p}, a_{2p}, a_{3p})$

100 | 001 | 011 | 111 | 010 | 000 | 000 | 110 | 101 |

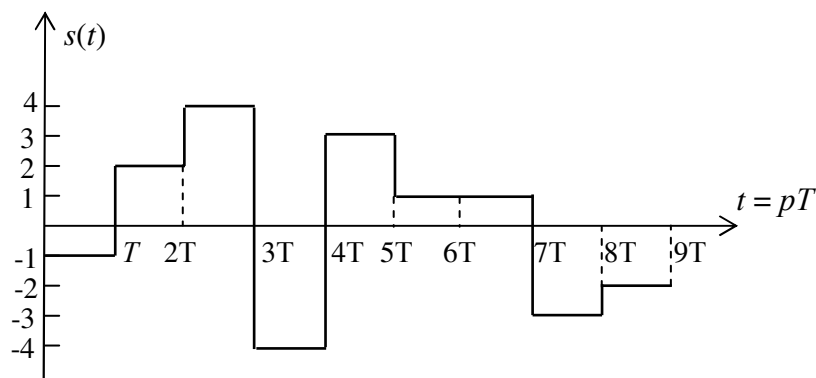


Рисунок 2.2 – Приклад восьмирівневого АІМ-сигналу

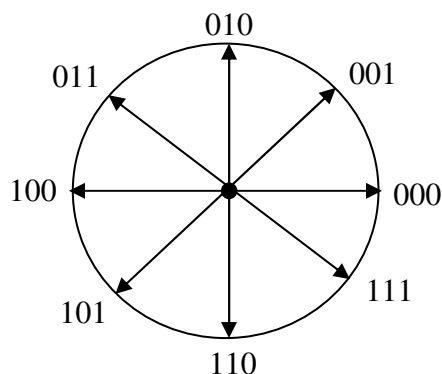


Рисунок 2.3 – Приклад сигнального сузір'я ФМ-8

На рис. 2.3 наведено приклад сигнального сузір'я (припустимих варіантів фази сигнала-переносника) фазової модуляції ФМ-8. В якості несучого сигналу тут застосовуються відрізки гармонічного сигналу тривалістю T , фаза яких задається залежно від значення передаваного кодового символу – двійкового

числа $a_p(a_{1p}, a_{2p}, a_{3p})$. Далі будуть розглянуті й інші, більш складні, види модуляції.

Якщо в СП з АІМ використовується сигнал-переносник, тривалість якого обмежена тривалістю тактового інтервалу T :

$$f(t), 0 \leq t < T,$$

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

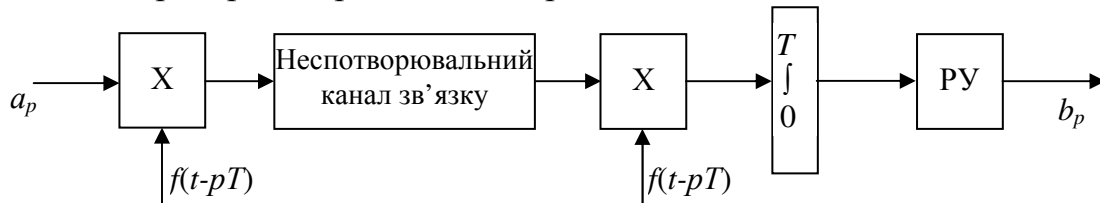


Рисунок 2.4 – Канал передавання СП з АІМ з послідовним передаванням сигналів і кореляційним прийманням

Системи передавання, що використовують єдиний сигнал-переносник з тривалістю, що дорівнює тривалості тактового інтервалу, і реалізують кореляційне приймання (рис.2.4), неефективні з точки зору використання смуги частот каналу. Сигнали скінченної тривалості залежно від співвідношення смуги пропускання каналу передавання і ширини спектра передаваних сигналів в результаті проходження каналом зв'язку спотворюються, збільшуються за тривалістю і перекриваються один з одним на тривалості багатьох тактових інтервалів. Приймання за схемою, наведеною на рис. 2.4, породжує значні інтерференційні завади (див. розд. 2.2).

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

Для реалізації алгоритмів модуляції і демодуляції в цьому випадку застосовуються фільтрові методи. Канал передавання одноканальної (оскільки використовується лише один сигнал-переносник) СП з АІМ фільтрового типу і послідовним передаванням наведено на рис. 2.5.

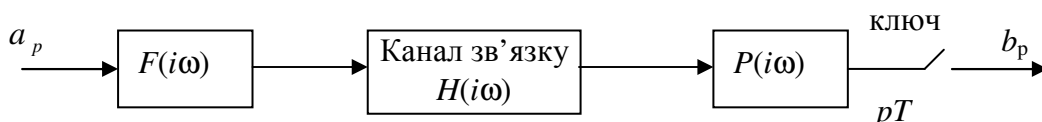


Рисунок 2.5 – Канал передавання СП з АІМ фільтрового типу

Послідовність сигналів a_p , розмах яких на p -ому тактовому інтервалі визначається передаваним кодовим символом, з тактовою частотою $F_T = 1/T$

надходить на вхід формуючого фільтра передавання з ПФ $F(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, який "відгукується" відповідними імпульсними реакціями:

$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_p f(t - pT), \quad p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (2.5)$$

де $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} F(i\omega) e^{i\omega t} dt$.

Оптимальне приймання сигналів, що пройшли через канал передавання з передатною функцією $H(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, і адитивним білим шумом, полягає в пропусканні їх через фільтр з передатною функцією $P(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, погодженою із прийнятим сигналом, і взятті відліків в тактові моменти pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, на його виході [14 – 16].

2.2 Інтерференційні завади. Критерій Найквіста

Сигнал b_p на виході приймального фільтра $P(\omega)$ (рис. 2.5) в тактові моменти pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, у разі відсутності адитивних та інших завад каналу зв'язку, є сумою відповідного даному моменту переданого сигналу і множини сигналів, переданих в інші моменти часу, що породжують у загальному випадку так звану інтерференційну міжсимвольну заваду [5]. Енергія завади дорівнює усередненому значенню квадрата різниці амплітуд a_p і b_p :

$$P_{MC} = M(b_p - a_p)^2, \quad p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

де M – символ математичного очікування випадкової величини.

СП має забезпечити певний мінімальний рівень інтерференційних завад:

$$P_{MC} < P_{\min}.$$

Виконання цієї умови можливо лише за накладення певних обмежень на характеристики каналу передавання.

Умова відсутності міжсимвольних завад при максимальній швидкості передавання сигналів смугообмеженим каналом передавання відома як критерій Найквіста [7, 15, 16]. У частотній області він формулюється як

$$K(i\omega) = \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} Q(i\omega - ip \frac{2\pi}{T}) = 1, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega, \quad T = \pi/\Omega, \quad (2.6)$$

де $Q(i\omega) = F(i\omega)H(i\omega)P(i\omega)$ – ПФ наскрізного каналу передавання СП;

T – значення тривалості тактового інтервалу передавання сигналів, відповідне максимальному числу сигналів-переносників, передаваних в одиницю часу каналом передавання зі смугою пропускання Ω .

Графічна інтерпретація виразу (2.6) наведена на рис. 2.6.

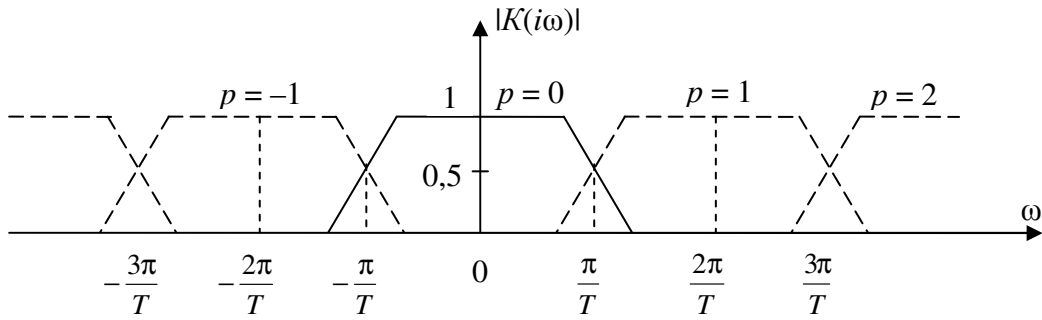


Рисунок 2.6 – Графічна інтерпретація критерію Найквіста в частотній області

Імпульсна реакція лінійної системи, що задовольняє умові (2.6),

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(i\omega) e^{i\omega t} dt,$$

має властивість відліковості (рис. 2.7):

$$g(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t = kT, k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (2.7)$$

Остання умова відома як критерій Найквіста в часовій області (відсутності міжсимвольних завад у випадку послідовного передавання сигналів).

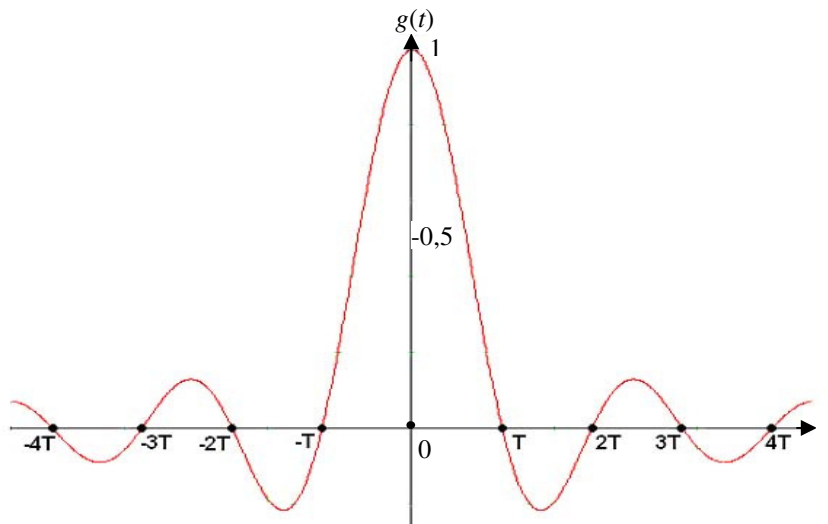


Рисунок 2.7 – Імпульсна реакція лінійної системи, що має властивість відліковості

Якщо на вхід лінійної системи, що задовольняє (2.7), надходить сигнал a_p , то сигнал на її виході описуватиметься формулою (2.8) і в тактові моменти pT дорівнює a_p :

$$s(pT) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_p g(t - pT) = a(pT), \quad t = pT, \quad p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.8)$$

Рисунок 2.8 ілюструє ІР $g(pT)$, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, лінійної системи, ПФ якої задовольняє умові Найквіста, на послідовність збуджуючих імпульсів $a(pT)$, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$.

У відлікові моменти $t = 5T, 6T, 9T$ всі ІР, крім передаваної в цей момент, набувають значення 0.

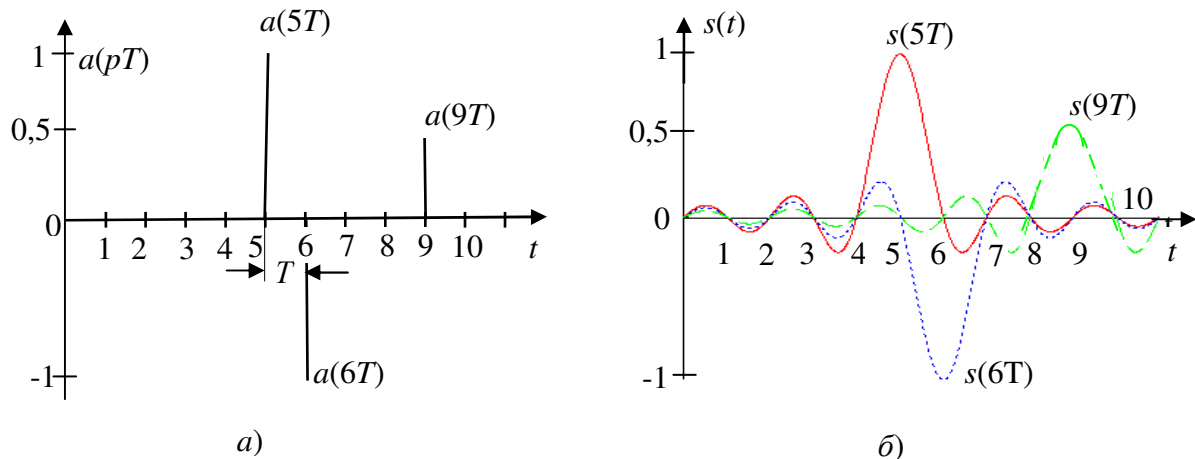


Рисунок 2. 8 – Імпульсні реакції лінійної системи, що задовольняє умові Найквіста (б), на збуджувальні імпульси $a(pT)$ (а)

Виконати умову (2.6), так само як і (2.7), в реальних умовах можна лише з певною точністю через розбіжності і нестабільності в часі характеристик передатних функцій каналів зв'язку $H(i\omega)$. В результаті ІР наскрізного каналу зв'язку не є в повному сенсі відліковими, і в тактові моменти pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, поряд з основним сигналом, присутні сигнали «переддії» і «післядії» теоретично всіх передаваних за сеанс зв'язку сигналів, які в сумі породжують міжсимвольну інтерференційну заваду.

2.3 Паралельне передавання цифрових сигналів каналами зв'язку

Поряд з послідовним (одноканальним) способом передавання, що використовує один сигнал-переносник, широко застосовується також паралельний (багатоканальний) спосіб передавання сигналів [9, 17, 18].

За паралельного способу передавання використовується множина з n сигналів-переносників:

$$\{f_l(t)\}_{l=1}^n, \quad -\infty < t < \infty, \quad (2.9)$$

в загальному випадку нескінченної тривалості, які одночасно і незалежно модулюються в тактові моменти pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, передаваними інформаційними сигналами.

Сигнали (2.9) та їхні зміщені на pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, варіанти повинні задовольняти умові ортонормованості, щоб бути розподіленими лінійними методами:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_l(t - pT) f_m(t - qT) dt = \begin{cases} 1, & l = m, p = q, \\ 0, & l \neq m, p \neq q, \end{cases} \quad (2.10)$$

$$l, m = 1, 2, \dots, n; p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

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

Загальною моделлю n -канальної СП ОС є система передавання з АІМ, структурну схему якої наведено на рис. 2.9.

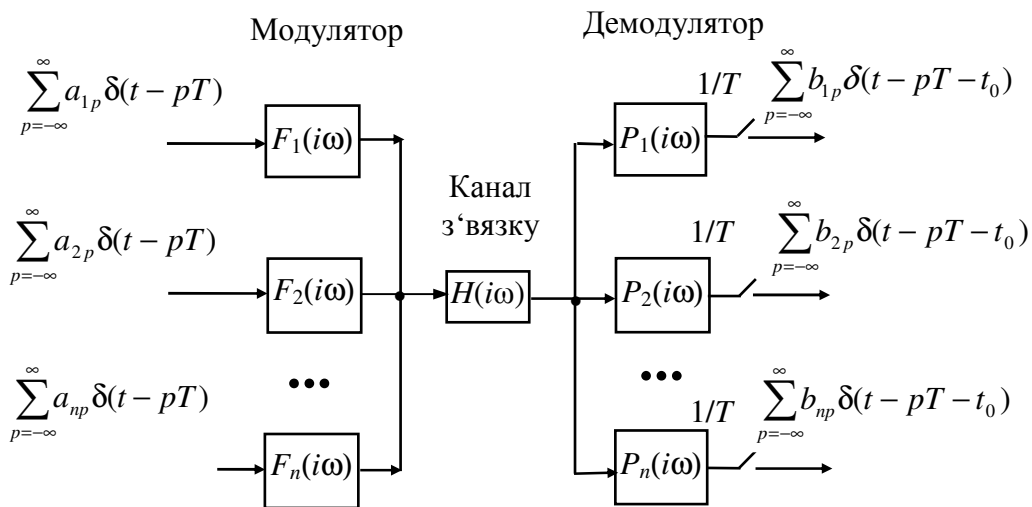


Рисунок 2. 9 – Узагальнена структурна схема n -канальної СП ОС фільтрового типу

Модулятор СП містить n формувальних пристроїв – фільтрів з ПФ

$$\{F_l(i\omega)\}_{l=1}^n, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega, \quad (2.11)$$

що задовольняють умові ортонормованості:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} F_l(i\omega) e^{-i\omega pT} \overline{F_m(i\omega)} e^{i\omega qT} d\omega = \begin{cases} 1, & l = m, p = q, \\ 0, & l \neq m, p \neq q, \end{cases} \quad (2.12)$$

$$l, m = 1, 2, \dots, n; p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

де риска над функцією $\{F_m(i\omega)\}$ означає комплексно-спряжену функцію для комплексних функцій частоти.

З метою спільності систему сигналів (2.9) зручно розглядати як ІР відповідних фільтрів.

Демодулятор СП в загальному випадку складається з n приймальних фільтрів, узгоджених з сигналами, що приймаються, з ПФ

$$\{P_l(i\omega)\}_{l=1}^n, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega,$$

і ключів, стробуючих вихідні сигнали фільтрів в тактові моменти часу (t_0 – часова затримка, що вноситься каналом зв'язку).

Пара – передавальний і приймальний фільтри – разом з каналом зв'язку, описуваним ПФ $H(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, утворюють один канал передавання СП ОС.

При передаванні формувальні фільтри модулятора одночасно і незалежно збуджуються передаваними сигналами:

$$a_l(pT) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{lp} \delta(t - pT), \quad l=1, 2, \dots, n,$$

де $\delta(t)$ – дельта-функція;

a_{lp} – амплітуда сигналу, збуджуючого l -й фільтр у p -й тактовий момент часу;

T – тактовий інтервал надходження (передавання) передаваних сигналів, що задовольняє умові:

$$T \geq \frac{\pi n}{\Omega}. \quad (2.13)$$

У разі виконання точної рівності в умові (2.13):

$$T = \frac{\pi n}{\Omega} \quad (2.14)$$

забезпечується максимально припустима швидкість передавання (Найквістова швидкість) незалежних сигналів – 2 Бода (сигналу) на 1 Гц смуги частот смугообмеженим каналом зв'язку, за якого ще теоретично можуть бути відсутні інтерференційні впливи сигналів.

Сигнал на виході l -го фільтра модулятора описується формулою:

$$s_l(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{lp} f_l(t - pT), \quad -\infty < t < \infty, \\ l = 1, 2, \dots, n,$$

а формований передавачем груповий сигнал – виразом:

$$s(t) = \sum_{l=1}^n \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{lp} f_l(t - pT), \quad -\infty < t < \infty, \quad (2.15)$$

де $f_l(t)$ – імпульсна реакція l -го фільтра передавання.

З умов ортогональності (2.10), (2.12) випливає, що за відсутності спотворень сигналів-переносників з групового сигналу передавача (2.15) може бути виділений інформаційний параметр a_{lq} (при довільно вибраних значеннях індексів l, q і будь-яких величинах інформаційних параметрів з іншими індексами) за допомогою операції:

$$a_{lq} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) f_l(t - qT) dt ,$$

що відповідає стробуванню в моменти qT , $q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, вихідних сигналів узгоджених фільтрів з ПФ $\{\bar{F}_l(i\omega)\}_{l=1}^n$. На приймальному боці, внаслідок стробування (взяття відліків) вихідних сигналів фільтрів демодулятора з ПФ $P_l(\omega)$, $l = 1, 2, \dots, n$, формуються прийняті сигнали в кожному каналі:

$$b_l(pT) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{lp} \delta(t - pT - t_0), , l = 1, 2, \dots, n,$$

де t_0 – часова затримка, що вноситься каналом зв'язку; b_{lp} – амплітуда відліку сигналу на виході l -го каналу в p -й момент часу, що в загальному випадку не дорівнює a_{lp} .

В результаті частотних спотворень лінійних сигналів СП ОС, поряд з міжсимвольними, породжуються також міжканальні інтерференційні завади. Умова відсутності міжсимвольних завад, породжених сигналами „свого” каналу, (критерій Найквіста) така сама, як і у випадку послідовного (одноканального) способу передавання:

$$K_l(i\omega) = \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} Q_l(i\omega - ip \frac{2\pi}{T}) = 1, l = 1, 2, \dots, n, \quad (2.16)$$

де $Q_l(i\omega) = F_l(i\omega)H(i\omega)P_l(i\omega)$ – наскрізна ПФ l -го каналу передавання СП.

Міжканальні завади виникають як результат проходження („проеціювання”) сигналу з l -го каналу передавання СП в k -й. Критерієм відсутності міжканальних переходів є умова:

$$K_{lk}(i\omega) = \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} Q_{lk}(i\omega - ip \frac{2\pi}{T}) = 0, l, k = 0, 1, 2, \dots, n, l \neq k, \quad (2.17)$$

де $Q_{lk}(i\omega) = F_l(i\omega)H(i\omega)P_k(i\omega)$ – наскрізна ПФ від входу l -го каналу передавання СП до виходу k -го каналу приймача.

Сукупність умов (2.16) і (2.17) відома як узагальнений критерій Найквіста, що визначає умови розподілюваності на прийманні використовуваних сигналів-переносників без інтерференційних завад.

За міру якості передавання беруть усереднену величину квадратів ухилень b_{lp} від a_{lp} :

$$P_l = M(b_{lp} - a_{lp})^2, l = 1, 2, \dots, n, -\infty < p < \infty. \quad (2.18)$$

Величина P_l є усереднена по множині реалізацій випадкових послідовностей відліків передаваних сигналів a_{lp} , $l = 1, 2, \dots, n$; $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, енергія сумарної (межсимвольної і міжканальної) інтерференційної завади на виходах стробувальних пристроїв приймача.

У випадку, коли сигнали-переносники $\{\phi_l(t)\}$, $l = 1, 2, \dots, n$, використовувані в СП ОС, є функціями, обмеженими в часі інтервалом T ,

розподіл сигналів на прийманні і виділення інформаційних параметрів можна здійснити за допомогою корелятора. СП ОС, що використовують як сигнали-переносники різні системи ортогональних на інтервалі T функцій, знайшли широке розповсюдження завдяки простоті реалізації операцій модуляції і демодуляції. Структурну схему СП ОС, що використовує систему ортогональних на інтервалі $[0, T]$ сигналів, наведено на рис. 2.10. Інтегрування в кореляторах здійснюється на інтервалі первісної тривалості сигналів-переносників.

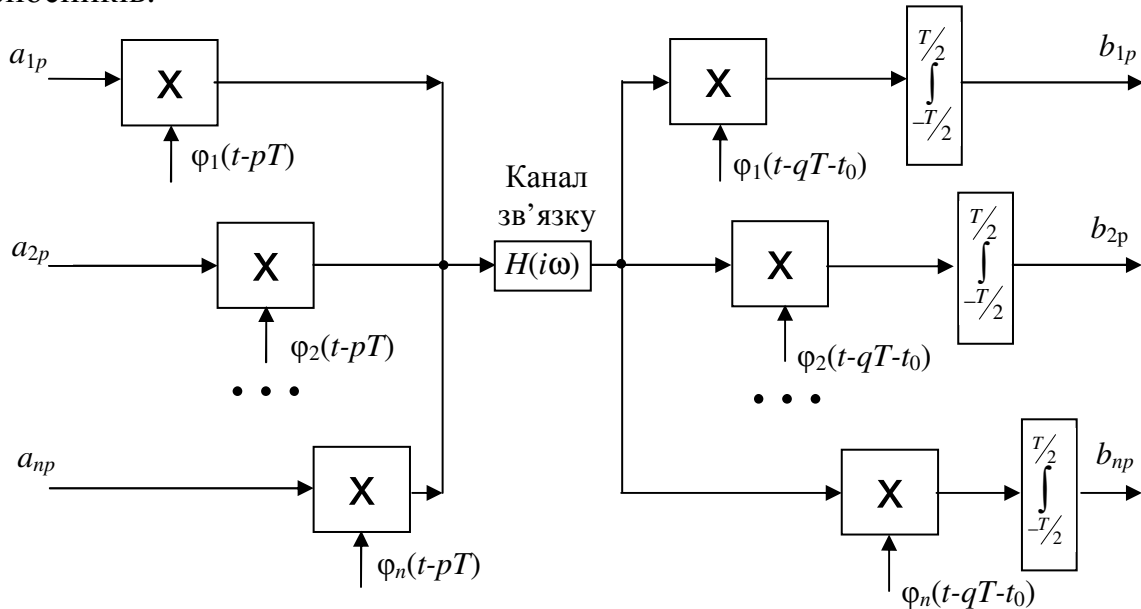


Рисунок 2.10 – Структурна схема n -канальної СП ОС з кореляційним прийманням

Оскільки в СП ОС використовується практично обмежений набір сигналів – функцій частоти або часу, модульованих по амплітуді в тактові моменти часу pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ (при цьому p можна вважати таким, що прагне до нескінченності), то, з теоретичної точки зору, зручно розглядати як вихідні сигнали, так і сигнали, зміщені за часом на pT , $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, як єдину систему функцій, що використовуються у n -канальній СП ОС. При цьому системи з послідовним способом передавання (одноканальні) розглядаються як окремий випадок СП ОС.

Таким чином, вважатимемо, що для передавання використовується в загальному випадку нескінченний набір функцій частоти

$$\left\{ \Psi_l(i\omega) e^{-i\omega pT} \right\}_{l=1}^n, \quad p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega, \quad (2.19)$$

що задовольняє умові ортонормованості (2.12).

Введена система функцій (2.19) має такі властивості.

1. Система функцій (2.19) при виконанні умови (2.14) забезпечує найквістову швидкість передавання в смугообмеженому каналі передавання.

2. За відсутності лінійних спотворень ПФ каналу передавання можливе безінтерференційне передавання сигналів.

3. Система функцій (2.19), яка задовольняє умові (2.12), повна в $L_2(-\Omega, \Omega)$.

4. Для функцій $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=1}^n$, що задовольняють умові (2.14), справедливо співвідношення:

$$\sum_{l=1}^n |\Psi_l(i\omega)|^2 = T \quad (2.20)$$

майже всюди на інтервалі $(-\Omega, \Omega)$.

Доказ останніх двох властивостей дано в [19].

Прикладом функцій частоти, що задовольняють умовам (2.12) і (2.14), може бути відома система:

$$\left\{ \sqrt{\tau} e^{-i\omega k \tau} \right\}_{k=-\infty}^{\infty}, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega, \quad \tau = \pi/\Omega, \quad (2.21)$$

яка є ортонормованим базисом Фур'є простору $L_2(-\Omega, \Omega; p(\omega))$, де вагова функція

$$p(\omega) = \frac{1}{2\pi}, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega.$$

Вона пов'язана перетворенням Фур'є з системою так званих функцій відліків:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \sqrt{\tau} e^{-i\omega k \tau} e^{i\omega t} d\omega = \frac{\sin \Omega(t - k\tau)}{\sqrt{\pi} \Omega(t - k\tau)}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad -\infty < t < \infty. \quad (2.22)$$

Функції (2.22) є сигналами-переносниками при використанні в СП ОС системи функцій частоти (2.21).

Іншим прикладом можуть служити парні функції, що мають при $0 \leq \omega < \Omega$ вигляд:

$$\Psi_l(i\omega) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\pi n}{\Omega}}, & (l-1) \frac{\Omega}{n} \leq \omega < l \frac{\Omega}{n}; \\ 0, & 0 \leq \omega < (l-1) \frac{\Omega}{n} \text{ і } l \frac{\Omega}{n} \leq \omega < \Omega, \quad l = 1, 2, \dots, n. \end{cases} \quad (2.23)$$

Нетривіальні приклади спектрів $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=1}^n$, що задовольняють умові (2.12) (умова (2.14) не накладалася), були вперше подані в роботах Р.Чанга [20] і Д. Шнідмена [21]. У згаданій роботі Д. Шнідмена наведено також іншу (еквівалентну (2.12)) форму умови ортогональності:

$$\frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Psi_l \left(i\omega - i p \frac{2\pi}{T} \right) \overline{\Psi_m \left(i\omega - i p \frac{2\pi}{T} \right)} = \begin{cases} 1, & l = m; \\ 0, & l \neq m, \end{cases} \quad (2.24)$$

що названа ним узагальненим критерієм Найквіста.

2.4 Дисперсія інтерференційних завад в СП ОС за Найквістової швидкості передавання

Частотні спотворення ПФ каналу зв'язку мають випадковий характер, тому неможливо априорно поставити вимоги на ПФ $F_l(i\omega)$ і $P_l(i\omega)$ з метою виконання умов (2.16), (2.17). З цієї причини вимога лінійної незалежності або більш жорстка вимога ортонормованості один одному пред'являється до ПФ формувальних фільтрів або до системи сигналів-переносників, що використовуються в передавачі. А на приймальному боці оптимальні ПФ $P_l(i\omega)$, $l = 1, 2, \dots, n$, що забезпечують мінімальну дисперсію сумарних адитивних і інтерференційних завад у кожному каналі СП ОС, реалізуються у вигляді послідовного з'єднання узгоджених із прийнятим сигналом фільтрів і адаптивних коректорів міжканальних і міжсимвольних завад [5].

Очевидно, що СП ОС, що використовують різні системи сигналів-переносників, неоднаково чутливі до спотворень ПФ каналу зв'язку. Інакше кажучи, однакові частотні спотворення ПФ викликають в них неоднакові за потужністю інтерференційні завади.

З метою аналізу чутливості СП ОС до лінійних спотворень ПФ каналу передавання виведемо оцінку дисперсії інтерференційних завад, породжуваних спотвореннями групового сигналу під час проходження каналом зв'язку [22, 23].

Розглянемо n -канальну СП ОС (рис. 2.9), передавач якої містить n формуючих фільтрів з ПФ:

$$\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=1}^n, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega,$$

де Ω – верхня частота смуги пропускання каналу зв'язку.

Приймальні фільтри припускаються узгодженими з передавальними і, отже, мають комплексно-сполучені характеристики $\{\bar{\Psi}_l(i\omega)\}_{l=1}^n$.

Також вважаємо, що функції

$$\Psi_l(i\omega)e^{-i\omega pT}, \quad l = 1, 2, \dots, n; \quad p = 0, \pm 1; \pm 2, \dots, \quad (2.25)$$

задовольняють умові ортогональності (1.23).

Спектр сигналу на виході l -го фільтра на передавальному боці описується формулою:

$$\Psi_l(i\omega) \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{lp} e^{-i\omega pT}, \quad (2.26)$$

а спектр групового сигналу СП ОС –

$$F(i\omega) = \sum_{l=1}^n \Psi_l(i\omega) \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{lp} e^{-i\omega pT}. \quad (2.27)$$

Після проходження через канал зв'язку з ПФ $H(i\omega)$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$, груповий сигнал надходить на фільтри демодулятора з ПФ $\{\bar{\Psi}_l(i\omega)\}_{l=1}^n$, відліки сигналів на виході яких в загальному випадку описуються функціоналом:

$$b_{mq} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} F(i\omega) H(i\omega) \bar{\Psi}_m(i\omega) e^{i\omega q T} d\omega. \quad (2.28)$$

Різниця

$$a_{mq} - b_{mq} \quad (2.29)$$

становить величину інтерференційної завади під час передавання сигналу a_{mq} .

При $H(i\omega) = 1$, $\omega \in (-\Omega, \Omega)$, в силу (2.10), $a_{mq} = b_{mq}$. Іншими словами, у разі неспотворювального каналу в СП ОС, що задовольняє умові (2.10), відсутні міжканальна і міжсимвольна завади.

Інтенсивність інтерференційної завади (2.29) в СП ОС будемо характеризувати математичним очікуванням її миттєвої потужності (2.18).

Позначимо через d^2 математичне очікування сумарної (за всіма каналами СП ОС і всіма моментами часу, відповідними взяттю відліків на виходах приймальних фільтрів) енергії інтерференційної завади:

$$d^2 = \sum_{l=1}^n \sum_{p=-\infty}^{\infty} M(a_{lp} - b_{lp})^2. \quad (2.30)$$

Зробимо наступні два спрощуючих припущення:

1. Передавання триває скінченний час, отже всі a_{lp} при $p > N$ дорівнюють нулю. Це припущення, природне з практичної точки зору, забезпечує існування скінченної величини d^2 .

$$2. M(a_{lp} a_{mq}) = \begin{cases} B(p - q), & l = m, \\ 0, & l \neq m. \end{cases} \quad (2.31)$$

Співвідношення (2.31) відповідає ситуації, яка має місце в СП ОС телефонних сигналів. Телефонні сигнали (мова) в окремих каналах є незалежними, але мають однакою функцію автокореляції. Під час передавання потоку взаємно незалежних символів умова (2.31) виконується в більш потужній формі:

$$M(a_{lp} a_{mq}) = \begin{cases} B(0), & \text{за } l = m, p = q, \\ 0, & \text{в усіх інших випадках.} \end{cases} \quad (2.32)$$

У силу припущення 1, в другій сумі виразу (2.27) для спектра групового сигналу нескінченні межі мають бути замінені скінченними. Цей спектр тепер має вигляд:

$$F_N(i\omega) = \sum_{l=1}^n \Psi_l(i\omega) \sum_{p=-N}^N a_{lp} e^{-i\omega p T}.$$

На виході каналу зв'язку отримаємо:

$$G(i\omega) = H(i\omega)F_N(i\omega) = H(i\omega) \sum_{l=1}^n \Psi_l(i\omega) \sum_{p=-N}^N a_{lp} e^{-i\omega p T}.$$

Спираючись на властивість повноти функцій (2.25) і співвідношення (2.28), можемо записати:

$$\begin{aligned} \sum_{l=1}^n \sum_{p=-\infty}^{\infty} (a_{lp} - b_{lp})^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} |F_N(i\omega) - G(i\omega)|^2 d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \left| \sum_{l=1}^n \sum_{p=-N}^N a_{lp} \Psi_l(i\omega) e^{-i\omega p T} \right|^2 |1 - H(i\omega)|^2 d\omega, \end{aligned}$$

звідки випливає:

$$d^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \sum_{l=1}^n \sum_{p=-N}^N \sum_{m=1}^n \sum_{q=-N}^N M(a_{lp} a_{mq} \Psi_l(i\omega) \bar{\Psi}_m(i\omega)) e^{-i\omega p T} e^{i\omega q T} |1 - H(i\omega)|^2 d\omega.$$

З урахуванням другого припущення (2.31) знаходимо:

$$d^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \sum_{p=-N}^N \sum_{q=-N}^N e^{-i\omega(p-q)T} B(p-q) \sum_{l=1}^n |\Psi_l(i\omega)|^2 |1 - H(i\omega)|^2 d\omega. \quad (2.33)$$

Оскільки сума $\sum_{l=1}^n |\Psi_l(i\omega)|^2$ є постійною величиною, яка дорівнює T (2.20),

то всі СП ОС, що використовують функції (2.25), за умов (2.14), (2.20), виявляються рівноцінними з точки зору величини повної енергії інтерференційної завади.

Формула (2.33) може бути використана для безпосереднього підрахунку енергії інтерференційної завади, з цією метою надамо їй більш зручний вигляд. Для цього віднесемо енергію сумарної завади d^2 до числа передаваних елементів сигналу $n(2N + 1)$ і, спрямувавши N до нескінченності, одержимо з урахуванням (2.20) „питому енергію”:

$$\mathcal{E}^2 = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{d^2}{n(2N + 1)} = \frac{T}{2\pi n} \int_{-\Omega}^{\Omega} S(i\omega) |1 - H(i\omega)|^2 d\omega, \quad (2.34)$$

де $S(i\omega) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} B(p)$ – енергетичний спектр послідовності відліків будь-

якого з вхідних сигналів СП ОС.

Припустимо, що ІР каналу зв'язку відмінна від нуля в скінченному числі відлікових моментів часу. Це припущення наближено виконується, якщо $H(i\omega) \in L_2(-\Omega, \Omega)$ (належить простору функцій з обмеженою енергією). Тоді за $N \rightarrow \infty$ відношення числа передаваних елементів сигналу $n(2N + 1)$ до числа відмінних від нуля відліків сигналу на виходах фільтрів демодулятора СП ОС прагне до одиниці. Тому „основна” частка енергії інтерференційної завади зосереджена на великих N в $n(2N + 1)$ відлікових значеннях прийнятих сигналів.

Звідси випливає, що „питома” енергія завади дорівнює межі середньої енергії по всіх каналах і всіх моментах існування напруги інтерференційної завади.

В силу незалежності сигналів, які передаються різними каналами СП ОС, енергія впливів посилок даного каналу, що заважають, (міжсимвольної завади) і енергія впливів посилок інших каналів (міжканальної завади) в результаті складання дають енергію інтерференційної завади. Звідси випливає, що варіація функцій $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=1}^n$, в силу незалежності величин d^2 і d^2 від виду функцій, може призводити лише до перерозподілу енергії міжсимвольної завади в енергію міжканальної, і навпаки.

Неважко навести приклад системи, яка задовольняє умовам (2.14) і (2.20) і позбавлена міжканальної завади. Такою системою є СП ОС з ПФ (2.23).

2.5 Методика розрахунку міжканальних і міжсимвольних завад

У ряді випадків необхідно знати розподіл енергій міжканальних і окремо міжсимвольних завад в СП ОС, що використовує для передавання конкретний набір функцій частоти або часу. Таке завдання існує, наприклад, в системах з частотним поділом каналів (сигналів незалежних джерел) у зв'язку з тим, що норми на міжканальні завади (переходи), як правило, значно жорсткіші, ніж на міжсимвольні. Виникає питання про можливість зменшення в СП ОС потужності міжканальної завади шляхом вибору відповідної системи функцій [23].

Міжканальні завади в СП ОС можна обчислити, знаючи повну (2.34) і міжсимвольну завади. Виведемо розрахункову формулу для середньої енергії міжсимвольних завад. Оскільки відліки на виходах каналів СП ОС (див. рис. 2.9) беруться лише в тактові моменти часу $t = pT$, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, введемо в розгляд гратчасті функції – імпульсні реакції $s_{ll}(pT)$, $l = 1, 2, \dots, n$, від входу l -каналу до його виходу. Середня енергія міжсимвольної завади в тактовий момент часу за відсутності кореляції між інформаційними символами дорівнює сумі квадратів відліків функції різниці „ідеальної” імпульсної реакції $\hat{s}_{ll}(pT)$ і реальної $s_{ll}(pT)$ тобто

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} r_{ll}^2(pT) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} [\hat{s}_{ll}(pT) - s_{ll}(pT)]^2, \quad (2.35)$$

де

$$\hat{s}_{ll}(pT) = \begin{cases} 1, & p = 0, \\ 0, & p \neq 0. \end{cases}$$

Введемо в розгляд спектр гратчастої функції $r_{ll}(pT)$:

$$R_{ll}(i\omega) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} r_{ll}(pT)e^{-i\omega pT} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \hat{s}_{ll}(pT)e^{-i\omega pT} - \sum_{p=-\infty}^{\infty} s_{ll}(pT)e^{-i\omega pT}.$$

Тут зменшуване – дискретне перетворення Фур'є від „ідеальної” імпульсної реакції – дорівнює 1. Від'ємник – передатна функція l -го каналу. Враховуючи, що передатна функція l -го каналу є

$$\Psi_l(i\omega)H(i\omega)\overline{\Psi}_l(i\omega),$$

можна записати від'ємник наступним чином:

$$\frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} H\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \left| \Psi_l\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right|^2.$$

Отже, вираз (1.39) можна подати у такому вигляді:

$$R_{ll}(i\omega) = 1 - \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left| \Psi_l\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right|^2 H\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right). \quad (2.37)$$

Підставивши замість 1 в (2.37), вираз, що в силу (2.20) дорівнює одиниці:

$$\frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left| \Psi_l\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right|^2,$$

і провівши нескладні перетворення, отримаємо:

$$R_{ll}(i\omega) = \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left| \Psi_l\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right|^2 \left(1 - H\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right). \quad (2.38)$$

Для ґратчастої функції $r_{ll}(pT)$ і її спектру справедлива рівність Парсеваля:

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} r_{ll}^2(pT) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} |R_{ll}(i\omega)|^2 d\omega. \quad (2.39)$$

З (2.38) і (2.39) знаходимо:

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} r_{ll}^2(pT) = \frac{1}{\pi T} \int_0^{\pi/T} \left| \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left| \Psi_l\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right|^2 \left[1 - H\left(i\omega - ip\frac{2\pi}{T}\right) \right] \right|^2 d\omega. \quad (2.40)$$

Формули (2.34) і (2.40) дозволяють розрахувати енергію міжканальних завад в l -ому каналі СП ОС.

Розглянемо приклад розрахунку енергії інтерференційних завад, попередньо вказавши на ефективний спосіб формування сигналів-переносників, що задовольняють умовам (2.16), (2.17). Таким способом формування зазначених сигналів є лінійне комбінування функцій відліків Котельникова $\frac{\sin \Omega t}{\Omega t}$ і їх зсувів на час $q\tau$, $q = 1, 2, \dots, m$, з коефіцієнтами C_{lq} . Подібні сигнали

мають вигляд:

$$\sum_{q=1}^m C_{lq} \frac{\sin \Omega [t - (q-1)\tau]}{\Omega [t - (q-1)\tau]}, \quad l = 1, 2, \dots, n, \quad (2.41)$$

де τ – інтервал Котельникова групового каналу СП ОС.

Для виконання умови ортогональності сигналів (2.41) за різних l достатньо вибрати в якості елементів рядків матриці C_{lq} значення ортогональних дискретних функцій. Спектри сигналів (2.41) мають вигляд:

$$\Psi_l(i\omega) = \sqrt{\tau} \sum_{q=1}^m C_{lq} e^{-i\omega(q-1)\tau}. \quad (2.42)$$

За наведеною вище методикою розраховано енергію інтерференційних завад для деяких варіантів наборів коефіцієнтів C_{lq} . Розрахунки наведено для восьмиканальної СП. Таке число каналів зумовлено тим, що ряд досліджуваних функцій, наприклад Уолша, Хаара, є періодичними з двійково-раціональним періодом, тому їх задають на інтервалі $N = 2^n$, $n = 1, 2, \dots$, де N – число відліків функцій [8, 9]. При цьому максимальне число функцій, що задаються N відліками, також дорівнює N . Тому в подальших розрахунках матриця C_{lq} (2.41) є квадратною, розмірністю $N \times N$.

Канал передавання моделюється фільтром нижніх частот з ПФ:

$$H(i\omega) = e^{-i\varphi(\omega)}, -\Omega \leq \omega < \Omega, \Omega = 2\pi \cdot 32 \cdot 10^3 \text{ рад/с.}$$

Тут $\varphi(\omega)$ – ФЧХ каналу, характеристика групового часу проходження (ГЧП) якого обиралася у вигляді:

$$\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = A \left(\omega - \frac{\Omega}{2} \right)^2, \quad (2.43)$$

де A – константа, що визначає в розрахунках величину нерівномірності ГЧП.

Такого типу характеристики ГЧП типові для провідних трактів зв'язку. Смуга частот „умовного” каналу зв'язку з ГЧП (2.43) обрана пропорційною числу індивідуальних каналів тональної частоти зі смугою частот 4 кГц. Розрахунки здійснено для п'яти значень постійної A , відповідних нерівномірності $\tau(\omega)$ у точках 0 і 32 кГц, що дорівнює 0,01 мкс; 0,1 мкс; 0,5 мкс; 1 мкс; 28 мкс.

Лінійне фазування виконувалося так, аби усунути розрив фазочастотної характеристики каналу на краю смуги пропускання.

Результати розрахунків енергії інтерференційних завад, що виникають в розглянутих СП, наведено в табл 2.1. У якості дискретних функцій обрані найбільш поширені функції: функції Уолша, Хаара, Адамара, а також тригонометричні функції. Для порівняння наведено завади, що виникають у традиційній системі з імпульсно-ковою модуляцією. В даному випадку коефіцієнти C_{lq} мають вигляд:

$$C_{lq} = \begin{cases} 1, & l = q, \\ 0, & l \neq q. \end{cases}$$

Аналіз результатів розрахунків дозволяє сформулювати наступні висновки.

1. Системи передавання з розглянутими ортогональними сигналами-переносниками не дають істотного виграшу по енергії інтерференційних завад в порівнянні з СП з розподілом каналів за часом, що використовує функції відліків Котельникова.

2. Більш загальний висновок полягає в тому, що за найквістової швидкості передавання навіть незначні лінійні спотворення ПФ каналу призводять до істотного зростання як повної так і міжканальної інтерференційних завад незалежно від вибору форми сигналів-переносників.

Таблиця 2.1 – Енергія інтерференційних завад для восьмиканальної СП

Функції	Середня енергія P					Середня енергія міжсимвольних завад P_1					Середня енергія міжканальних завад P_2				
	Нерівномірність ГЧП, мкс														
	0,01	0,1	0,5	1	28	0,01	0,1	0,5	1	28	0,01	0,1	0,5	1	28
1. Уолша	$0,853 \cdot 10^{-8}$	$0,853 \cdot 10^{-6}$	$0,213 \cdot 10^{-4}$	$0,106 \cdot 10^{-3}$	$0,648 \cdot 10^{-1}$	$0,367 \cdot 10^{-10}$	$0,367 \cdot 10^{-8}$	$0,921 \cdot 10^{-7}$	$0,456 \cdot 10^{-6}$	$0,359 \cdot 10^{-3}$	$0,85 \cdot 10^{-8}$	$0,85 \cdot 10^{-6}$	$0,214 \cdot 10^{-4}$	$0,106 \cdot 10^{-3}$	$0,645 \cdot 10^{-1}$
2. Котельникова						$0,199 \cdot 10^{-11}$	$0,199 \cdot 10^{-9}$	$0,526 \cdot 10^{-8}$	$0,257 \cdot 10^{-7}$	$0,107 \cdot 10^{-2}$	$0,854 \cdot 10^{-8}$	$0,854 \cdot 10^{-6}$	$0,209 \cdot 10^{-4}$	$0,107 \cdot 10^{-3}$	$0,639 \cdot 10^{-1}$
3. Адамара						$0,152 \cdot 10^{-10}$	$0,152 \cdot 10^{-8}$	$0,38 \cdot 10^{-7}$	$0,19 \cdot 10^{-6}$	$0,178 \cdot 10^{-3}$	$0,852 \cdot 10^{-8}$	$0,852 \cdot 10^{-6}$	$0,214 \cdot 10^{-4}$	$0,107 \cdot 10^{-3}$	$0,647 \cdot 10^{-1}$
4. $\begin{cases} \sin \frac{\pi l q}{4} \\ \cos \frac{\pi l q}{4} \end{cases}$						$0,532 \cdot 10^{-10}$	$0,532 \cdot 10^{-8}$	$0,133 \cdot 10^{-8}$	$0,651 \cdot 10^{-6}$	$0,507 \cdot 10^{-3}$	$0,848 \cdot 10^{-8}$	$0,848 \cdot 10^{-6}$	$0,213 \cdot 10^{-4}$	$0,106 \cdot 10^{-3}$	$0,644 \cdot 10^{-1}$
5. $\left\{ \cos \frac{\pi l q}{4} \right\}$						$0,397 \cdot 10^{-9}$	$0,396 \cdot 10^{-7}$	$0,994 \cdot 10^{-6}$	$0,497 \cdot 10^{-5}$	$0,422 \cdot 10^{-2}$	$0,823 \cdot 10^{-8}$	$0,823 \cdot 10^{-6}$	$0,204 \cdot 10^{-4}$	$0,102 \cdot 10^{-3}$	$0,607 \cdot 10^{-1}$
6. Хаара						$0,142 \cdot 10^{-10}$	$0,142 \cdot 10^{-8}$	$0,357 \cdot 10^{-7}$	$0,179 \cdot 10^{-6}$	$0,178 \cdot 10^{-3}$	$0,853 \cdot 10^{-8}$	$0,853 \cdot 10^{-6}$	$0,214 \cdot 10^{-4}$	$0,107 \cdot 10^{-3}$	$0,647 \cdot 10^{-1}$

Питання і завдання до розділу 2

1. У чому полягає відмінність послідовного способу передавання сигналів від паралельного?
2. Які переваги паралельного способу передавання сигналів?
3. Чому в системах передавання використовується фільтровий метод приймання?
4. Сформулювати і записати умову відсутності інтерференційних завад при послідовному способі передавання сигналів.
5. Навести приклади систем ортогональних сигналів, для яких відсутні міжканальні завади при передаванні смугообмеженим каналом.
6. Дати визначення найквістової швидкості передавання.
7. Яка з систем ортогональних сигналів має вигреш за потужністю інтерференційних завад при найквістової швидкості передавання?
8. Розрахувати найквістову швидкість передавання для каналу передавання з ПФ типу ідеальний фільтр з частотою зрізу 20 кГц.

3 СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ СМУГООБМЕЖЕНИМИ ОРТОГОНАЛЬНИМИ СИГНАЛАМИ

3.1 Робастні системи передавання

Оцінка енергії інтерференційних завад, породжуваних лінійними спотвореннями ПФ каналів зв'язку, демонструє високу чутливість СП ОС з найквістовою швидкістю передавання до нерівномірності їхніх частотних характеристик [23, 24]. Зменшення рівня інтерференційних завад до допустимого в рамках лінійних методів досягається зниженням швидкості передавання і корекцією частотних характеристик СП за допомогою увімкнених каскадно з каналом зв'язку автоматичних коректорів.

Очевидно, що при зменшенні швидкості передавання різні системи сигналів-переносників по-різному спотворюються ПФ каналу зв'язку, а отже, стають нееквівалентними з точки зору енергії інтерференційних завад. Так, наприклад, частотні спотворення стандартних ПФ каналів тональної частоти (ТЧ) збільшуються по краях смуги пропускання (0,3 – 3,4) кГц. Отже, сигнали, що містять більшу частину енергії в центральному діапазоні частот смуги пропускання, менш спотворюються порівняно з сигналами з рівномірним спектром в смузі пропускання каналу.

Однак, крім лінійних частотних спотворень ПФ, канали зв'язку характеризуються також рядом інших факторів, що визначають якість передавання інформації по ним. До найбільш поширених факторів, що заважають, належать: адитивний білий шум, зосереджені за спектром і імпульсні завади, невизначеність і скачки фази несучої і коефіцієнта передавання, фазовий джитер, селективні частотні завмирання і нестабільність частотних характеристик. У найбільшій мірі такі заважаючі фактори притаманні радіоканалам, особливо мобільному зв'язку з рухомими об'єктами. Під час руху об'єкта змінюються частотні характеристики радіоканалу, утвореного складанням множини відбитих від навколишніх об'єктів променів, змінюються характеристики радіозавад. Таким чином, має сенс говорити про системи передавання, здатні забезпечувати необхідну якість передавання інформації під час роботи по середовищах і каналах зв'язку з нестабільними частотними і завадними характеристиками, а також здатних ефективно відновлювати працездатність при виникненні катастрофічних ситуацій, що призводять до переривання зв'язку. СП, що мають наведені властивості, будемо називати «робастними» [*robustness*].

«Тлумачний словник з інформатики» (В.І. Першинов, В.М. Савинков, 1991, М., Фінанси і статистика) визначає «робастність» як «міру здатності обчислювальної системи відновлюватися при виникненні помилкових ситуацій». Там же підкреслюється, що система може бути надійною, але не робастною. Поняття «робастність» було вперше введено для характеристики статистичних методів оброблення інформації, стійких до зміни статистик. Більш широке тлумачення цього терміна включає характеристику стійкості

систем, методів та алгоритмів до збурень навколишнього середовища і сигналів.

Прикладом робастного методу передавання каналами зв'язку зі стрибками фази і рівня є метод фазорізницевої модуляції (ФРМ) [25-29]. У методі ФРМ інформація передається різницею фаз сигналів-переносників на двох сусідніх тактових інтервалах. Оцінка різниці в приймачі не залежить від точності визначення модулів прийнятих сигналів, що знижує вимоги до стабільності коефіцієнта посилення каналу. Стрибок фаз породжує лише невизначеність оцінки фази (помилку) на тактовому інтервалі, на якому стався стрибок. З наступного тактового інтервалу, після стрибка, відновлюється вірне приймання сигналів. Інша картина спостерігається в СП, що використовують методи приймання, які включають адаптивну корекцію характеристик каналу зв'язку. Якщо не вжити спеціальних заходів з діагностики стрибка фази, то він сприймається як зміна частотних характеристик каналу, і адаптивний коректор починає його компенсувати. Процедура адаптації може тривати десятки, і навіть сотні тактових інтервалів. Очевидно, що забезпечення робастних властивостей має здійснюватися на всіх рівнях побудови і функціонування СП. Метод передавання є найважливішою характеристикою СП, що визначає її робастні властивості. Тому в першу чергу з'ясуємо, який з методів передавання є переважним для побудови робастної СП. Розглянемо СП ОС з каналами з ПФ ідеальних смугових фільтрів, що не перекриваються за частотою (рис 3.1).

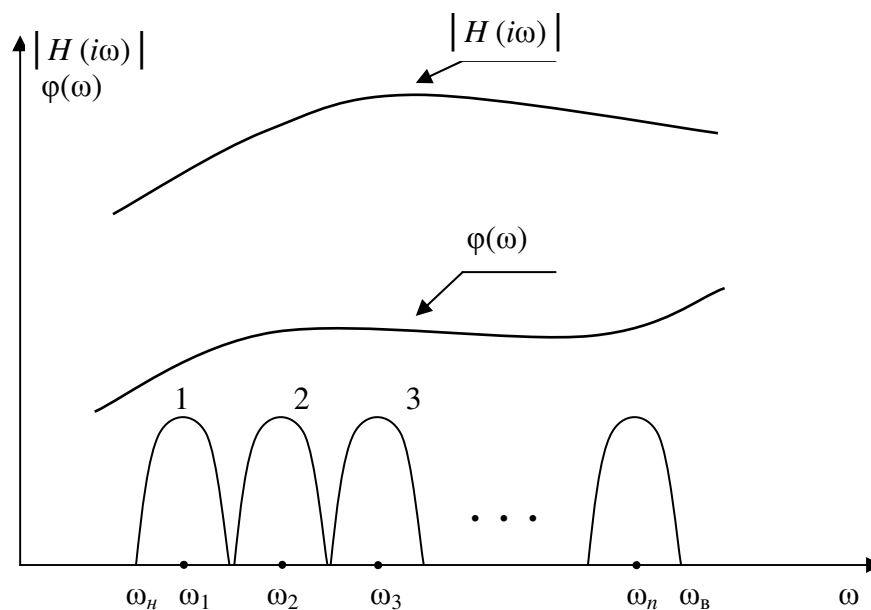


Рисунок 3.1 – Розміщення каналів n -канальної СП ОС зі смугообмеженими сигналами

У такій системі передавання, очевидно, відсутні міжканальні інтерференційні завади, і повна завада складається лише з міжсимвольних завад кожного каналу. Розглянемо можливості зменшення завад цього виду. Нагадаємо, що аналіз інтерференційних завад, здійснений в першому розділі, виконаний у припущенні, що в приймачі СП ОС здійснюються спільні для

всього групового сигналу регулювання коефіцієнта посилення каналу зв'язку і вибір моменту стробування вихідних сигналів прийомних фільтрів (тактова синхронізація). Припущення про наявність в СП ОС незалежних для кожного каналу системах автоматичного регулювання посилення (АРП) і систем тактової синхронізації (СТС) істотно порушує рівноправність різних систем ортогональних сигналів.

Дійсно, міжсимвольні завади в діапазоні частот кожного каналу породжуються лінійними спотвореннями ПФ, які в загальному випадку різні (рис. 3.1). Оптимальний вибір моментів стробування в кожному каналі дозволить, очевидно, зменшити міжсимвольні завади в порівнянні з випадком загальної тактової синхронізації. Наявність індивідуальних АРП знижує рівень власних завад, викликаних відмінністю рівнів прийнятих сигналів від еталонних (опорних).

Для обґрунтування цього твердження розглянемо n -канальну СП з смугообмеженими сигналами, що не перекриваються за частотою (рис. 3.1). Канал зв'язку, заданий смугою пропускання $\Omega = \omega_n - \omega_n$; ω_n і ω_n – нижня і верхня частоти смуги пропускання каналу; АЧХ – $|H(i\omega)|$ і ФЧХ – $\varphi(\omega)$, $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ – центральні частоти смуг пропускання каналів.

Припустимо, що кількість каналів n збільшується і, в принципі, прагне до нескінченності. У цьому випадку діапазон частот, який обіймає кожний канал СП ОС, прагне до нуля. Але у вузькій смузі частот ПФ каналу зв'язку з високою точністю може бути апроксимована поліномом першого ступеня:

$$a_l \cdot e^{-i(\omega t_l + \varphi_l)}, \omega_n + (l-1)\Omega/n \leq \omega < \omega_n + l\Omega/n, l = 1, 2, \dots, n,$$

де a_l – значення АЧХ на центральній частоті l -го каналу; t_l – значення затримки сигналу l -го каналу; φ_l – плоска складова ФЧХ l -го каналу.

Таким чином, при достатньо великому n довільна ПФ каналу зв'язку може бути апроксимована рядом:

$$\sum_{l=1}^n a_l e^{-i(\omega t_l + \varphi_l)}, \omega_n + (l-1)\Omega/n \leq \omega < \omega_n + l\Omega/n, l = 1, 2, \dots, n,$$

де a_l, t_l, φ_l – константи.

Отже, в СП ОС з вузькосмуговими сигналами-переносниками за наявністю індивідуальних для кожного каналу систем АРП, синхронізації несучої і тактовою частотою лінійні частотні спотворення передаваних сигналів можуть бути нехтовно малими, а в результаті малими будуть і інтерференційні (міжсимвольні) завади. При цьому необхідність в адаптивному коректорі відпадає.

Відсутність адаптивного коректора частотних характеристик є істотним під час роботи по радіоканалах з селективними завмираннями по частоті. Селективні завмирання знижують відношення сигнал/шум в каналах, що збігаються за частотою з областю завмирань, не змінюючи його в інших каналах. За великого числа каналів навіть повне завмирання декількох каналів

не погіршує якості роботи системи. Породжені завмираннями помилки виправляються відповідними кодами.

Важливим результатом вузькосмуговості каналів СП ОС є гнучкість у формуванні спектра передаваного сигналу. Якщо частотні характеристики каналу зв'язку досить стабільні в часі, то здійснюється їх вимірювання і розподілення потужності передаваного сигналу і кількості передаваної інформації каналами СП ОС з урахуванням результатів вимірювань. Це дозволяє, наприклад, не використовувати для передавання ті області частотної характеристики каналу зв'язку, в яких загасання сигналу або потужність завад є великими. На рис. 3.2 показано приклад залежності модуля передатної функції каналу зв'язку $|H(i\omega)|$ (АЧХ) від частоти (на рис. 3.2 ліворуч) та відповідної залежності від частоти швидкості передавання каналами СП (на рис. 3.2 праворуч). На тих несучих, де значення коефіцієнта передавання більше, передається більше інформації, і навпаки, а на несучій, де діє зосереджена за спектром завада великої потужності, інформація взагалі не передається.

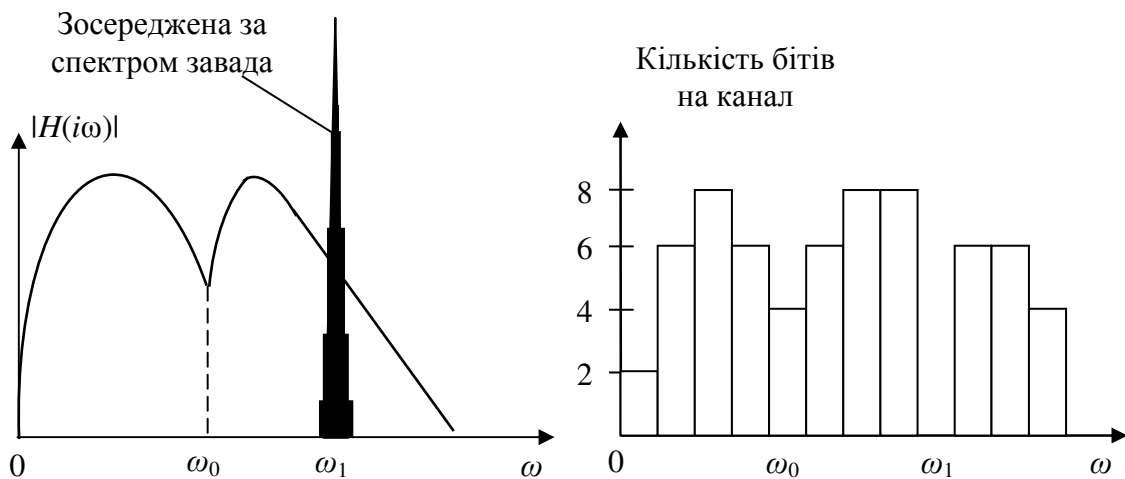


Рисунок 3.2 – Залежність швидкості передавання каналами СП з вузькосмуговими сигналами від АЧХ каналу зв'язку та потужності завад

Вузькосмуговість каналів СП ОС дозволяє ефективно боротися з зосередженими за спектром завадами шляхом виключення каналів ураженої ділянки частот і імпульсними завадами. Під імпульсною завадою розуміють, як правило, сигнал, що заважає, тривалість якого порівнянна з котельниковським інтервалом каналу зв'язку і, отже, має широкосмуговий спектр, що перекриває спектр передаваного сигналу.

Припустимо, що груповий сигнал СП ОС складається з n сигналів тривалістю T , які мають середню енергію E_c . Повна середня енергія групового сигналу відповідно дорівнює nE_c , а середній рівень сигналу – $\sqrt{nE_c/T}$. Імпульсна завада характеризується тривалістю T/n і розмахом, що дорівнює середньому рівню групового сигналу. У цьому випадку енергія імпульсної завади порівнянна з енергією одного сигналу СП ОС. Але спектр завади

відповідно в n разів ширше за спектр каналного сигналу, і в результаті тільки $1/n$ частина її енергії потрапляє в індивідуальні канали. Для одноканальних систем передавання (з послідовним передаванням сигналів) тривалість імпульсної завади порівнянна з тривалістю тактового інтервалу, а її спектр перекриває спектр сигналу. Тому практично вся енергія завади потрапляє в приймач і визначає співвідношення сигнал/шум. Таким чином, відношення сигнал/імпульсна завада для індивідуальних сигналів n -канальної СП ОС в \sqrt{n} разів більше, ніж для одноканальної СП.

Наведені характеристики СП з вузькосмуговими сигналами зумовили інтерес до них з боку розробників і розповсюдження цього типу апаратури в нових розробках.

Відзначимо, що все сказане вище про переваги методу передавання ортогональними вузькосмуговими частотно-розподіленими сигналами справедливо також для широко використовуваного раніше методу частотного розділення каналів (ЧРК) для побудови аналогових телефонних СП. Однак реалізація смугових фільтрів, що забезпечують необхідні норми на міжканальне загасання, спричинила втрату приблизно 22% смуги частот групового каналу на розфільтрування і застосування багатоступінчастого формування спектра групового сигналу, що ускладнило апаратуру. Крім цього, каналні фільтри внесли додаткові частотні спотворення, в результаті чого передавання цифрових даних каналами СП ЧРК перетворилася в самостійну проблему, вирішувану за допомогою модемів. Зазначені недоліки відсутні в СП ОС.

Питання про практично реалізовані системи сигналів, що дозволяють безінтерференційне передавання інформації каналами зв'язку з лінійними спотвореннями зі швидкістю, близькою до Найквістової, вперше було сформульовано в роботах Р. Чанга і Б. Зальцберга [30].

В роботі [20] Р. Чанг розглядає n -канальну СП ОС зі смуговими фільтрами з ПФ $F_l(i\omega) = |F_l(i\omega)| e^{-i\varphi_l(\omega)}$ на передаванні і погодженими з ними фільтрами на прийманні з ПФ $F_l(i\omega)$ (рис. 3.3):

$$F_l(i\omega) = |F_l(i\omega)| e^{i\varphi_l(\omega)}, \quad l = 1, 2, \dots, n.$$

Центральні частоти каналів (смугових фільтрів) визначаються співвідношенням:

$$\omega_l = \left(l + q + \frac{1}{2} \right) \Omega, \quad \Omega = \frac{\pi}{T},$$

де q – довільне додатне число (включаючи нуль);

Ω – половина смуги пропускання фільтрів;

T – тактовий інтервал.

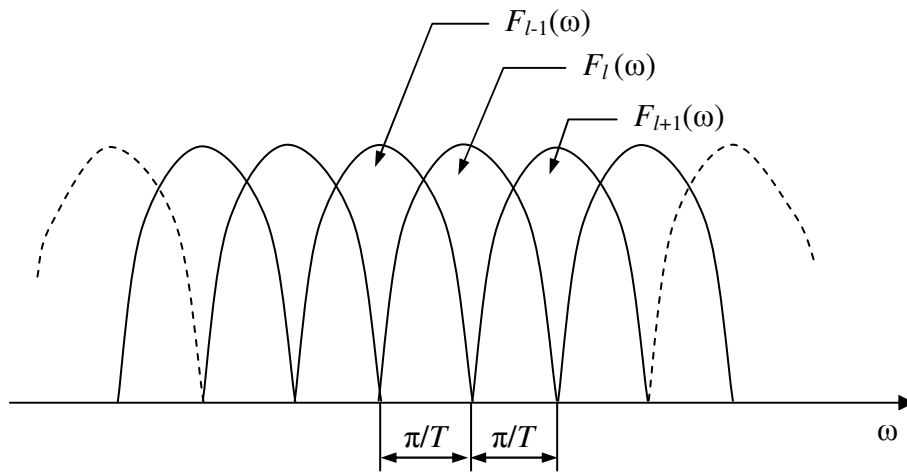


Рисунок 3.3 – АЧХ каналів СП ОС Р. Чанга

Має місце наступне співвідношення для АЧХ фільтрів l -го каналу:

$$|F_l(i\omega)|^2 |H(i\omega)|^2 = \begin{cases} C_l + Q_l(i\omega), & \omega_l - \Omega \leq \omega < \omega_l + \Omega, \\ 0, & 0 \leq \omega < \omega_l - \Omega, \\ 0, & \omega > \omega_l + \Omega, \end{cases}$$

де C_l – константа;

$Q_l(i\omega)$ – функція частоти, що має непарну симетрію відносно частот $\omega_l \pm \Omega/2$;

$H(i\omega)$ – ПФ каналу зв'язку.

Крім того, функція $[C_l + Q_l(i\omega)][C_{l+1} + Q_{l+1}(i\omega)]$ парна відносно частоти $\omega_l + \Omega/2$.

Для ФЧХ фільтрів виконується співвідношення:

$$\varphi_l(\omega) - \varphi_{l+1}(\omega) = \frac{\pi}{2} + \gamma_l(\omega), \quad \omega_l \leq \omega < \omega_l + \Omega,$$

де $\gamma_l(\omega)$ – довільна ФЧХ, що має непарну симетрію відносно частоти $\omega_l + \Omega/2$.

При виконанні цих умов в [20] доводиться, що в СП ОС відсутні інтерференційні завади (очевидно за відсутності частотних спотворень). Крім того, розглянута СП має такі характеристики:

1) АЧХ передавальних фільтрів мають гладкий характер (перша похідна – неперервна), і для побудови СП не потрібно ідеальних смугових фільтрів;

2) швидкість модуляції в кожному каналі дорівнює 2Ω Бод, а сумарна швидкість передавання в СП дорівнює $\left[\frac{n}{n+1} \right] R_{\max}$, де R_{\max} – максимальна найквістова швидкість передавання каналом зв'язку. Отже, коли n досить велике, швидкість передавання наближається до максимальної;

3) за відсутності синхронізації різних каналів по тактовій частоті, щонайменше, половина каналів може працювати одночасно без міжканальних і міжсимвольних завад.

Розглянуту модель СП ОС було розвинено в роботах Б. Зальцберга [30], який запропонував використовувати замість набору з n смугових фільтрів $2n$ однакових фільтрів нижніх частот (ФНЧ) із смугою пропускання Ω . Канальні сигнали утворюються за допомогою квадратурної модуляції $2n$ несучих сигналами ФНЧ, об'єднаними в пари. Спектр групового сигналу в обох варіантах СП – ідентичний. Платою за спрощення фільтрового обладнання є збільшення міжканальної завади, тому що замість двох сусідніх сигналів, що породжують заваду, з'являється п'ять, включаючи і власний квадратурний сигнал.

Теоретичний аналіз СП з смугообмеженими ортогональними сигналами, названих авторами „модемами Р. Чанга”, подано в роботі [34].

Тепер можна сформулювати основні вимоги до СП, відповідність до яких забезпечує її робастність.

Робастна СП повинна:

- швидко (практично за 2-3 такти) відновлювати працездатність каналу після впливу завад, що призвели до його руйнування;
- здійснювати контроль характеристик середовища передавання (каналу зв'язку) і адаптивно перебудовувати свої характеристики, включаючи форму спектра передаваного сигналу, швидкість передавання;
- використовувати метод передавання ортогональними вузькосмуговими сигналами;
- використовувати коди, що виправляють помилки.

3.2 Системи передавання ортогональними гармонічними сигналами

Запропоновані Р. Чангом [20] системи смугообмежених сигналів, кожен з яких, за винятком крайніх, перекривається за спектром з двома сусідніми сигналами, мають частотні характеристики, реалізовані з певною точністю. У силу цього, в СП ОС, що використовують ці сигнали, крім міжсимвольних, виникають також міжканальні інтерференційні завади. Як показали дослідження [24, 30, 31], величина інтерференційних завад, поряд з частотними спотвореннями каналу зв'язку, визначається значною мірою точністю реалізації ПФ формуючих фільтрів СП ОС. Поряд з цим, СП з сигналами Р. Чанга пред'являють достатньо жорсткі вимоги до точності оцінки і компенсації плоскої і лінійної складових ФЧХ каналу зв'язку.

У зв'язку з цим становлять інтерес системи ортогональних сигналів, приймання яких не висуває жорстких вимог до синхронізації.

У теорії і техніці зв'язку велике значення має система експоненціальних функцій часу:

$$\left\{ e^{il\omega_0 t} \right\}_{l=0}^{n-1}, 0 \leq t < \tau_0, \quad (3.1)$$

ортогональних на інтервалі часу $\tau_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ і періодичних з періодом τ_0 :

$$e^{il\omega_0 t} = e^{il\omega_0 (t+\tau_0)}.$$

Функції (3.1) зберігають ортогональність за довільного фазового зсуву φ_0 :

$$\int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} e^{i(l\omega_0 t + \varphi_0)} e^{-ik\omega_0 t} dt = \begin{cases} \tau e^{i\varphi_0}, & l = k, \\ 0, & l \neq k \end{cases},$$

і пов'язані співвідношенням Ейлера з тригонометричними функціями:

$$e^{il\omega_0 t} = \cos l\omega_0 t + i \sin l\omega_0 t.$$

Перетворення Фур'є (спектр) функцій визначається за формулою:

$$S(\omega - l\omega_0) = \int_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} e^{il\omega_0 t} e^{-i\omega t} dt = \frac{\sin(\omega - l\omega_0) \tau_0/2}{(\omega - l\omega_0)}, \quad -\infty < \omega < \infty. \quad (3.2)$$

Графіки спектрів наведено на рис. 3.4.

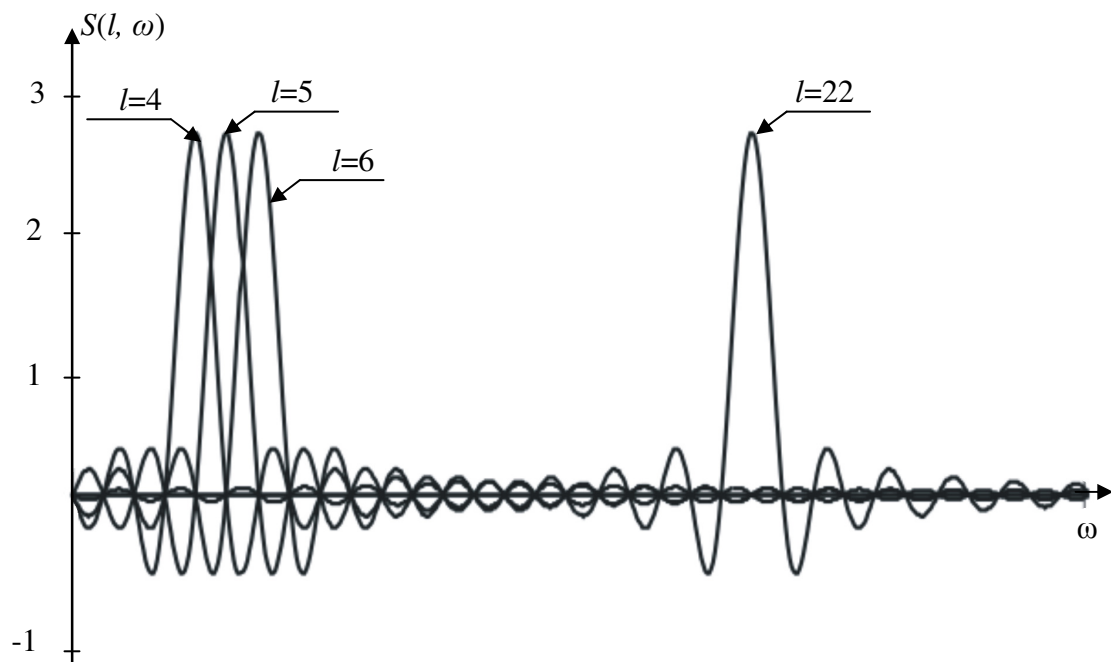


Рисунок 3.4 – Приклад обвідних спектрів гармонічних сигналів тривалістю τ_0

Системи ортогональних сигналів, що описуються дійсними тригонометричними функціями:

$$\{\cos l\omega_0 t, \sin l\omega_0 t\}, \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad \omega_0 = 2\pi F_0, \quad 0 \leq t < \tau_0, \quad (3.3)$$

ортогональними на інтервалі $\omega_0 = 2\pi/\tau_0$, знайшли широке застосування в сучасних системах зв'язку. Нагадаємо, що складові (3.3) – 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. 3.5 наведено приклади сигналів (3.3) для $l = 4, 5, 6, 22$, $\tau_0 = 10^{-3}$ с, $N = 512$.

Спектри сигналів з точністю до постійних множників на позитивній півосі частот описуються формулою (3.2). Спектри теоретично нескінченні за частотою і убивають з частотою зі швидкістю, пропорційною $1/\omega$. 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 (3.3) можна конструювати системи ортогональних сигналів, які не висувають для свого приймання жорстких вимог щодо синхронізації несучих і тактових частот. З урахуванням властивості малих спотворень під час проходження через канал зв'язку з ПФ, що спотворює, ці сигнали забезпечують малу чутливість СП до варіацій частотних характеристик каналу зв'язку, що є однією з характеристик робастної СП.

Розглянемо сигнал на виході лінійної системи з 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 в сигналі можна виділити три області. Перша область сигналу $g(t)$ – переддія – визначається інтервалом $0 \leq t < \tau_p$, друга область визначається інтервалом $\tau_p \leq t < T$, і третя область – післядія – визначається інтервалом $T \leq t < T + \tau_p$. Якщо на вхід каналу зв'язку з 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:

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

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.

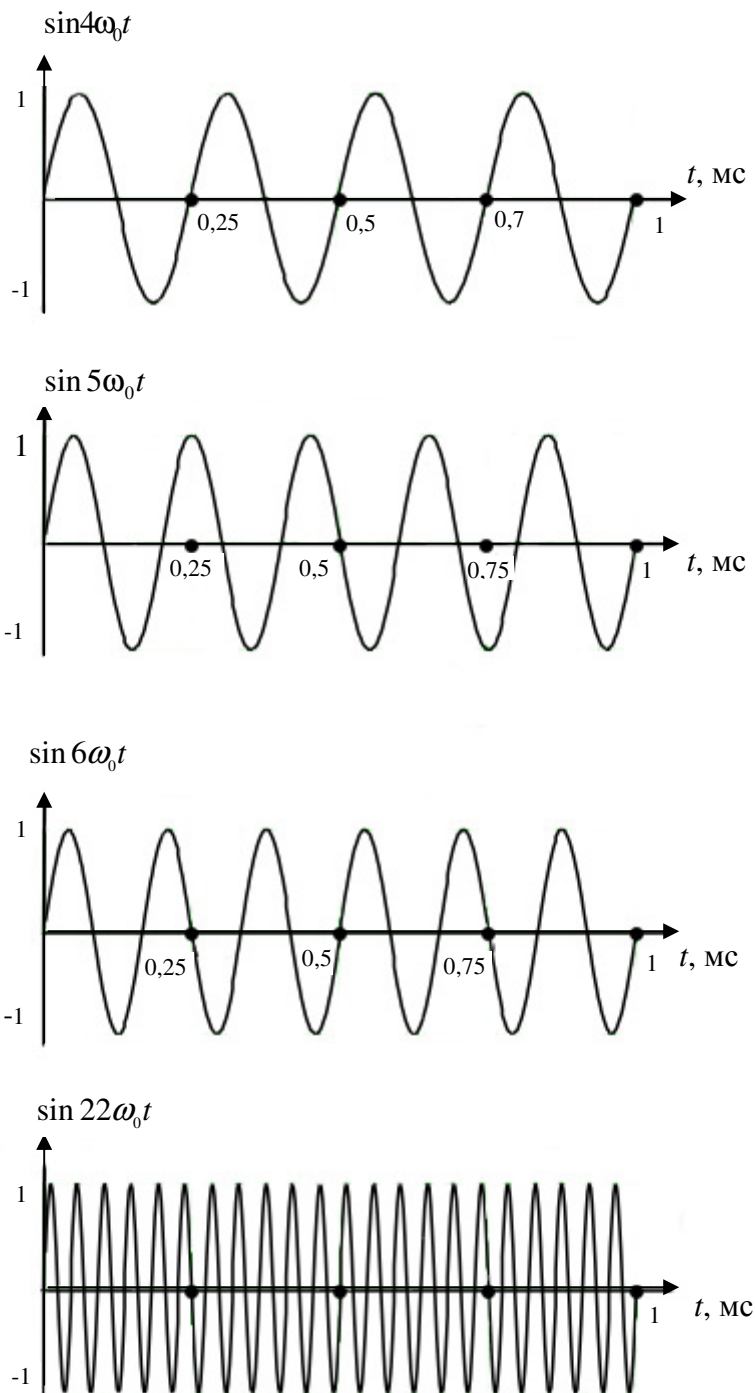


Рисунок 3.5 – Графіки ортогональних гармонічних

Відтак, якщо інтервал ортогональності τ_0 сигналів (3.3) вибрати з умови:

$$\tau_0 \leq T - \tau_p$$

або тривалість сигналів-переносників вибрати з формули:

$$T \geq \tau_0 + \tau_p, \quad (3.4)$$

то ортогональність сигналів (3.3), 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:

$$T_3 = T - \tau_0.$$

В силу періодичності гармонічних сигналів з періодом τ_0 , можна рівноправно створювати захисний інтервал, подовжуючи сигнали вліво на інтервалі T_3 (в цьому випадку сигнал-продовження, за прийнятою зарубіжною термінологією, називають префіксом) або періодично подовжуючи сигнали вправо (суфікс), як показано на рис. 3.6. Тривалість захисного інтервалу для визначеності обрана $T_3 = 0,375$ мс.

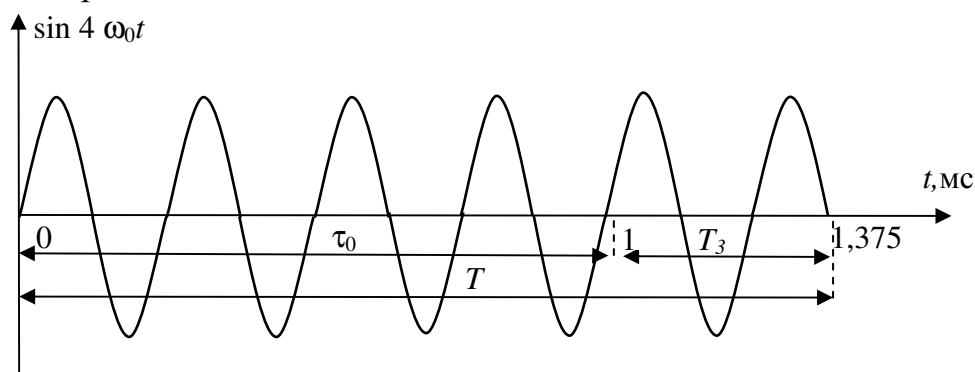


Рисунок 3.6 – Гармонічний імпульс $s(t) = \sin 4 \omega_0 t$ тривалістю $T = \tau_0 + T_3$

Якщо в приймачі СП правильно визначено межі інтервалу ортогональності (інтегрування) τ_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/τ_0 і можуть бути невисокими.

Таким чином, введення захисного інтервалу забезпечило малу чутливість СП з гармонічними сигналами (СП ОГС) (3.3) 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 (3.3), в силу концентрації основної енергії сигналів у діапазоні частот $2\omega_0$, практично зберегла переваги смугообмежених сигналів, про які йшлося в розд. 3.1.

Величина захисного інтервалу T_3 визначається тривалістю ІР каналу зв'язку. Поняття тривалості τ_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.

Вимірювання характеристик, наприклад, стандартних каналів тональної частоти (ТЧ СК) показали, що тривалість ІР некоректованих каналів при збереженні 99% енергії вимірюється від десятків до кількох сотень

котельниківських інтервалів в залежності від числа переприймань по ТЧ [32]. Для забезпечення передавання „поганими” каналами необхідно збільшувати тривалість захисного інтервалу, і, щоб забезпечити прийнятне співвідношення тривалості тактового і захисного інтервалів, необхідно збільшувати число каналів СП ОГС. В принципі можна вибрати число каналів настільки велике, щоб тривалість T_3 була необхідною, але такий підхід призводить до затримки передавання сигналу, яка, в свою чергу, для більшості систем зв'язку регламентується. Збільшення захисного інтервалу стосовно тривалості посилки призводить до зниження швидкості передавання, що також небажано. Таким чином, існують певні обмеження щодо вибору величини 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.

Інший підхід до виконання умов (3.4) полягає в зменшенні тривалості ІР τ_p каналу передавання. Це досягається шляхом корекції ПФ каналу передавання. При цьому в якості критерію налаштування служить концентрація енергії ІР наскрізного каналу передавання в заданому інтервалі часу (розд. 4).

Схему n -канальної СП з гармонічними сигналами-переносниками наведено на рис. 3.7.

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:

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos l\omega_0(t - pT) \\ \sin l\omega_0(t - pT) \end{array} \right\}_{l=l_1}^{l_2}, \quad l_2 - l_1 + 1 = n, \quad (3.5)$$

де l_1 і l_2 – номери несучих першого і останнього каналів СП, розраховані як номери гармонік частоти ω_0 .

Груповий сигнал на виході передавача є сумою модульованих несучих (3.5):

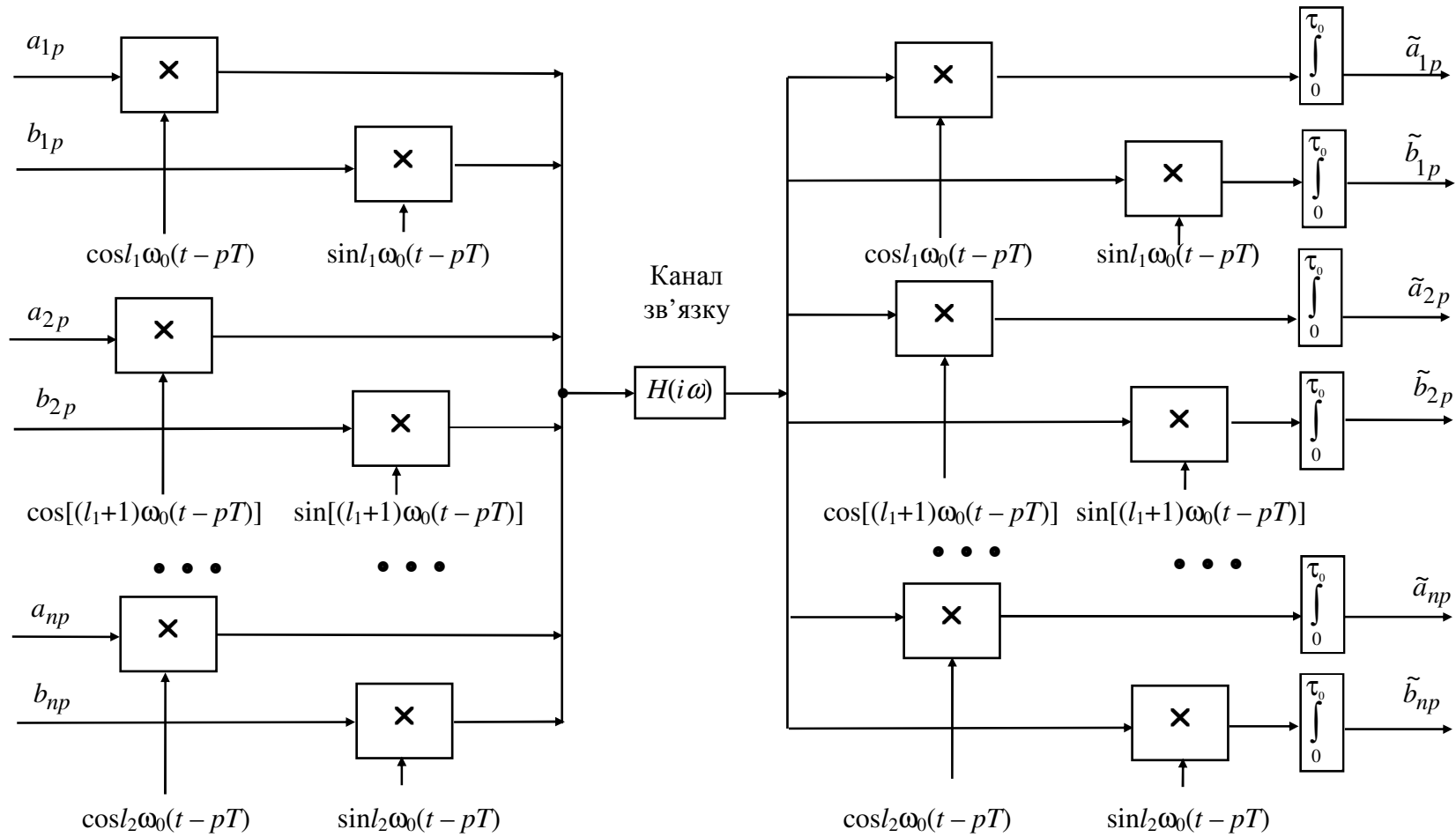
$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{l=l_1}^{l_2} a_{lp} \cos l\omega_0(t - pT) + b_{lp} \sin l\omega_0(t - pT). \quad (3.6)$$

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

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{lp} &= \frac{2}{\tau_0} \int_{t_1}^{t_1 + \tau_0} \tilde{s}(t) \cos l\omega_0(t - pT) dt, \\ \tilde{b}_{lp} &= \frac{2}{\tau_0} \int_{t_1}^{t_1 + \tau_0} \tilde{s}(t) \sin l\omega_0(t - pT) dt, \quad l = l_1, l_1 + 1, \dots, l_2, \end{aligned} \quad (3.7)$$

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.

Рисунок 3.7 – N -канальна СП з гармонічними сигналами-переносниками

Розглянемо більш детально призначення захисного інтервалу, скориставшись для цього ілюстраціями до алгоритмів формування та демодуляції сигналів СП ОГС, наведеними на рис. 3.8.

На рис. 3.8, *а* наведено часову діаграму послідовності з трьох посилок групового сигналу: p -ої, $(p + 1)$ -ої і $(p + 2)$ -ої. Тривалості посилок $T = \tau_0 + T_3$.

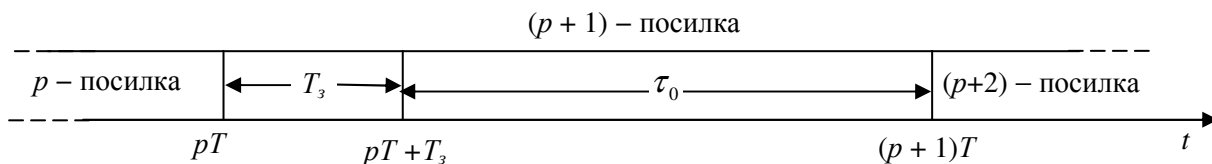
На рис. 3.8, *б* наведено графіки двох розглянутих раніше сигналів: $\sin 4\omega_0 t$ і $\sin 5\omega_0 t$. Пунктиром на графіку показано сигнали, доповнені на захисному інтервалі. Межі посилок є моментами модуляції (для спрощення рисунка розглядається випадок, коли амплітуда сигналу не змінюється, тобто випадок фазової модуляції).

У приймачі демодуляція групового сигналу (обчислення ПДПФ) здійснюється на інтервалі, що дорівнює тривалості інтервалу ортогональності τ_0 . При прийманні неспотвореного сигналу (рис. 3.8, *б*) інтервал оброблення групового сигналу може займати довільні положення у межах інтервалу T (рис. 3.8, *д*, положення інтервалів інтегрування 1, 2). При цьому змінюється початкова фаза демодульованих сигналів, але інтерференційних завад не виникає, тому що сигнали-переносники зберігають ортогональність. Якщо ж інтервал інтегрування займає положення 3 (рис. 3.8, *д*), то неминуче виникають інтерференційні завади, оскільки в інтервал оброблення (інтегрування) потрапляють відліки наступної $(p + 2)$ -ої послідовності.

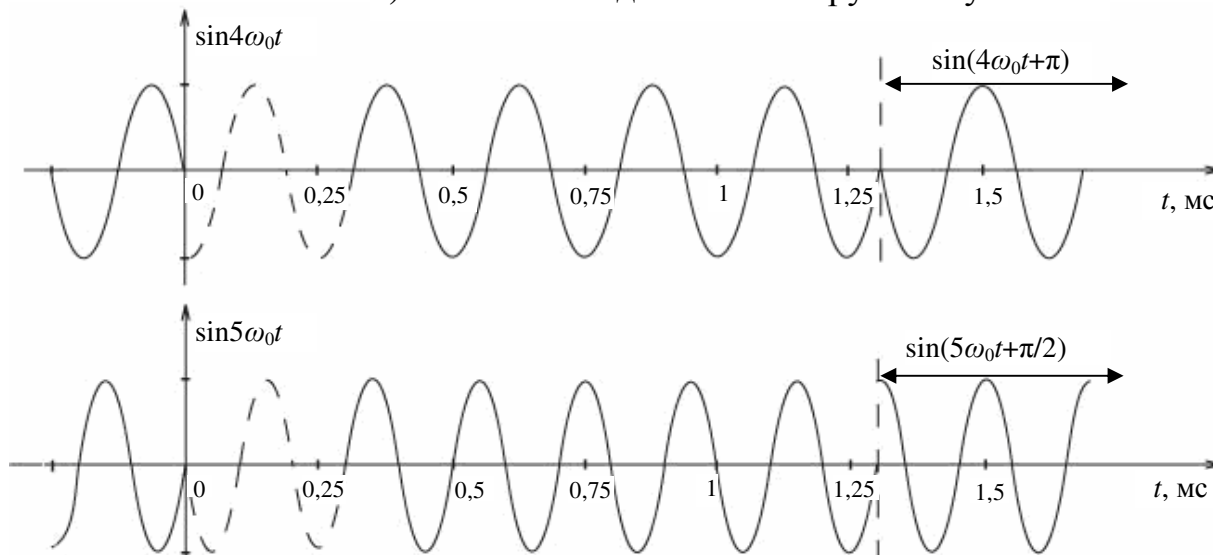
На рис. 3.8, *в* умовно показано сигнал $s(t) = \sin 4\omega_0 t$, $pT \leq t < (p + 1)T$, який пройшов через канал зв'язку з імпульсною реакцією (характеристикою) тривалістю $t_{ip} = 0,3125$ мс. Сигнал спотворився: у нього з'явилася переддія тривалістю t_{ip} і післядія такої самої тривалості. Сумарна тривалість сигналу на виході каналу (вході приймача) збільшилася також на t_{ip} . Внаслідок цих лінійних спотворень сигнали-переносники (лінійні сигнали) групового сигналу, які прямують один за одним, перекриваються, і їх приймання без міжсимвольної інтерференційної завади можливе лише за умови: $t_{ip} < T - \tau_0$. Але при цьому, щоб уникнути інтерференційної завади, необхідно вибирати положення інтервалу інтегрування певним чином.

Для варіанту рис. 3.8, *в* інтерференційна завада буде відсутня лише в положенні 2 інтервалу інтегрування (рис. 3.8, *д*).

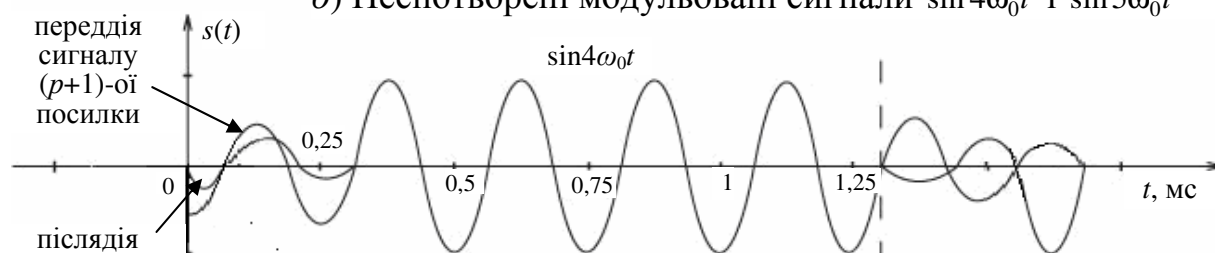
Різні сигнали-переносники групового сигналу, проходячи по різних частотних ділянках каналу зв'язку, зазнають різної часової затримки внаслідок нерівномірності характеристики групового часу проходження (ГЧП). На рис. 3.8, *г* умовно зображено сигнал $s(t)$, що являє собою спотворений в результаті проходження через канал зв'язку синусоїдальний сигнал $\sin 5\omega_0 t$, $pT \leq t < (p + 1)T$. Розглянемо випадок, коли затримка цього сигналу в каналі зв'язку перевищує затримку спотвореної синусоїди $\sin 4\omega_0 t$, $pT \leq t < (p + 1)T$, на інтервал часу t_3 , тобто на виході каналу зв'язку спотворена синусоїда $\sin 5\omega_0 t$ затримана щодо спотвореної синусоїди $\sin 4\omega_0 t$ на t_3 . Умовою відсутності міжсимвольних завад при прийманні сигналу $\sin 5\omega_0 t$ (рис. 3.8 *г*) буде положення 3 (рис. 3.8. *д*) інтервалу інтегрування.



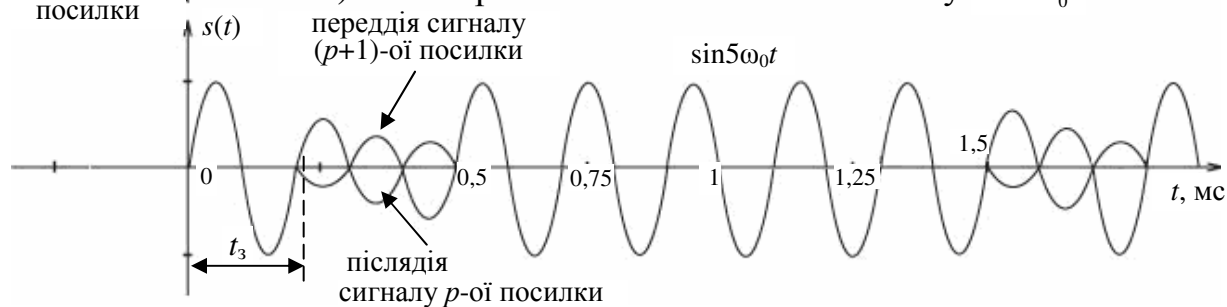
а) Часові співвідношення в груповому сигналі



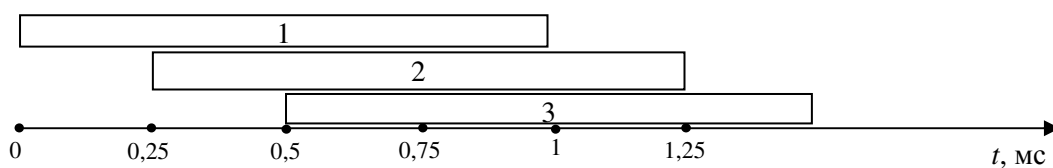
б) Неспотворені модульовані сигнали $\sin 4\omega_0 t$ і $\sin 5\omega_0 t$



в) Спотворена каналом послілка сигналу $\sin 4\omega_0 t$



г) Спотворена каналом і затримана на t_3 послілка сигналу $\sin 5\omega_0 t$



д) Положення інтервалів інтегрування

Рисунок 3.8 – Ілюстрації до алгоритмів формування і демодуляції групового сигналу СП ОГС

Як видно з рис. 3.8, в, з, д, для двох сигналів, що розглядаються, не існує спільного інтервалу інтегрування, на якому ці сигнали були б не спотвореними, а, отже, ортогональними. Внаслідок цього в обох каналах поряд з міжсимвольними породжуються також і міжканальні інтерференційні завади. Величини цих завад визначаються конкретними параметрами сигналів і частотною характеристикою каналу зв'язку.

Розглянемо роль захисного інтервалу при передаванні групового сигналу СП ОГС каналом зв'язку з багатопроменевим розповсюдженням сигналів. Для конкретності розглянемо двопробеневий канал, кожен з променів якого здійснює плоске (частотно незалежне) послаблення сигналу і його незалежну затримку:

$$H(i\omega) = H_1 e^{-i\omega\tau_1} + H_2 e^{-i\omega\tau_2},$$

де H_1, H_2 – коефіцієнти послаблення сигналів; τ_1, τ_2 – величини затримок сигналів.

Проходження групового сигналу (3.6) по каналу зв'язку з наведеною ПФ описується виразом:

$$s'(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{l=l_1}^{l_2} A_{lp} H_1 \cos(l\omega_0(t - pT) + \varphi_{lp} + \varphi_{l1}) + A_{lp} H_2 \cos(l\omega_0(t - pT) + \varphi_{lp} + \varphi_{l2}),$$

де $\varphi_{l1} = -l\omega_0\tau_1, \varphi_{l2} = -l\omega_0\tau_2,$

$$s'(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{l=l_1}^{l_2} A_{lp} H_1 \cos(l\omega_0(t - pT - \tau_1) + \varphi_{lp}) + A_{lp} H_2 \cos(l\omega_0(t - pT - \tau_2) + \varphi_{lp}). \quad (3.8)$$

З метою скорочення формул далі опустимо залежність $s'(t)$ від p і будемо розглядати тільки сигнал тривалістю однієї послідовності. Формула (3.8) набуде вигляду:

$$s'(t) = \sum_{l=l_1}^{l_2} A_l (H_1 \cos(l\omega_0 t + \varphi_l + \varphi_{l1}) + H_2 \cos(l\omega_0 t + \varphi_l + \varphi_{l2})).$$

Таким чином, прийнятий сигнал є сумою косинусоїд з однаковими частотами. Сума двох косинусоїд з однаковими частотами, але різними амплітудами і фазами також є косинусоїдою, тому останній вираз для $s'(t)$ можна переписати таким чином:

$$s'(t) = \sum_{l=l_1}^{l_2} A'_l \cos(l\omega_0 t + \varphi'_l);$$

$$\text{де } A'_l = \sqrt{A_l^2 (H_1^2 + H_2^2 + 2H_1 H_2 \cos(\varphi_{l2} - \varphi_{l1}))};$$

$$\varphi'_l = \text{arctg} \frac{H_1 \sin(\varphi_l + \varphi_{l1}) + H_2 \sin(\varphi_l + \varphi_{l2})}{H_1 \cos(\varphi_l + \varphi_{l1}) + H_2 \cos(\varphi_l + \varphi_{l2})}.$$

Таким чином, якщо параметри променів лишаються постійними протягом приймання посилки, то результатом додавання сигналів є сигнал з певною фазою і амплітудою, які можуть бути оцінені приймачем, і в результаті виділені інформаційні параметри.

Очевидно, що наведені міркування справедливі і для каналів зв'язку з великою кількістю променів. Тому, якщо тривалість захисного інтервалу τ_3 перевищує максимальну різницю у затримках групового сигналу в багатопроменевому каналі зв'язку, то сумарний сигнал, отриманий в результаті додавання сигналів різних променів на приймальному боці (в антені приймача), може бути демодульований в приймачі без інтерференційних завад. Цією властивістю сигналів ОГС визначається їх широке застосування в СП по радіоканалах.

3.3 Синтез сигналів-переносників на основі гармонічного базису

Необмеженість за смугою частот сигналів-переносників (3.3) породжує інтерференційні завади в результаті обмеження їх спектрів і частотних спотворень при проходженні через смугообмежений канал. З цієї причини канали СП ОГС розміщують в смузі частот каналу зв'язку на деякій відстані по частоті від меж смуги пропускання, створюючи тим самим певні захисні інтервали по частоті. Це призводить до зниження ефективності використання смуги частот. Іншим негативним проявом широкосмуговості гармонічних сигналів-переносників є зниження захищеності від зосереджених за спектром і імпульсних завад. Виникає задача синтезу ортогональних фінітних за часом сигналів, малочутливих до нестабільності фаз несучої і тактової частот, енергія яких максимально сконцентрована в частотній області. Таким чином, мова йде про синтез сигналів, які оптимально поєднують переваги смугообмежених з перевагами фінітних сигналів.

Слід зазначити специфіку поставленого завдання, тому що в загальній постановці завдання знаходження сигналів скінченної тривалості, енергія яких максимально сконцентрована в заданій смузі частот, відома і вирішена [10, 11]. Рішення задачі є серією хвильових сфероїдальних функцій. Однак цей результат малоприматний для нашої задачі, оскільки шукана система функцій, поряд з високою концентрацією в частотній області, повинна задовольняти також узагальненому критерію Найквіста. Система хвильових сфероїдальних функцій останній вимозі не задовольняє.

Оптимальну систему сигналів будемо конструювати на основі системи ортогональних функцій (3.3), періодично продовжених на інтервал $T > \tau_0$. Задачу синтезу можна розділити на два самостійні завдання. Перше завдання: визначити форму обвідної гармонічних сигналів тривалістю T , щоб синтезована система сигналів задовольняла узагальненому критерію Найквіста (2.16, 2.17). І друге завдання: визначити, яка з допустимих обвідних забезпечує максимальну концентрацію енергії синтезованих сигналів в частотній області. Для відповіді на поставлені питання введемо деяку функцію $\sqrt{u(t)}$, $0 \leq t < T$, що виконує роль

обвідної сигналів-переносників (3.3), для зручності поданих у комплексній формі:

$$\left\{ \sqrt{u(t)} e^{il\omega_0 t} \right\}_{l=0}^{n-1}, 0 \leq t < T, \omega_0 = 2\pi/\tau_0. \quad (3.9)$$

Вимагатимемо виконання умови ортогональності для синтезованих функцій:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{u(t)} e^{il\omega_0 t} \sqrt{u(t)} e^{-ik\omega_0 t} dt = \begin{cases} 1, l = k \\ 0, l \neq k. \end{cases} \quad (3.10)$$

На підставі рівності Парсеваля – Планшереля і фільтрувальної властивості

δ -функції [39] можна (3.10) записати так:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{u(t)} e^{il\omega_0 t} \sqrt{u(t)} e^{-ik\omega_0 t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(i\omega) 2\pi \delta[\omega - (k-l)\omega_0] d\omega = U[(k-l)\omega_0], \quad (3.11)$$

де $U(i\omega)$ – перетворення Фур'є (спектр) сигналу $u(t)$;

$2\pi \delta[\omega - (k-l)\omega_0]$ – спектр експоненційного сигналу.

Для виконання умови ортогональності (3.10) дискретна функція (3.11) повинна дорівнювати 1 при $k-l=0$ і 0 при $k-l = \pm 1; \pm 2; \dots$

$$U[(k-l)\omega_0] = \begin{cases} 1, l = k \\ 0, l \neq k \end{cases}, \quad (3.12)$$

Таким чином, ми визначили вимоги до спектру сигналу обвідної $u(t)$, $0 \leq t < T$. Визначимо критерій вибору сигналу $u(t)$, що має необхідний дискретний спектр.

Для дискретної функції частоти 3.11 справедливо перетворення Фур'є:

$$U(k\omega_0) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-ik\omega_0 t} dt = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}. \quad (3.13)$$

Перетворимо останній вираз увівши параметри T і τ_0 , вважаючи що функція $u(t)$ періодична з періодом $\tau_0 = 2\pi/\omega_0$ (це впливає з дискретності її спектру):

$$U(k\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-T/2+n\tau_0}^{T/2+n\tau_0} u(t-n\tau_0) e^{-ik\omega_0 t} dt. \quad (3.14)$$

Зробимо заміну змінних: $\tau = t - n\tau_0$

$$U(k\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} u(\tau) e^{-ik\omega_0(\tau+n\tau_0)} d\tau = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-ik\omega_0 n\tau_0} \int_{-T/2}^{T/2} u(\tau) e^{-ik\omega_0 \tau} d\tau. \quad (3.15)$$

Під знаком суми – добуток спектра функції $u(\tau)$ на експоненту, що відповідає спектру затриманого на $n\tau_0$ сигналу:

$$U(k\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} u(\tau - n\tau_0) e^{-ik\omega_0\tau} d\tau = \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(\tau - n\tau_0) e^{-ik\omega_0\tau} d\tau = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}. \quad (3.16)$$

Спектр сигналу, що містить лише постійну складову, відповідає сигналу, постійному в часі. Отже:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} u(\tau - n\tau_0) = \text{const}. \quad (3.17)$$

Останню умову можна сформулювати інакше. Для того щоб сигнал $u(t)$ $0 \leq t < T$ в спектральній області мав нулі на частотах $k\omega_0$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$, $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$, необхідно, щоб сума його зсувів на $n\tau_0$, $n = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, була величиною постійною.

Умові (3.17) задовольняють, наприклад, функції с кососиметричними фронтами (трапецеїдальні функції) (рис. 3.9). На рис. 3.9 пунктиром показані функції $u(t)$, зсунуті на τ_0 .

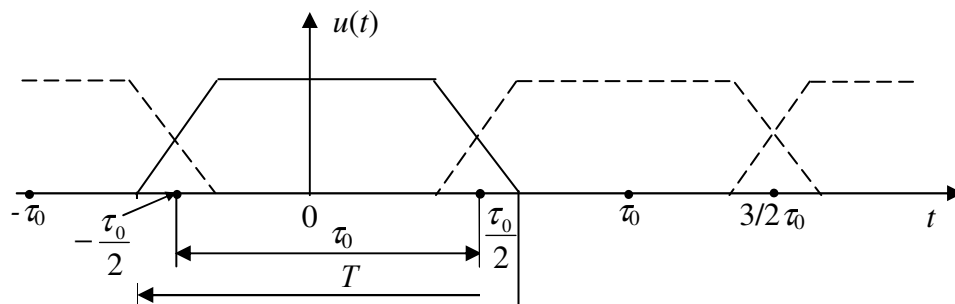


Рисунок 3.9 – Графік сигналу $u(t)$ і його зсувів

Ортогональність зсунутих на pT , $p = 0, \pm 1, \dots$, функцій (3.9) також виконується, оскільки тривалість функцій обмежена інтервалом T . Таким чином, функції (3.9) задовольняють узагальненому критерію Найквіста і можуть бути використані в якості сигналів-переносників СП ОГС. Неважко зрозуміти, що наведені результати при заміні змінної часу t на змінну частоти ω ідентичні відомим співвідношенням для смугообмежених функцій, що задовольняють умові Найквіста.

Оскільки нова система ортогональних сигналів (3.9) є результатом множення гармонічних сигналів на періодично повторюваний сигнал $\sqrt{u(t)}$, $0 \leq t < T$, однаковий для всіх каналів СП, то природно, що операція множення виконується одноразово для всіх каналів. Цей метод побудови СП ОГС був вперше запропонований в [33] і розвивався в ряді робіт [34]. Він отримав назву методу додаткового опорного сигналу (ДОС), а сам сигнал $\sqrt{u(t)}$ – назву ДОС. Однак було відсутнє обґрунтування для вибору функції $\sqrt{u(t)}$. Структурна схема модулятора і демодулятора СП з гармонічними сигналами і ДОС $\sqrt{u(t)}$ на передаванні та прийманні наведена на рис 3.10.

Замість множення групового сигналу на $\sqrt{u(t)}$ на передачі та прийомі часто з метою спрощення використовують ДОС $u(t)$ тільки на прийомі. Структурна схема демодулятора СП з оптимальними сигналами-переносниками відрізняється від схеми демодулятора традиційної СП наявністю на вході демодулятора перемножника на ДОС $u(t)$, $0 \leq t < T$, і зміною тривалості інтервалу інтегрування з τ_0 на T . Проте остання зміна не дозволяє застосовувати алгоритми дискретного швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) для виконання операції демодуляції, так як ШПФ еквівалентне кореляторній обробці тільки на інтервалі τ_0 . Цей недолік застосування ДОС усувається за допомогою наступного алгоритму. Припустимо, що $T_0 = m\tau_0$, де m – ціле число, а T_0 – тривалість сигналу $u(t)$, яка в загальному випадку не дорівнює T і може перевищувати T (довга опора). Ця умова завжди може бути виконана доповненням реального сигналу $x(t)$ ліворуч і праворуч сигналом $x(t) = 0$. Тоді сигнал на виході каналу демодулятора з несучою $\cos k\omega_0 t$ можна перетворити таким чином:

$$y_k = \int_{t_1}^{t_1+T_0} x(t) \cos k\omega_0 t u(t) dt = \sum_{l=0}^{m-1} \int_{t_1+l\tau_0}^{t_1+(l+1)\tau_0} x(t) \cos k\omega_0 t u(t) dt. \quad (3.18)$$

У кожному з інтегралів доданків суми (3.18) зробимо заміну змінних t на $t_1 + l\tau_0$, $l = 0, 1, \dots, m - 1$, і, беручи до уваги періодичність функцій $\cos k\omega_0 t$ з періодом τ_0 , перетворимо (3.18) наступним чином:

$$y_k = \int_t^{t+\tau_0} \sum_{l=0}^{m-1} x(t_1 + l\tau_0) u(t_1 + l\tau_0) \cos k\omega_0 t dt_1 = \int_t^{t+\tau_0} x_{\text{св}}(t_1) \cos k\omega_0 t dt_1. \quad (3.19)$$

$$x_{\text{св}}(t) = \sum_{l=0}^{m-1} x(t_1 + l\tau_0) u(t_1 + l\tau_0). \quad (3.20)$$

Таким чином, після помноження вхідного сигналу на ДОС необхідно його „згорнути” за формулою (3.20), а потім виконати обчислення y_k , $k = 0, 1, \dots, n$, (3.19), яке можна здійснити за допомогою відповідного стандартного алгоритму ШПФ.

Розглянемо тепер задачу вибору форми сигналу $u(t)$, що забезпечує максимальне придушення бічних пелюсток спектра гармонічних сигналів-переносників. Для відповіді на це питання зручно представити сигнал $u(t)$ у вигляді згортки сигналу $p(t)$, $-\tau_0/2 \leq t < \tau_0/2$, прямокутної форми і симетричного відносно середини сигналу $\varphi(t)$, $-T_3/2 \leq t < T_3/2$ (T_3 – тривалість захисного інтервалу). Результуючий сигнал, як легко переконатися, має кососиметричні фронти і задовольняє умові (3.17). За такого подання $u(t)$ його спектр дорівнює добутку спектрів сигналів $p(t)$ і $\varphi(t)$:

$$U(i\omega) = P(i\omega)\Psi(i\omega) \quad (3.21)$$

і, очевидно, додаткова частотна вибірковість синтезованих сигналів визначається спектром $\Psi(i\omega)$.

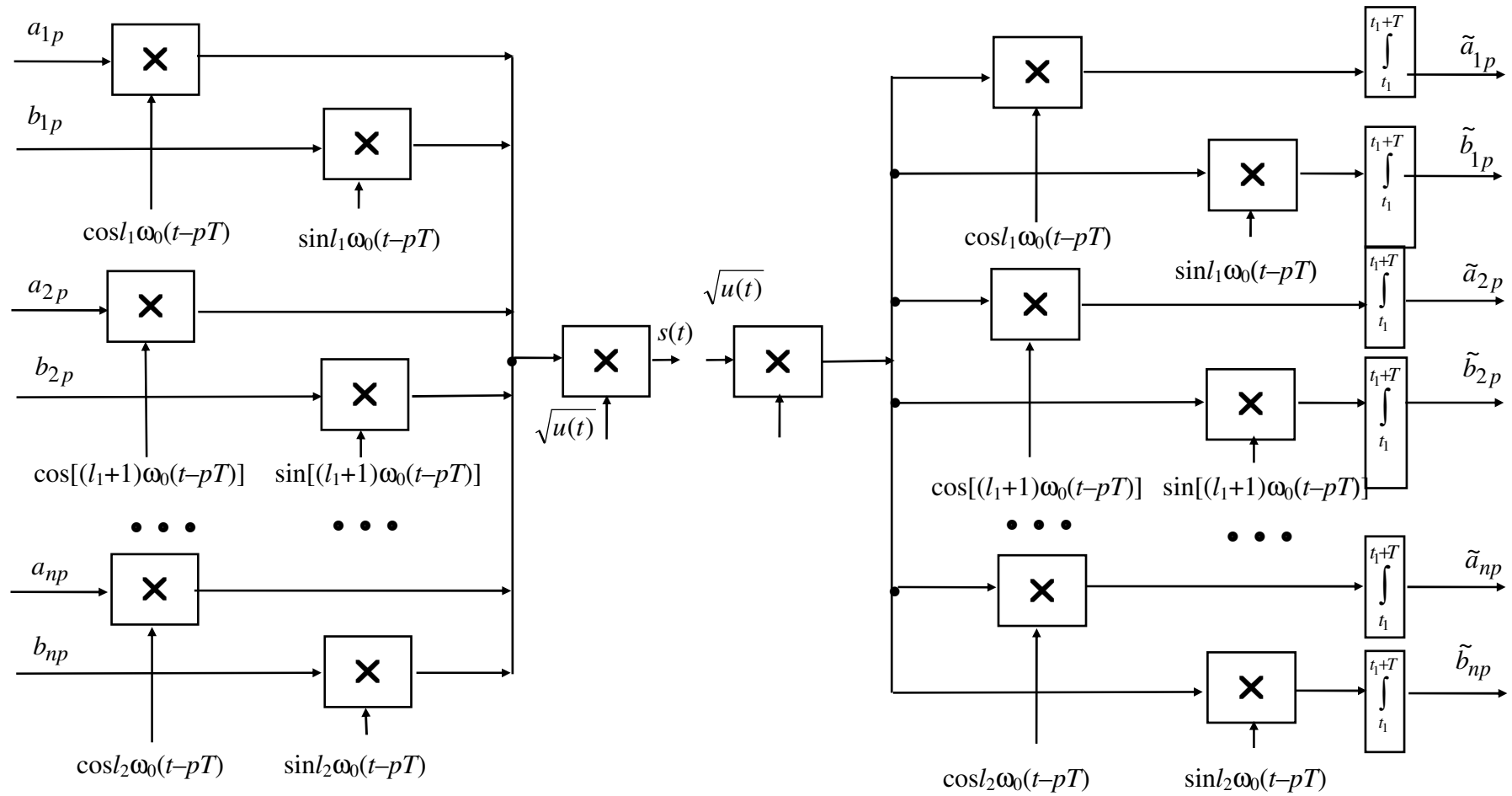


Рисунок 3.10 – Модулятор і демодулятор СП ОГС з оптимальними сигналами-переносниками

Задача, що розглядається, таким чином, зводиться до знаходження сигналу $\varphi(t)$, $-T_3/2 \leq t < T_3/2$, максимально сконцентрованого в частотній області. Завдання такого роду розглядалися в низці робіт і, залежно від критерію оптимізації, знайдені близькі за формою сигнали.

Скористаємося наступним результатом рішення оптимізаційної задачі [5]. Імпульс тривалістю T_3 , що має мінімальну ефективну ширину спектру, описується функцією:

$$\varphi(t) = \sqrt{2/T_3} \sin \pi/T_3 t, \quad 0 \leq t < T_3, \quad (3.22)$$

а його спектр – функцією:

$$\Psi(i\omega) = \sqrt{\frac{2}{T_3}} \int_0^{T_3} \sin \frac{\pi}{T_3} t e^{-i\omega t} dt = 2\pi \sqrt{2T_3} \frac{\cos \frac{\omega T_3}{2}}{\pi^2 - \omega^2 T_3^2} e^{-i\omega T_3/2}, \quad -\infty < \omega < \infty. \quad (3.23)$$

Згортка імпульсу $\varphi(t)$ (3.22) з прямокутним сигналом $p(t)$ породжує сигнал тривалістю $\tau_0 + T_3$ з фронтами, що визначаються функцією

$$\int_0^t \varphi(t) dt = \sqrt{2/T_3} \int_0^t \sin \frac{\pi}{T_3} t dt = 2\sqrt{T_3/\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{2T_3} t, \quad (3.24)$$

для переднього фронту і функцією

$$2\sqrt{T_3/\pi^2} \cos^2 \pi t/2T_3, \quad 0 \leq t < T_3 \quad (3.25)$$

для заднього фронту імпульсу. З урахуванням відповідного нормування шукана оптимальна функція $u(t)$ описується такою формулою:

$$u(t) = \begin{cases} 1, & \text{за } |t| \leq (1-\alpha) \tau_0/2, \\ \cos^2 \left[\frac{\pi f_0 |t|}{2\alpha} - \frac{\pi(1-\alpha)}{4\alpha} \right], & \text{за } (1-\alpha) \tau_0/2 \leq |t| < (1+\alpha) \tau_0/2, \\ 0 & \text{– у всіх інших випадках,} \end{cases} \quad (3.26)$$

де $\alpha = T_3/\tau_0$ – коефіцієнт розширення сигналу.

Спектри сигналів (3.26) мають вигляд:

$$U(f) = \frac{\sin \pi f \tau_0}{\pi f \tau_0} \frac{\cos \alpha \pi f \tau_0}{1 - (2\alpha f \tau_0)^2}. \quad (3.27)$$

Графіки функцій

$$A_\alpha(f) = 10 \lg \frac{U_\alpha^2(0)}{U_\alpha^2(f)}, \quad \text{дБ, } \alpha = 0; 0,0625; 0,125; 0,25; 0,5; 1, \quad (3.28)$$

наведено на рис. 3.11. Графіки ілюструють вигравш у концентрації енергії спектрів сигналів, що забезпечується оптимальними обвідними за різної величині коефіцієнта розширення сигналу.

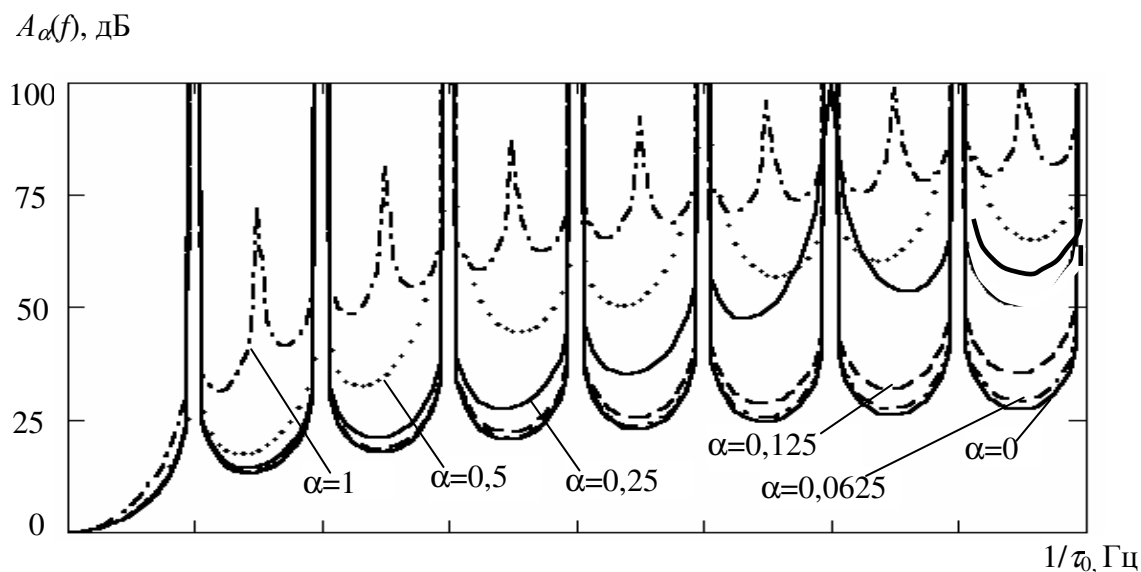


Рисунок 3.11 – Частотні характеристики квадрата модуля спектрів в логарифмічному масштабі

3.4 Модуляція – демодуляція сигналів СП ОГС на основі алгоритмів дискретного перетворення Фур'є

Питання ефективної цифрової реалізації СП мають суттєве значення для економічної доцільності широкого їх застосування. Ефективні алгоритми цифрового оброблення в СП ОГС базуються на застосуванні швидких алгоритмів обчислення перетворення Фур'є [4, 35].

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

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

де F_d – частота дискретизації.

Пряме й зворотне ДПФ записуються наступним чином:

$$X(m) = X_m = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} mk}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.29)$$

$$x(k) = x_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{i \frac{2\pi}{N} mk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.30)$$

Формули (3.29), (3.30) являють собою розкладання дискретного вектора $x(k)$ за системою комплексних векторів:

$$\rightarrow \varphi_k = \left(1, e^{-i\frac{2\pi}{N}k}, \dots, e^{-i\frac{2\pi}{N}(N-1)k} \right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (3.31)$$

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

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

Алгоритми ДПФ (3.29, 3.30) знаходять широке 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 [36].

Груповий сигнал СП ОГС (3.6) при дискретизації гармонічних сигналів-переносників і при виконанні умови $\tau_0 = N \cdot \tau$ описується дискретною функцією:

$$\begin{aligned} s(k\tau) &= \sum_{l=l_1}^{l_2} a_l \cos \frac{2\pi}{N \cdot \tau} lk\tau + b_l \sin \frac{2\pi}{N \cdot \tau} lk\tau, \\ s(k) &= \sum_{l=l_1}^{l_2} a_l \cos \frac{2\pi}{N} lk + b_l \sin \frac{2\pi}{N} lk, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Покажемо можливість застосування алгоритмів ДПФ для виконання операцій модуляції і демодуляції сигналів, визначивши з цією метою спектр сигналу (3.32):

$$\begin{aligned} S(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-i\frac{2\pi}{N}mk}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1, \\ S(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{l=l_1}^{l_2} a_l \cos \frac{2\pi}{N} lk + b_l \sin \frac{2\pi}{N} lk \right) e^{-i\frac{2\pi}{N}mk} = \\ &= \sum_{l=l_1}^{l_2} \sum_{k=0}^{N-1} a_l \cos \frac{2\pi}{N} lk e^{-i\frac{2\pi}{N}mk} + b_l \sin \frac{2\pi}{N} lk e^{-i\frac{2\pi}{N}mk} = \\ &= \sum_{l=l_1}^{l_2} \sum_{k=0}^{N-1} (a_l - ib_l) \cos \frac{2\pi}{N} (l-m)k + (a_l + ib_l) \cos \frac{2\pi}{N} (l+m)k = \\ &= \sum_{l=l_1}^{l_2} (a_l - ib_l)_{m=l} + (a_l + ib_l)_{m=N-l} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Результуючу формулу (3.33) можна переписати наступним чином:

$$\begin{aligned} S(m) &= a_m - ib_m, m = 0, 1, 2, \dots, N-1, \\ a_m &= a_l, b_m = b_l, m = l_1, l_1 + 1, l_1 + 2, \dots, l_2, \\ a_m &= a_l, b_m = -b_l, m = N - l_2, N - l_2 + 1, \dots, N - l_1, \end{aligned} \quad (3.34)$$

$a_m = b_m = 0$ – у всіх інших випадках.

При виведенні (3.33) використовувалася властивість симетрії функцій

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

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

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

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

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

Внаслідок цього таку же властивість комплексної спряженості мають спектри дійсних сигналів (3.32) відносно частоти $F_d/2$, що відповідає спектральній гармоніці $\varphi(N/2)$. Приклад спектра дискретного дійсного сигналу наведено на рис. 3.12.

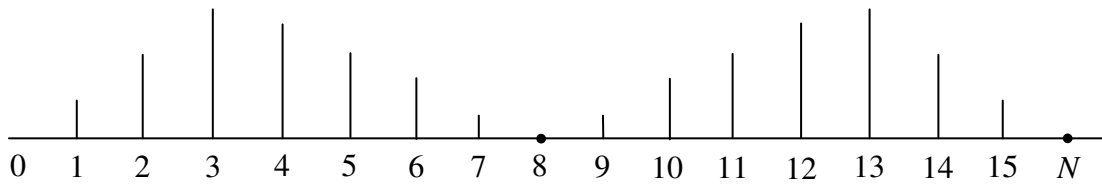


Рисунок 3.12 – Дискретний спектр $N=16, l_1=1, l_2=7$

Очевидно, що має місце і зворотне ДПФ:

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

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.

Сформулюємо базові співвідношення для вибору параметрів лінійного групового сигналу:

- тривалості інтервалу ортогональності τ_0 ;
- тривалості захисного інтервалу T_z ;
- тривалості символу (посилки) T ,

і алгоритму дискретного перетворення Фур'є: частоти дискретизації групового сигналу F_d , основи перетворення Фур'є N і пов'язаних з ними характеристик сигналу.

На першому етапі проектування СП ОГС необхідно вибрати число використовуваних несучих сигналів $n = l_2 - l_1 + 1$ і 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 обробки 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. 3.13), і планованої смуги частот каналу СП ОГС $2F_0$, оцінюється можливе число несучих, яке дорівнює $n_m = [\Delta F_k / F_0] - 1$. 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

$$n < n_m - (4 \div 6),$$

створюючи по краях смуги частот пропускання каналу захисні частотні інтервали

$$\Delta F_z = (2 \div 3)F_0.$$

Значення F_0 визначає параметр $\tau_0 = 1/F_0$ – тривалість інтервалу ортогональності.

Тривалості передаваного символу T і захисного інтервалу T_z вибираються виходячи з тривалості IP каналу передавання згідно з умовою (3.4).

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

1. $F_d > 2f_e$ – 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.

Другу умову, в принципі, можна замінити вимогою просто кратності значень F_d і F_0 , так як існують швидкі алгоритми не за основою „2”.

Відношення F_d / F_0 визначає число відліків сигналу N на інтервалі τ_0 :

$$N = \tau_0 / \tau = F_d / F_0, \tau = 1 / F_d,$$

а також розмірність ШПФ.

Далі коректують значення T_z , вибираючи його кратним тривалості τ . Очевидно, що значення F_0 , τ_0 , F_d , T_z 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 :

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

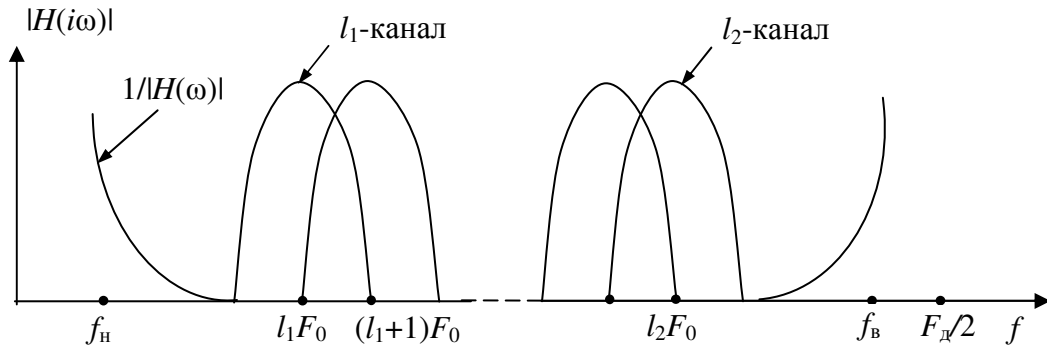


Рисунок 3.13 – Вибір параметрів групового сигналу СП ОГС

Розглянемо більш докладно алгоритми модуляції і демодуляції сигналів СП ОГС, скориставшись рис. 3.14. Для визначення та спрощення викладення будемо вважати, що використовується модуляція КАМ (квадратурно-амплітудна модуляція) в кожному каналі. Розмірність сузір'їв будемо ігнорувати. Елементи цифрового сигналу $a_1, a_2, \dots, a_l \dots$, що підлягають передаванню, надходять на вхід модулятора (рис. 2.1). Модулятором будемо умовно називати частину програмного забезпечення, що виконує алгоритми модуляції лінійних несучих сигналів сигналами, що передаються. У формувачі модулюючого групового сигналу елементи $a_1, a_2, \dots, a_l \dots$ групуються попарно, утворюючи послідовність n (n – число каналів) двовимірних елементів

$$a_{1p} + b_{1p}, a_{2p} + b_{2p}, \dots, a_{np} + b_{np}, \quad (3.35)$$

що передаються на p -му тактовому інтервалі.

Потім встановлюється відповідність між номером двовимірного елемента і номером несучого сигналу l . Іншими словами, визначається номер несучої, яку модулює n -елемент. У результаті елементам послідовності (3.35) присвоюються номери від l_1 до l_2 :

$$a_{l_1} + ib_{l_1}, a_{l_1+1} + ib_{l_1+1}, \dots, a_{l_2} + ib_{l_2}. \quad (3.36)$$

Далі виконується алгоритм (3.34) формування дискретного комплексного спектра $S(m)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$, p -го символу групового сигналу. Після виконання зворотного перетворення Фур'є спектру S_{mp} генерується послідовність з N відліків цифрового сигналу. Отримана послідовність доповнюється N_3 відліками захисного інтервалу, чим завершується формування цифрового символу групового сигналу, що складається з $Nt = N + N_3$ відліків. Цифро-аналогове перетворення (ЦАП) і фільтрація завершують формування аналогового символу групового сигналу.

Алгоритм демодуляції містить аналого-цифрове перетворення прийнятого сигналу, виділення символу з Nt відліків (у разі застосування ДОС,

в іншому випадку виділяється N відліків групового сигналу), множення на ДОС, згортання сигналу до N відліків за алгоритмом (3.19) і виконання прямого ДПФ. У результаті генерується прийнята послідовність спектральних відліків $S'(m)$, $m = 0, 1, 2, \dots, N-1$, що, в принципі, відрізняється від переданої $S(m)$. Послідовність $S'(m)$ потім перетворюється у вихідну послідовність (3.36).

Алгоритми прийняття рішення, які часто відносять до алгоритмів демодуляції, будуть розглянуті в наступних розділах.

Алгоритм демодуляції (рис. 3.14) містить виконання наступних операцій з обробки вхідного сигналу:

- цифро-аналогове перетворення сигналу;
- виокремлення одиничного елемента;
- згортання одиничного елемента сигналу до тривалості інтервалу ортогональності, якщо використовується ДОС;
- перетворення отриманого сигналу за алгоритмом прямого ДПФ;
- компенсацію нерівномірності АЧХ і плоскої складової ФЧХ каналу зв'язку та прийняття рішення.

У наведених на рис 3.14 алгоритмах передбачається, що канал зв'язку вносить лише плоскі зміни рівня і невизначеність плоскої фази каналних сигналів. Індивідуальні оцінки рівня і фази для кожного з каналів СП ОГС здійснюються на етапі ініціалізації, потім у процесі роботи вони коригуються відповідними адаптивними процедурами.

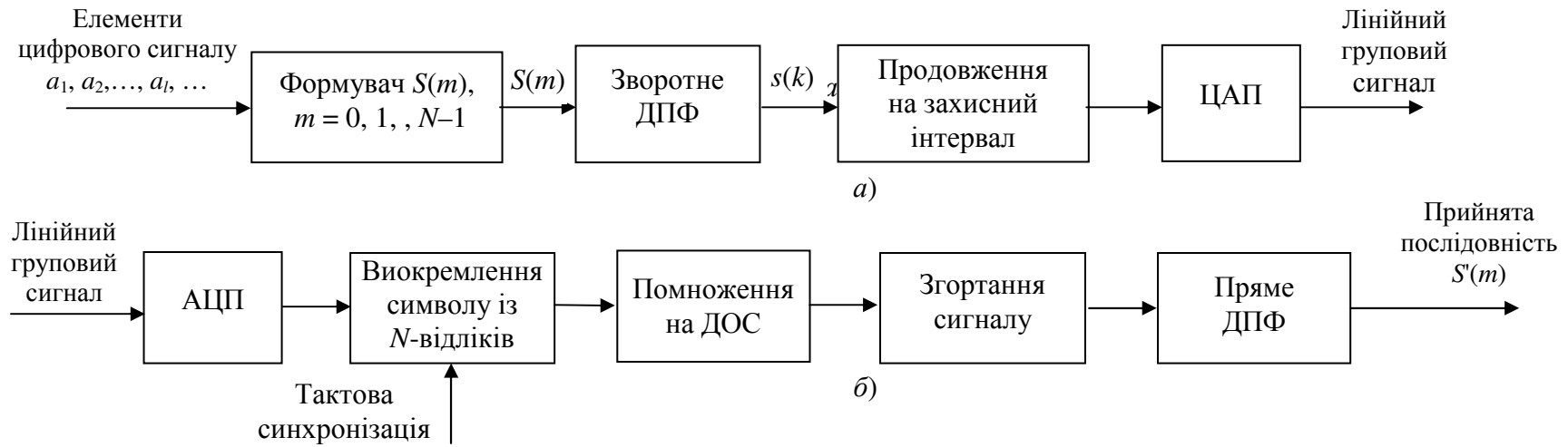


Рисунок 3.14 – Алгоритми модуляції (а) і демодуляції (б) сигналів у СП ОГС

Питання і завдання до розділу 3

1. Чим відрізняється робастна СП від звичайної?
2. Навести приклади робастних СП.
3. Показати, що СП, яка використовує для передавання систему вузькосмугових ортогональних сигналів і фазорізницьку модуляцію, є робастною.
4. Доведіть, що система гармонічних сигналів з частотами $k \frac{2\pi}{T}$, $k = 0, 1, 2, \dots$, ортогональна на інтервалі T .
5. Яким чином формується система сигналів, що використовується в СП ОГС?
6. Яке призначення захисного інтервалу і зв'язок його тривалості з параметрами каналу передавання?
7. Якщо нерівномірність характеристики групового часу передавання становить 1 мс, якою має бути тривалість захисного інтервалу?
8. Чому СП ОГС знайшли широке застосування в безпроводових мережах доступу?
9. Сформулюйте критерій синтезу систем ОГС, ортогональних на інтервалі тривалості посилки T , яка більше ніж $\tau_0 = 1/F_0$.
10. Переваги сигналів ОГС, синтезованих на основі гармонічного базису.
11. Чому операції модуляції і демодуляції ОГС можна здійснювати за допомогою алгоритмів БПФ?

4 ОЦІНКА ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ОРТОГОНАЛЬНИМИ СИГНАЛАМИ

4.1. Дисперсія інтерференційних завад в СП ОС з кореляційним прийманням

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

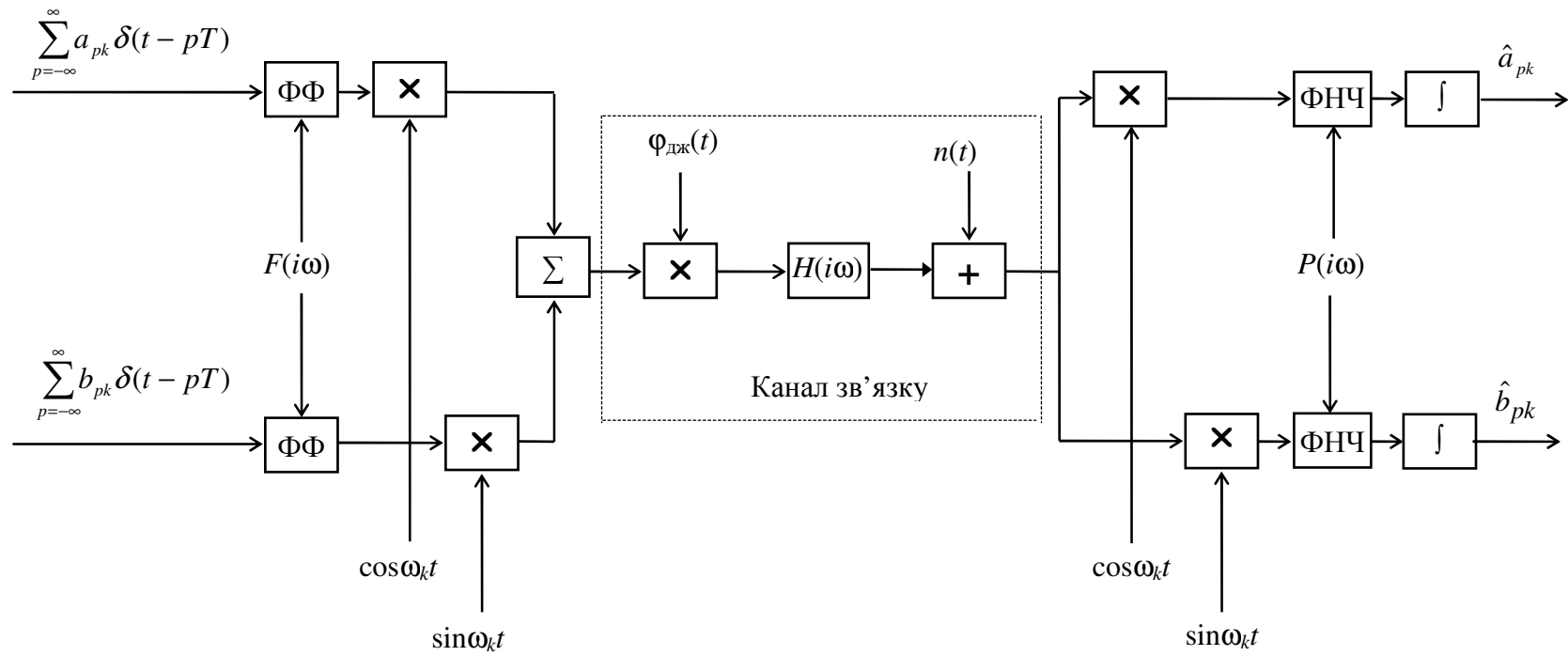
На етапі проектування СП ОС для завдання вимог до вузлів апаратури та прогнозування якісних характеристик передавання важливою є оцінка рівня інтерференційних завад, що породжуються як окремими факторами, що заважають, так і їхньою спільною дією. Нижче пропонується методика розрахунку інтерференційних завад в СП [37], що відрізняється від відомих більшою універсальністю: дозволяє, наприклад, врахувати вплив на груповий сигнал ПФМ.

Скористаємося узагальненою моделлю одного k -го каналу n -канальної СП ОС, що складається з „косинусного” і „синусного” підканалів (рис. 4.1). У моделі передбачається використання амплітудно-фазової модуляції (АФМ).

Модель містить каналні формуючі фільтри (ФФ) з ПФ $F(i\omega)$ на передачі та фільтри нижніх частот (ФНЧ) з ПФ $P(i\omega)$ на прийомі. В якості несучих сигналів використовується набір гармонічних сигналів:

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \omega_k t \\ \sin \omega_k t \end{array} \right\}_{k=1}^n .$$

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

Рисунок 4.1 – Схема k -го каналу СП ОС

На входи „косинусного” і „синусного” підканалів СП ОС надходять дискретизовані інформаційні послідовності:

$$a_{k\text{кос}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pk} \delta(t-pT); \quad b_{k\text{син}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{pk} \delta(t-pT), \quad (4.1)$$

де p – номер одиничного елемента сигналу;

T – тривалість тактового інтервалу;

$\delta(t)$ – дельта-функція.

Будемо також припускати, що інформаційні параметри a_{pk} і b_{pk} мають наступні кореляційні властивості:

$$M(a_{pk} a_{ql}) = M(b_{pk} b_{ql}) = \begin{cases} 1, & p = q, k = l; \\ 0, & p \neq q, k \neq l; \end{cases} \quad (4.2)$$

$$M(a_{pk} b_{pl}) = 0, \quad \forall p, q, k, l,$$

де M – операція обчислення математичного очікування.

Відгуками фільтрів ФФ на входні сигнали (4.1) будуть відповідно такі сигнали:

$$r_{k\text{кос}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pk} f(t-pT); \quad r_{k\text{син}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{pk} f(t-pT), \quad (4.3)$$

$$\text{де } f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(i\omega) e^{i\omega t} d\omega$$

Скористаємося монохроматичною моделлю ПФМ:

$$\varphi_{\text{дж}}(t) = A_{\text{дж}} \cos \omega_{\text{дж}} t + B_{\text{дж}} \sin \omega_{\text{дж}} t, \quad (4.4)$$

де $A_{\text{дж}}$, $B_{\text{дж}}$, $\omega_{\text{дж}}$ – відповідно амплітуди синфазної і квадратурної складових і частота джиттера.

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

Фазовий джиттер проявляється у формі модуляції фази сигналів-переносників:

$$\cos[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)], \quad \sin[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)], \quad (4.5)$$

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

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

$$\begin{aligned} \cos[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)] &\approx \cos(\omega_k t + \alpha_k) - \varphi_{\text{дж}}(t) \sin(\omega_k t + \alpha_k), \\ \sin[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)] &\approx \sin(\omega_k t + \alpha_k) + \varphi_{\text{дж}}(t) \cos(\omega_k t + \alpha_k). \end{aligned} \quad (4.6)$$

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

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pk} f(t-pT) [\cos(\omega_k t + \alpha_k) - \varphi_{\text{дж}}(t) \sin(\omega_k t + \alpha_k)]$$

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{pk} f(t-pT) [\sin(\omega_k t + \alpha_k) + \varphi_{\text{дж}}(t) \cos(\omega_k t + \alpha_k)].$$

Визначимо середнє значення енергії інтерференційної завади, що породжується p -м одиничним елементом k -го каналу в результаті його спотворення ПФМ і передатною функцією каналу зв'язку $H(i\omega)$ в k -му „косинусному” і відповідно „синусному” підканалах приймача. Спектр p -го одиничного елемента k -го „косинусного” підканалу дорівнює:

$$R_{pk_{\text{кос}}} (i\omega) = a_{pk} \left\{ e^{-i\omega pT} \left[F_{\omega_k}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k}^+ e^{-i\beta_{pk}} \right] + \right. \quad (4.7)$$

$$+ i \frac{A_{\text{дж}}}{2} \left[(F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} + \right.$$

$$\left. + (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} \right] +$$

$$+ \frac{B_{\text{дж}}}{2} \left[(F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} - \right.$$

$$\left. - (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} \right] \left. \right\},$$

а „синусного” підканалу –

$$R_{pk_{\text{син}}} (i\omega) = b_{pk} \left\{ e^{-i\omega pT} \left[-F_{\omega_k}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k}^+ e^{-i\beta_{pk}} \right] + \right.$$

$$+ \frac{A_{\text{дж}}}{2} \left[(F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} + \right.$$

$$\left. + (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} \right] +$$

$$+ i \frac{e_{\text{дж}}}{2} \left[(-F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} + \right.$$

$$\left. + (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} \right] \left. \right\}, \quad (4.8)$$

де $\beta_{pk} = \alpha_k + \omega_k p T$,

$$F_{\omega_k}^{\pm} = F(i\omega \pm i\omega_k);$$

$$F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^{\pm} = F(i\omega \pm i\omega_k - i\omega_{\text{дж}});$$

$$F_{\omega_k + \omega_{дж}}^{\pm} = F(i\omega \pm i\omega_k + i\omega_{дж}).$$

В результаті проходження каналом зв'язку спектри (4.7), (4.8) набувають вигляду:

$$\hat{R}_{pk_{\cos}}(i\omega) = R_{pk_{\cos}}(i\omega)H(i\omega), \quad (4.9)$$

$$\hat{R}_{pk_{\sin}}(i\omega) = R_{pk_{\sin}}(i\omega)H(i\omega).$$

Розглянемо перетворення, яких зазнає спектр $G(i\omega)$ довільного вхідного сигналу в кореляторі з фільтром, який має ПФ

$$P(i\omega) = A(\omega) + iB(\omega).$$

Після помноження на коливання несучої частоти $\cos(\omega_l t + \gamma_l)$ спектр $G(i\omega)$ перетворюється у функцію:

$$\hat{G}_l(i\omega) = \frac{1}{2} \left[e^{i\gamma_l} G(i\omega - i\omega_l) + e^{-i\gamma_l} G(i\omega + i\omega_l) \right].$$

У результаті фільтрації та інтегрування напруга на виході l -го корелятора дорівнюватиме:

$$\xi_l = \frac{1}{2\pi} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) \hat{G}_l(i\omega) e^{i\omega t} d\omega dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) \hat{G}_l(i\omega) \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega} d\omega,$$

де τ – тривалість інтервалу інтегрування.

Отриманий вираз можна перетворити за допомогою заміни змінних, розбивши його попередньо на два інтеграли. Тоді

$$\begin{aligned} \xi_l &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) e^{i\gamma_l} G(i\omega - i\omega_l) \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega} d\omega + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) e^{-i\gamma_l} G(i\omega + i\omega_l) \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(i\omega) \left\{ P(i\omega - i\omega_l) \frac{\sin[(\omega - \omega_l)\tau/2]}{\omega - \omega_l} e^{-i\gamma_l} + \right. \\ &\left. + P(i\omega + i\omega_l) \frac{\sin[(\omega + \omega_l)\tau/2]}{\omega + \omega_l} e^{i\gamma_l} \right\} d\omega. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Отже, обробка сигналу за допомогою корелятора еквівалентна пропусканню цього сигналу через фільтр з ПФ

$$X_l(i\omega) = P(i\omega - i\omega_l) \frac{\sin[(\omega - \omega_l)\tau/2]}{\omega - \omega_l} e^{-i\gamma_l} + P(i\omega + i\omega_l) \frac{\sin[(\omega + \omega_l)\tau/2]}{\omega + \omega_l} e^{i\gamma_l} \quad (4.11)$$

і взяттю на його виході відліку в момент часу $t = 0$.

Підставивши вираз (4.7), з урахуванням (4.9), в рівняння (4.10) замість $G(i\omega)$, отримаємо наступну формулу для визначення напруги, що породжується p -м одиничним елементом k -го „косинусного” каналу на виході корелятора l -го „косинусного” каналу:

$$\begin{aligned}
\xi_{klp \text{ кос}} = & \frac{a_{pk}}{2\pi} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+] d\omega + \right. \\
& + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+] d\omega + \\
& + i \frac{A_{\text{дж}}}{2} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega + \right. \\
& + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega + \\
& + \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega + \\
& + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \left. \right\} + \\
& + \frac{B_{\text{дж}}}{2} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega + \right. \\
& + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega - \\
& - \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega - \\
& \left. - i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right\}. \tag{4.12}
\end{aligned}$$

Аналогічно підстановка виразу (4.8) з урахуванням (4.9) у формулу (4.10) дозволяє знайти напругу, обумовлену дією p -го одиничного елементу k -го „синусного” каналу на виході корелятора l -го „косинусного” каналу:

$$\begin{aligned}
\eta_{klp \text{ кос}} = & \frac{b_{pk}}{2\pi} \left\{ -i \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+] d\omega + \right. \\
& + \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+] d\omega +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{A_{\text{дж}}}{2} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega + \right. \\
& + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega + \\
& + \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega + \\
& \left. + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega \right\} + \\
& + i \frac{B_{\text{дж}}}{2} \left\{ -\cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega - \right. \\
& - i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega + \\
& + \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega + \\
& \left. + i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega \right\}.
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Середнє значення сумарної енергії завод на виході корелятора l -го „косинусного” каналу, що створюється p -им одиничним елементом сигналу k -го каналу, визначається за формулою:

$$\mu_{klp_{\text{кос}}}^2 = M \left\{ \xi_{klp_{\text{кос}}}^2 + \eta_{klp_{\text{кос}}}^2 \right\}. \tag{4.14}$$

Подальші перетворення через громіздкість винесено в Додаток А. Далі наведено лише остаточні формули.

Аналогічно (4.14) знаходимо середнє значення сумарної енергії завод на виході корелятора l -го „синусного” каналу, що створюється p -им одиничним елементом k -го каналу СП.

Далі, здійснивши ряд перетворень, знаходимо суму енергій завод на виходах кореляторів l -го „косинусного” і l -го „синусного” каналів:

$$\begin{aligned}
\mu_{klp_{\text{кос}}}^2 + \mu_{klp_{\text{син}}}^2 &= \frac{2}{\pi^2} \left[Z_1 + A_{\text{дж}}^2 (Z_2 \cos 2\omega_{\text{дж}} pT - Z_3 \sin 2\omega_{\text{дж}} pT + \frac{Z_4}{2}) - \right. \\
&- B_{\text{дж}}^2 (Z_2 \cos 2\omega_{\text{дж}} pT - Z_3 \sin 2\omega_{\text{дж}} pT - \frac{Z_4}{2}) - \\
&+ A_{\text{дж}} (Z_5 \cos \omega_{\text{дж}} pT - Z_6 \sin \omega_{\text{дж}} pT) + \\
&+ B_{\text{дж}} (Z_7 \cos \omega_{\text{дж}} pT - Z_8 \sin \omega_{\text{дж}} pT) + \\
&\left. + A_{\text{дж}} B_{\text{дж}} (Z_9 \cos 2\omega_{\text{дж}} pT - Z_{10} \sin 2\omega_{\text{дж}} pT) / 2 \right],
\end{aligned} \tag{4.15}$$

де

$$\begin{aligned}
Z_1 &= (\operatorname{Re} I)^2 + (I - mI)^2 + (\operatorname{Re} J)^2 + (I - mJ)^2; \\
Z_2 &= \operatorname{Re} I^- \operatorname{Re} J^- + I - mI^- I - mJ^- + \operatorname{Re} I^+ \operatorname{Re} J^+ + I - mI^+ I - mJ^+; \\
Z_3 &= \operatorname{Re} I^- I - mJ^- - I - mI^- \operatorname{Re} J^- + \operatorname{Re} I^+ I - mJ^+ - I - mI^+ \operatorname{Re} J^+; \\
Z_4 &= (\operatorname{Re} I^-)^2 + (I - mI^-)^2 + (\operatorname{Re} J^-)^2 + (I - mJ^-)^2 + \\
&+ (\operatorname{Re} J^+)^2 + (I - mJ^+)^2 + (\operatorname{Re} I^+)^2 + (I - mI^+)^2; \\
Z_5 &= \operatorname{Re} JI - mJ^- - I - mJ \operatorname{Re} J^- + \operatorname{Re} II - mI^- - I - mI \operatorname{Re} I^- + \\
&+ \operatorname{Re} I \operatorname{Re} I^+ + I - mII - mI^+ + \operatorname{Re} J \operatorname{Re} J^+ + I - mJI - mJ^+; \\
Z_6 &= \operatorname{Re} J \operatorname{Re} J^- + I - mJI - mJ^- + \operatorname{Re} I \operatorname{Re} I^- + I - mII - mI^- + \\
&+ \operatorname{Re} II - mI^+ - I - mI \operatorname{Re} I^+ + \operatorname{Re} JI - mJ^+ - I - mJ \operatorname{Re} J^+; \\
Z_7 &= \operatorname{Re} J \operatorname{Re} J^- - I - mJI - mJ^- + \operatorname{Re} I \operatorname{Re} I^- - I - mII - mI^- - \\
&- \operatorname{Re} I \operatorname{Re} I^+ + I - mII - mI^+ - \operatorname{Re} J \operatorname{Re} J^+ - I - mJI - mJ^+; \\
Z_8 &= \operatorname{Re} JI - mJ^- - I - mJ \operatorname{Re} J^- + \operatorname{Re} II - mI^- - I - mI \operatorname{Re} I^- - \\
&- \operatorname{Re} II - mJ^+ + I - mI \operatorname{Re} I^+ - \operatorname{Re} JI - mJ^+ + I - mJ \operatorname{Re} J^+; \\
Z_9 &= \operatorname{Re} I^- I - mI^+ - I - mI^- \operatorname{Re} I^+ + \operatorname{Re} J^- I - mJ^+ - I - mJ^- \operatorname{Re} J^+; \\
Z_{10} &= \operatorname{Re} I^- \operatorname{Re} I^+ + I - mI^- I - mI^+ + \operatorname{Re} J^- \operatorname{Re} J^+ + I - mJ^- I - mJ^+, \\
I &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega, \\
J &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega, \\
I^\pm &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega \pm \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k \pm \omega_{\text{дж}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega, \\
J^\pm &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega \pm \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k \pm \omega_{\text{дж}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega. \tag{4.16}
\end{aligned}$$

Повна інтерференційна завада на виході l -го каналу приймача дорівнює сумі завад (4.12) від усіх каналів СП ОС і одиничних елементів:

$$\mu_{l_{\text{инт}}}^2 = \left(\sum_{k=1}^n \sum_{p=-\infty}^{\infty} \right)' (\mu_{klp_{\text{кос}}}^2 + \mu_{klp_{\text{син}}}^2). \quad (4.17)$$

Штрих, що стоїть біля дужок, в які поміщений знак подвійної суми, означає відсутність доданка, відповідного $k = l$ і $p = 0$. Вочевидь, немає необхідності підсумовувати по p в нескінченних межах. Практично достатньо врахувати лише одиничні елементи, які йдуть один за одним, з номерами $p = -1, 1$. Сумарна енергія власних сигналів на виходах кореляторів становить:

$$\mu_l^2 = (\mu_{klp_{\text{кос}}}^2 + \mu_{klp_{\text{син}}}^2), \quad k = l, p = 0. \quad (4.18)$$

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

$$a_{0l} = 0, b_{0l} = 0. \quad (4.19)$$

Інтерференційні завади будемо характеризувати співвідношенням:

$$h_l = \sqrt{\frac{\mu_{l_{\text{инт}}}^2}{\mu_l^2}} 100, \%. \quad (4.20)$$

Слід зазначити, що формула (4.17) дозволяє розраховувати не тільки повну інтерференційну заваду, яка дорівнює сумі міжканальних і міжсимвольних завад, але й міжканально-міжсимвольні завади.

В якості оцінки впливу ПФМ на величину інтерференційної завади в СП ОС з урахуванням лінійних спотворень проведено розрахунки величини h_l . Розрахунок здійснювався для СП ОГС, що працює на каналі К-2 (стандартний канал тональної частоти (СКТЧ) з двома переприймальними ділянками [32]). Характеристики каналу К-2 (АЧХ і ГЧП) наведено на рис. 4.2 і 4.3.

У розрахунок враховувалися такі параметри СП ОГС ($P(i\omega) = 1$, $F(i\omega) = 1$):

- загальне число несучих в смузі каналу – 256;
- число використовуваних несучих $n = 168$;
- тривалість інтервалу ортогональності $\tau_0 = 64$ мс;
- тривалість тактового інтервалу $T = 69$ мс,

і параметри ПФМ:

- амплітуда – $7,5^\circ$;
- частота $f_{\text{дж}} = 50$ Гц;
- початкова фаза $\phi_{\text{дж}} = 0^\circ$.

Результати розрахунків наведено на рис. 4.4, 4.5. На рис. 4.4 наведено результат розрахунку величини інтерференційних завад у 168-ми каналах СП ОГС, що породжуються лише лінійними спотвореннями ПФ каналу зв'язку при відсутності ПФМ. Рис. 4.5 ілюструє величину інтерференційної завади за впливу ПФМ. На рис. 4.6 і 4.7 наведено залежності інтерференційної завади в

крайніх (4 і 164) і середньому (84) каналах СП ОГС від вибору моменту початку інтегрування в кореляторах у відсутності ПФМ і під час її впливу.

Аналіз результатів розрахунків дозволяє зробити висновок, що завади, породжувані ПФМ, становлять основну частку завад в СП ОГС, що працюють на каналі з лінійними спотвореннями, відповідними К-2. Результируюча завада при цьому приблизно дорівнює сумі зазначених завад.

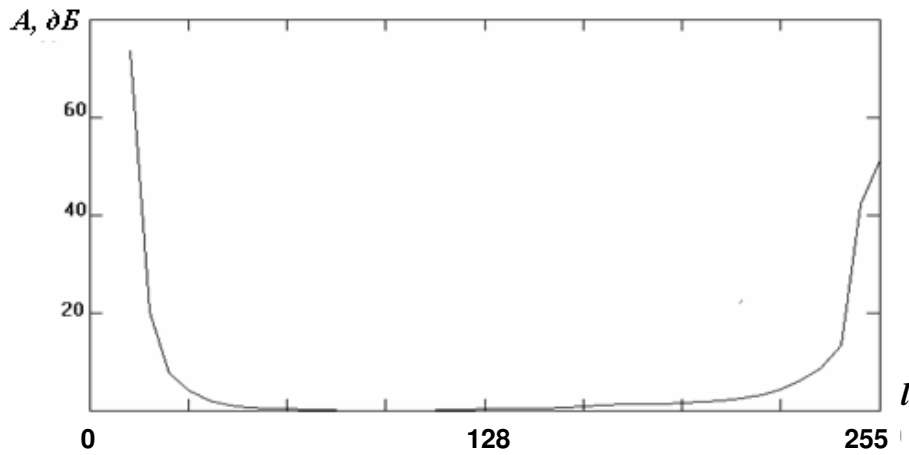


Рисунок 4.2 – АЧХ каналу К-2

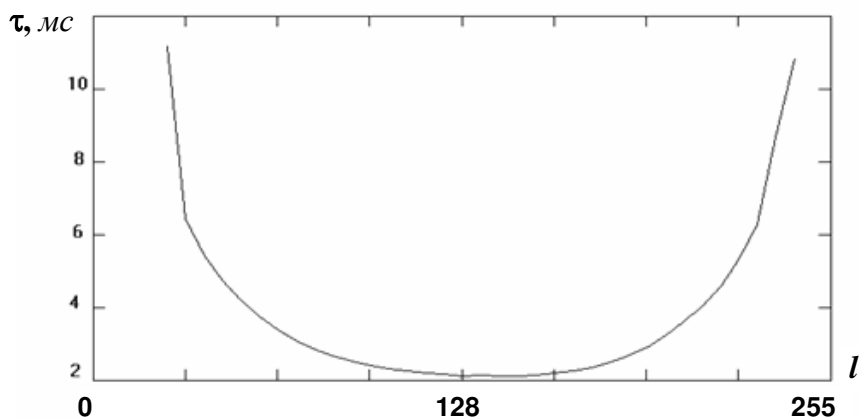


Рисунок 4.3 – Характеристика ГЧП каналу К-2

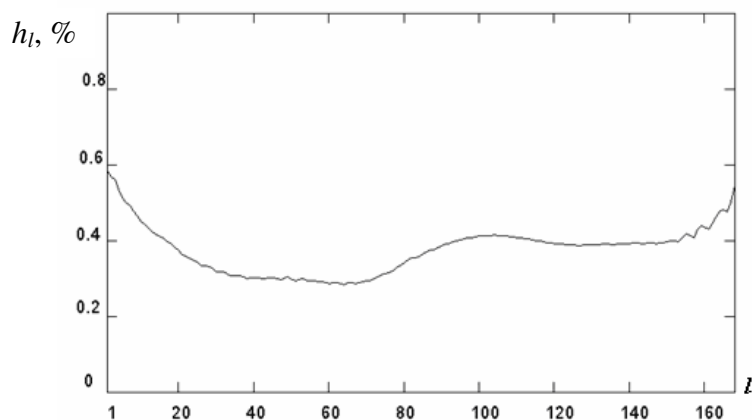


Рисунок 4.4 – Інтерференційні завади в каналах СП ОГС, породжені лінійними спотвореннями

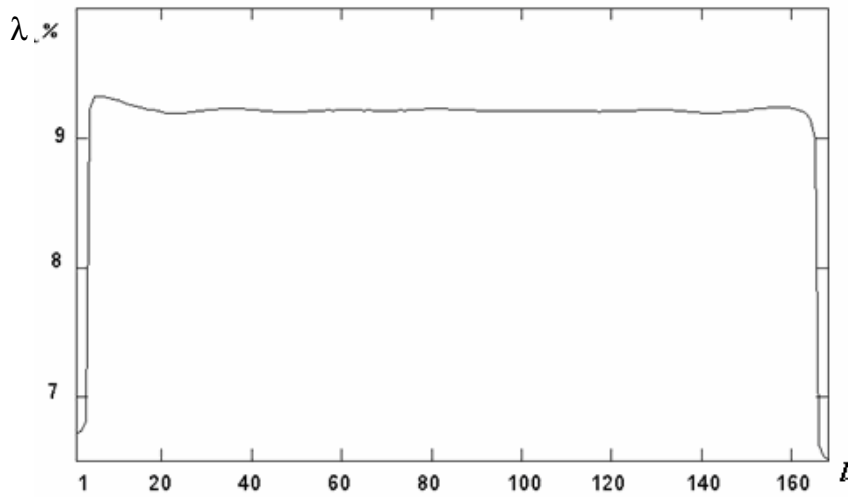


Рисунок 4.5 – Інтерференційні завади в каналах СП ОГС, породжені спільною дією лінійних спотворень і ПФМ

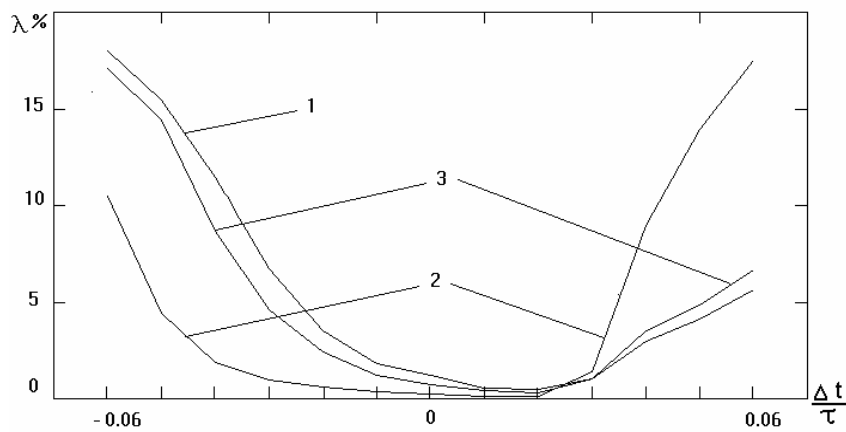


Рисунок 4.6 – Залежність величини інтерференційної завади в 4(1), 84(2) і 164(3) каналах СП ОГС від вибору моменту початку інтегрування Δt в кореляторах без урахування ПФМ

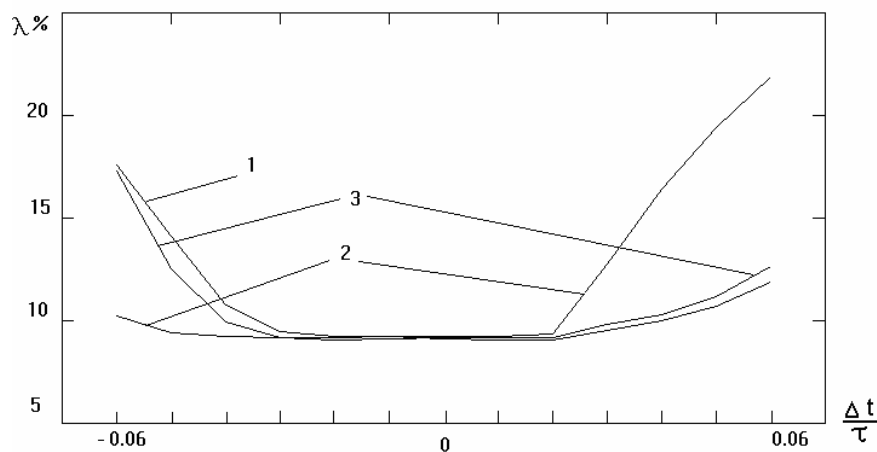


Рисунок 4.7 – Залежність величини інтерференційної завади в 4(1), 84(2) і 164(3) каналах СП ОГС від вибору моменту початку інтегрування Δt в кореляторах з урахуванням ПФМ

4.2. Дисперсія інтерференційних завад в СП ОГС

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

$$P(i\omega) = 1 \text{ і } F(i\omega) = 1.$$

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

$$x(k\tau) = x_k = \sum_{l=1}^n [a_l \cos \omega_l k\tau + b_l \sin \omega_l k\tau] \quad (4.21)$$

де n – кількість інформаційних каналів у модемі;

$a_l, b_l, l = 1, 2, \dots, n$, – 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;

τ_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 $N = \frac{\tau_0}{\tau}$ на захисному інтервалі:

$$N_3 = \frac{T - \tau_0}{\tau} = L.$$

Груповий сигнал на захисному інтервалі є періодичним продовженням перших відліків одиничного елемента (4.21):

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

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

$$g(r\tau) = g_r, \quad r = 0, 1, \dots, R-1. \quad (4.22)$$

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

$$y_k = \sum_{r=0}^{R-1} g_r \cdot x_{k-r}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M + R - 2. \quad (4.23)$$

Введемо в розгляд відтинки дискретного сигналу СП ОГС з інверсною нумерацією відліків (це зроблено з метою врахування інверсії, необхідної для виконання згортки (4.23)), що містить N відліків інтервалу ортогональності, L відліків захисного інтервалу, а також відліки елементів x_p^-, x_p^+ відповідно попереднього і наступного p -ому одиничному елементу групового сигналу

$$\dots x_{N-L+1}^- x_{N-L}^- \mid \underbrace{x_{N-1} x_{N-2} \dots x_0}_{N} \underbrace{x_{N-1} x_{N-2} \dots x_{N-L}}_L \mid x_{N-1}^+ x_{N-2}^+ \dots \dots \quad (4.24)$$

Підставивши (4.24) в (4.23), запишемо кілька відліків результату згортки:

$$\begin{aligned} y_0 &= g_0 x_{N-1}^- + g_1 x_{N-L}^- + \dots + g_{R-1} x_{N-L+R-2}^- \\ &\dots\dots\dots \\ y_{R-2} &= g_0 x_{N-1-R+2}^- + \dots + g_{R-2} x_{N-1}^- + g_{R-1} x_{N-L}^- \\ &\text{-----} \\ y_{R-1} &= g_0 x_{N-1-R+1}^- + \dots + g_{R-1} x_{N-1}^- \\ &\dots\dots\dots \\ y_{N+L-1} &= g_0 x_{N-L}^+ + g_1 x_{N-L+1}^+ + \dots \\ &\text{-----} \\ y_{N+L} &= g_0 x_{N-1}^+ + g_1 x_{N-L}^+ + g_2 x_{N-L+1}^+ + \dots \\ y_{N+L+1} &= g_0 x_{N-2}^+ + g_1 x_{N-1}^+ + g_2 x_{N-L}^+ + \dots \\ &\dots\dots\dots \\ y_{N+L+R-1} &= g_0 x_{N-1-R+1}^+ + \dots + g_{R-1} x_{N-1}^+ \end{aligned} \quad (4.25)$$

Серед відліків вхідного сигналу приймача СП ОГС (4.25) системою тактової синхронізації повинні бути виділені відліки, обмежені переривчастою лінією. Зазначена послідовність є сумою циклічно зсунутих відліків інтервалу ортогональності, зважених з коефіцієнтами ІР каналу зв'язку. Така обробка відповідає постійному в часі коефіцієнту передавання і плоскому фазовому зсуву, індивідуальному для кожної з n несучих частот модему, і зберігає монохроматичний характер каналних сигналів на інтервалі ортогональності. Завдяки цьому в 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 другого розділу про відсутність інтерференційних завад в таких СП при перевищенні тривалості захисного інтервалу тривалості ІР.

Неспотворена частина одиничного елемента сигналу (4.25) може бути записана в матричній формі:

$$\vec{Y} = X g^T, \quad (4.26)$$

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 (4.26) вже не буде повним циркулянтом: у ній зникнуть права верхня і ліва нижня трикутні частини в сумі розміром $R + 1 - L$. Відсутність зазначених елементів є безпосереднім джерелом, що породжує міжканальну інтерференцію усередині даного елемента сигналу. Одиничні елементи сигналу, що несуть інформацію, йдуть один за одним, і звільнена права верхня трикутна частина матриці X з (4.26) 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 $k_T = 0$, при якому блок вхідного сигналу, що обробляється приймачем, починається з y_0 (див. формулу (4.25)). Тоді згортку (4.23) 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:

$$\eta_k = \begin{cases} \sum_{r=k+k_T+1}^{R-1} g_r x_{r-1-k-k_T}, & k \leq R-2-k_T, \\ \sum_{r=0}^{k+k_T-N-L} g_r x_{2N+L-1+r-k-k_T}, & k \geq N+L-k_T, \end{cases} \quad (4.27)$$

і міжсимвольної інтерференції:

$$\xi_k = \begin{cases} \sum_{r=k+k_T+1}^{R-1} g_r x_{N-L-1+r-k-k_T}^-, & k \leq R-2-k_T, \\ \sum_{r=0}^{k+k_T-N-L} g_r x_{2N+L-1+r-k-k_T}^+, & k \geq N+L-k_T, \end{cases} \quad (4.28)$$

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

Надалі потрібне знання статистичних властивостей відліків групового сигналу (4.21). Інформаційні параметри $a_l, b_l, l = 1, 2, \dots, n$, взаємно некорельовані, мають нульові математичні очікування й дисперсії, які визначаються рівностями:

$$M[a_l^2] = M[b_l^2] = \sigma_l^2 = \sigma^2. \quad (4.29)$$

Можна показати, що для кореляційної функції сигналу (4.21) справедливо представлення:

$$M(x_i x_j) = B_x[(j-i)\tau] = B_x(k\tau) = \sigma^2 \sum_{l=1}^n \cos \omega_l k\tau, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.30)$$

Таким чином, статистичні властивості відліків групового сигналу наступні:

$$\begin{aligned} M(x_i) &= 0; \quad M(x_i x_j) = B_x(j-i); \\ M(x_i^+ x_j^-) &= 0; \quad M(x_i^- x_j^+) = 0; \quad i, j = 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (4.31)$$

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

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

за формулою:

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

Середня потужність інтерференційної завади дорівнює:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_l^2 &= M \left[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \gamma_k \gamma_q e^{-i \frac{2\pi(l+m-1)(k-q)}{N}} \right] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \{M[\gamma_k \gamma_q]\} e^{-i \frac{2\pi(l+m-1)(k-q)}{N}}, \quad l = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (4.32)$$

З урахуванням статистичних властивостей (4.31) групового сигналу вираз у фігурних дужках (4.32) прийме вигляд:

$$\mu_{kq} = \begin{cases} 2 \sum_{i=k+k_T+1}^{R-1} \sum_{j=q+k_T+1}^{R-1} g_i g_j B_{k+j-q-i}, & k \leq R-2-k_T, q \leq R-2-k_T, \\ 2 \sum_{i=0}^{k+k_T-N-L} \sum_{j=0}^{q+k_T-N-L} g_i g_j B_{k+j-q-i}, & k \geq N+L-k_T, q \geq N+L-k_T, \\ \sum_{i=k+k_T+1}^{R-1} \sum_{j=0}^{k+k_T-N-L} g_i g_j B_{2N+L+k+j-q-i}, & k \leq R-2-k_T, q \geq N+L-k_T, \\ \sum_{i=0}^{k+k_T-N-L} \sum_{j=q+k_T+1}^{R-1} g_i g_j B_{2N+L+q+i-k-j}, & q \leq R-2-k_T, k \geq N+L-k_T, \\ 0 & \text{за інших } k \text{ і } q. \end{cases} \quad (4.33)$$

З урахуванням симетрії квадратної матриці (4.33) відносно головної діагоналі, вираз для потужності інтерференційної завади може бути записаний в такому вигляді:

$$\bar{\epsilon}_l^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \mu_{kq} \cos \left[\frac{2\pi(l+m-1)(k-q)}{N} \right], \quad l = 1, 2, \dots, N. \quad (4.34)$$

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

$$s_l^2 = N^2 \sigma^2 \left| \sum_{r=0}^{R-1} g_r e^{-i \frac{2\pi(l+m-1)r}{N}} \right|^2, \quad l = 1, 2, \dots, n. \quad (4.35)$$

Покажемо це.

Будемо розглядати лише один сигнал l -ї несучої з групового сигналу (4.21):

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

Перейдемо до комплексного сигналу:

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

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

На виході каналу зв'язку сигнал дорівнює:

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

$g(\tau)$ – ІР каналу зв'язку.

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

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

Повна енергія сигналу на виході l -го каналу:

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

При усередненні по всіх реалізаціях і цифровому поданні групового сигналу отримуємо формулу (4.35).

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

$$h_l = \sqrt{\frac{\bar{\epsilon}_l^2}{\bar{s}_l^2}} \cdot 100, \%, \quad l = 1, 2, \dots, n, \quad (4.36)$$

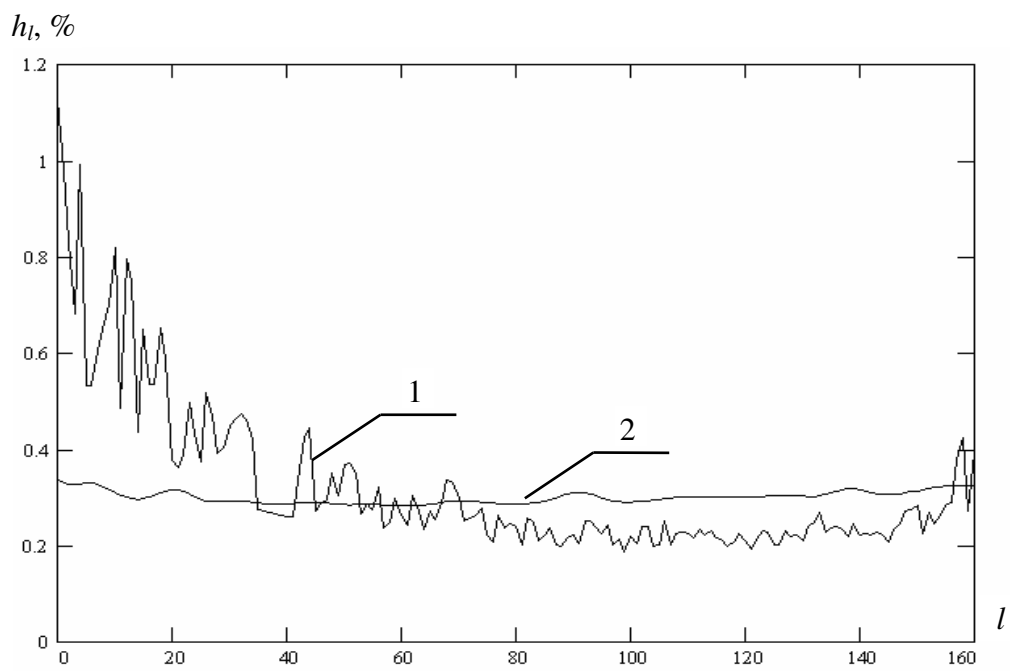
де риска над символом означає ефективне значення.

Для перевірки ефективності алгоритму було виконано розрахунки для СП ОГС, що працює на стандартному каналі ТЧ з різним числом переприйомів. Результуючі інтерференційні завади порівнювалися з завадами, отриманими в результаті програмно-імітаційного моделювання. На рис. 4.8 і рис. 4.10 наведено два варіанти такого порівняння, де графіки 1 отримані в результаті моделювання, а графіки 2 – в результаті розрахунку за наведеним вище алгоритмом. При цьому задавалися такі параметри модему:

$$N = 512, n = 168, m = 34, L = 40, F_d = 8 \cdot 10^{-3} \text{ Гц.}$$

Параметр k_T (момент тактової синхронізації) вибирався емпіричним шляхом за критерієм мінімуму інтерференційної завади. IP стандартного каналу ТЧ з одним переприйомом (канал К-1), яка зображена на рис. 4.9, використовувалася для розрахунку графіків (рис. 4.8). Графіки (рис. 4.10) були отримані при використанні IP стандартного каналу ТЧ з трьома переприйомами (канал К-2) (рис. 4.11).

Насамкінець відзначимо, що запропонована методика розрахунку інтерференційних завад неодноразово тестувалася в різних умовах. Результати тестування підтвердили можливість методики швидко і з достатньою точністю оцінити завадозахищеність досліджуваних варіантів СП ОГС залежно від частотних характеристик каналів зв'язку і точності установлення фази тактової частоти.



1 – результат імітаційного моделювання; 2 – результат розрахунку
 Рисунок 4.8 – Розподіл інтерференційних завад в каналах СП ОГС при роботі по каналу К-1

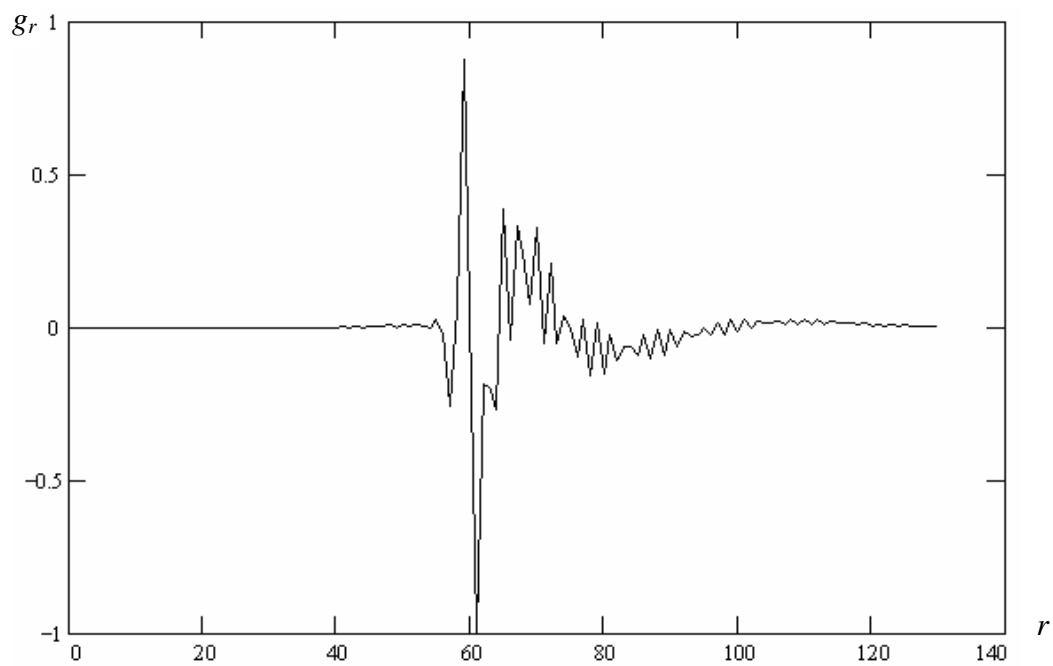
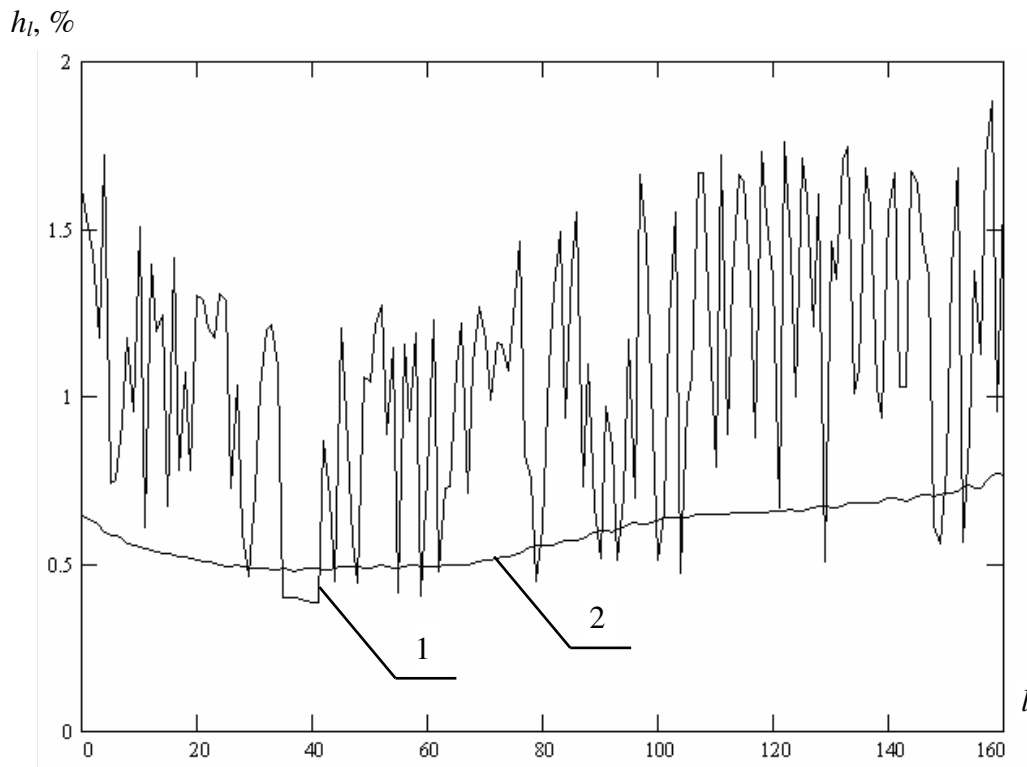


Рисунок 4.9 – ІР каналу К-1



1 – результат імітаційного моделювання; 2 – результат розрахунку
 Рисунок 4.10 – Розподіл інтерференційних завад в каналах СП ОГС при
 роботі по каналу К-2

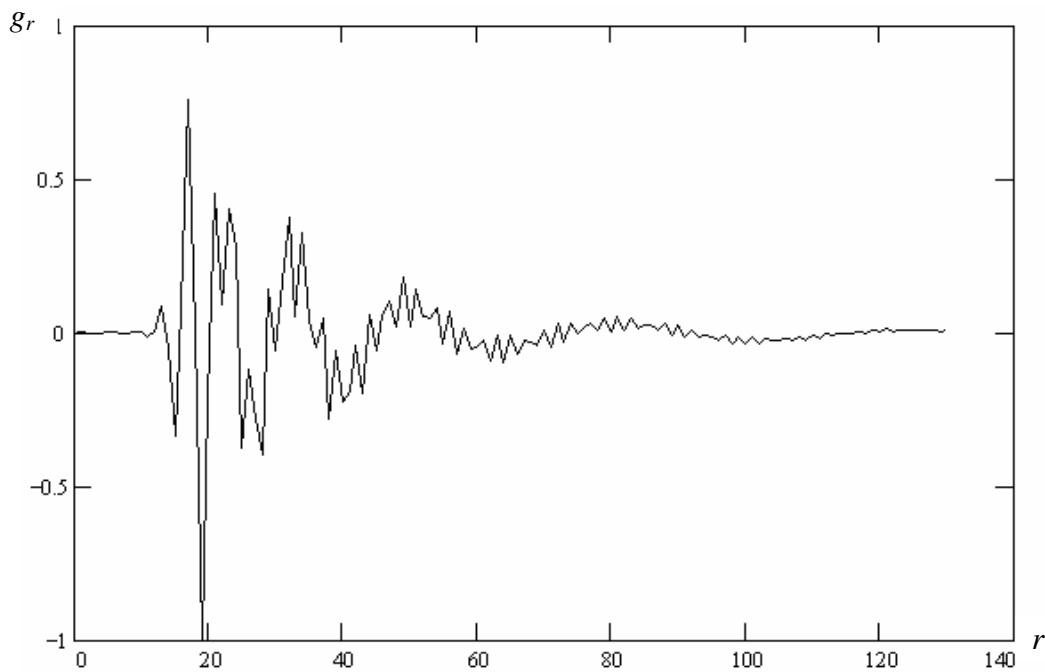


Рисунок 4.11 – ІР каналу К-2

4.3 Методика розрахунку завадозахищеності сигналів СП ОГС

Завадозахищеність СП оцінюють відношенням сигнал/шум на вході вирішального пристрою, що забезпечує необхідну ймовірність безпомилкового приймання. У провідних системах зв'язку відношення сигнал/шум задають величиною захищеності сигналу [18, 32]:

$$A_3 = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}, \quad \text{дБ}, \quad (4.37)$$

де P_c – потужність сигналу на вході приймача;

$P_{\text{ш}}$ – потужність шуму.

Адитивний шум, породжуваний більшістю каналів зв'язку, вважають, як правило, „білим” з нормальним законом розподілу.

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

Розглянемо спочатку випадок, коли в кожному каналі СП ОГС передавання здійснюється методом амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ). При цьому, вважаючи, що адитивний шум має рівномірний спектр в смузі каналу зв'язку, будемо вважати, що всі канали СП ОГС знаходяться в однакових умовах і обмежимося розглядом процесу передавання інформації по одному довільному каналу СП ОГС.

На виході деякого k -го каналу передавача на довільному тактовому інтервалі при використанні B -рівневої (B – число рівнів) АІМ формується лінійний сигнал:

$$s_{bl}(t) = A_b \varphi_l(t), \quad 0 \leq t < T, \quad (4.38)$$

де $\varphi_l(t)$ – l -ий сигнал-переносник; A_b – амплітуда b -го варіанту сигналу, яка визначається таким чином:

$$A_b = 2^b - 1 - B, \quad b = 1, 2, \dots, B.$$

Приклад сигнального сузір'я 8-ми рівневої АІМ ($B = 8$) наведено на рис. 4.12.

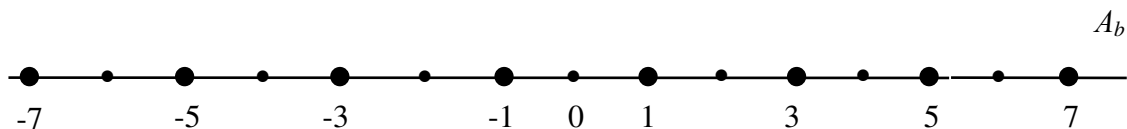


Рисунок 4.12 – Сигнальне сузір'я восьмірівневої АІМ

Енергія сигналу, що передається, дорівнює

$$E_b = \int_0^T s_{bl}^2(t) dt = A_b^2 / 2 \int_0^T |\varphi_l(t)|^2 dt = A_b^2 E,$$

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

Як модель каналу зв'язку будемо розглядати канал з адитивним гаусовим білим шумом (АГБШ) – $n(t)$ і частотно-незалежним коефіцієнтом передавання – α . Оптимальний демодулятор АІМ сигналу в цьому випадку містить (рис. 4.13), узгоджений з $\varphi(t)$ фільтр, ключ, що стробує з тактовою частотою сигнал з виходу узгодженого фільтра, і вирішальну схему.

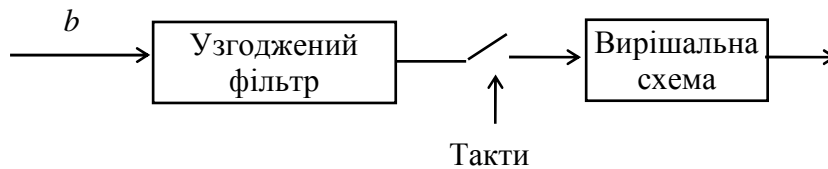


Рисунок 4.13 – Демодулятор сигналу АІМ

Сигнал $r(t)$ на вході узгодженого фільтра описується виразом:

$$r(t) = \alpha A_b \varphi(t) + n(t).$$

Вихідний сигнал узгодженого фільтра в тактовий момент дорівнює:

$$u = \int_0^T r(\tau) h^*(t - \tau) d\tau,$$

$$u = 2\alpha E A_b + v = \mu_b + v, \mu_b = 2\alpha E A_b,$$

де $h^*(t)$ – імпульсна реакція узгодженого фільтра;

v – значення адитивного шуму на виході узгодженого фільтра.

Таким чином, відліки сигналу на виході узгодженого фільтра – це випадкові процеси з середніми значеннями μ_b і дисперсією $\sigma_v^2 = 2EN_0$, де N_0 – спектральна густина енергії білого шуму.

Функція щільності ймовірності розподілу амплітуд сигналу на вході вирішальної схеми описується нормальним законом розподілу:

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(u-\mu_b)^2}{2\sigma_v^2}}.$$

Помилка при прийнятті рішення відбуватиметься у разі, коли значення $x = |u - \mu_b|$ перевищить половину відстані між сусідніми сигналами $2\alpha E$.

З урахуванням того, що в разі передавання сигналів з амплітудами, відповідними крайнім точкам сигнального сузір'я, помилка відбувається лише в половині випадків, її ймовірність описується формулою:

$$p_b = \frac{B-1}{B} p(|u - \mu_b| > 2\alpha E) = \frac{B-1}{B} \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} \int_0^T e^{-\frac{x^2}{2\sigma_v^2}} dx = \frac{B-1}{B} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2 E'}{N_0}} \right). \quad (4.39)$$

Виразимо ймовірність помилки через середню енергію сигнального сузір'я:

$$P_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T M |s_{\text{бк}}(t)|^2 dt = \frac{M(A_b^2)}{T} \int_0^T |\varphi_l(t)|^2 dt = \frac{M(A_b^2)}{T} E, \quad (4.40)$$

де M – символ математичного очікування.

Математичне очікування квадрата амплітуд сигналів визначається таким співвідношенням:

$$M(A_b^2) = M[(2b-1-B)^2] = \frac{2}{B} \sum_{b=1}^{B/2} (2b-1)^2 = \frac{B^2-1}{3}. \quad (4.41)$$

Підставив (4.41) в (4.40), матимемо

$$P_{\text{cp}} = \frac{B^2-1}{3} \frac{E}{T},$$

або

$$E = \frac{3P_{\text{cp}} T}{B^2-1}. \quad (4.42)$$

Перепишемо (4.39), підставивши замість E її значення (4.42):

$$p_b = \frac{B-1}{B} \operatorname{erfe} \sqrt{\frac{3}{B^2-1} \frac{\alpha^2 P_{\text{cp}} T}{N_0}}. \quad (4.43)$$

Отримана величина p_b характеризує ймовірність помилки при передаванні одного одиничного елемента АІМ сигналу. Якщо вважати, що помилка при прийманні одиничного елемента сигналу призводить до однієї помилки в прийнятій послідовності двійкових символів, то ймовірність помилки при передаванні одного двійкового символу становитиме

$$p_0 = \frac{B-1}{B \log_2 B} \operatorname{erfe} \sqrt{\frac{3}{B^2-1} \frac{\alpha^2 P_{\text{cp}} T}{N_0}}. \quad (4.44)$$

У подальшому позначимо аргумент функції erfe через h :

$$h = \sqrt{\frac{3}{B^2-1} \frac{\alpha^2 P_{\text{cp}} T}{N_0}}. \quad (4.45)$$

Отриманий вираз (4.44) для ймовірності помилки при передаванні методом АІМ легко може бути перетворено для передавання за допомогою квадратурної амплітудної модуляції (КАМ). Як приклад на рис 4.14 наведено сузір'я КАМ-16 ($B = 16$).

При відповідному кодуванні можна здійснювати приймання КАМ сигналів незалежно по кожній з ортогональних осей. При цьому помилки при ухваленні рішення по кожній з осей також незалежні.

Ймовірність помилки для кожної осі для випадку КАМ сузір'я з числом сигнальних точок $B = 2^k$ (k – парне) можна розраховувати за формулою (4.43), поклавши кількість точок на осі рівною \sqrt{B} , а середню енергію сигналу, що дорівнює $P_{\text{ср}}/2$:

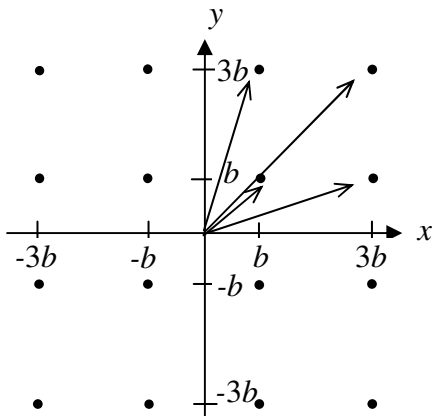
$$p_{\sqrt{B}} = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{B}}\right) \text{erfe } h.$$

Ймовірність помилки по обох осях дорівнює відповідно:

$$p_B = \left[1 - \left(1 - p_{\sqrt{B}}\right)\right]^2 = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{B}}\right) \text{erfe } h \left[1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{B}}\right) \text{erfe } h\right]. \quad (4.46)$$

У тих випадках, коли k непарне, записати точний вираз для ймовірності помилки, аналогічний (4.46), не можна, оскільки сигнальне сузір'я КАМ при цьому містить не всі точки, що задаються координатами по осях. У цьому випадку можна скористатися оцінкою зверху ймовірності помилки, яка справедлива, коли області прийняття рішення представляють собою квадранти:

$$p_B \leq 2 \text{erfe } h. \quad (4.47)$$



Виразимо тепер ймовірність помилки через параметри СП ОГС і захищеність сигналу на вході приймача (4.37). З цією метою виконаємо наступні заміни у формулі (4.45):

$$\alpha^2 P_{\text{ср}} \text{ замінимо на } \frac{P_{\text{ср.гр}}}{n}, \quad T - \text{ на } \tau_0, \quad N_0 - \text{ на } \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta F},$$

де $P_{\text{ср.гр}}$ – середня потужність групового сигналу на вході приймача;

n – число активних каналів СП ОГС;

ΔF – смуга частот каналу зв'язку;

τ_0 – інтервал ортогональності.

У цьому випадку аргумент функції *erfe* набуває вигляду:

$$h = \sqrt{\frac{3}{2(B-1)} \frac{P_{\text{ср.гр}}}{n} \frac{\tau_0 \Delta F}{P_{\text{ш}}}} = 10^{0,05A_3} \sqrt{\frac{3}{2(B-1)} \frac{\tau_0 \Delta F}{n}}. \quad (4.48)$$

Отримане співвідношення (4.48) дозволяє за заданою захищеністю сигналу на вході приймача розрахувати для використовуваного сузір'я КАМ параметр h . Ймовірність помилки розраховується за допомогою таблиць інтеграла Лапласа і формул (4.46) або (4.47).

Разом з адитивним шумом каналу зв'язку на вході вирішального пристрою модему діють інтерференційні завади, породжені спотвореннями передатної функції каналу зв'язку, дією фазового джиттера, розбіжністю частот

задаючих генераторів приймача і передавача, зміщенням частот сигналу в каналі та іншими факторами, що призводять до порушення ортогональності сигналів-переносників.

Важливою ознакою СП ОГС є те, що закон розподілу інтерференційних завад в кожному каналі СП ОГС вже за $N \geq 6$ (N – число каналів СП) досить добре апроксимується нормальним законом. Це є наслідком багатоканальності, коли інтерференція в кожному каналі є сумою переходів (міжканальних і міжсимвольних) з усіх каналів. В силу граничної теореми теорії ймовірностей, закон розподілу суми випадкових величин з відмінними від нормального законами розподілу прагне до нормального.

Ця властивість СП ОГС дозволяє під час спільної дії адитивного білого шуму каналу і інтерференційних завад значно спростити розрахунок імовірності помилки в СП, скориставшись наведеною нижче методикою. Справедливість методики підтверджена результатами розрахунку ймовірності помилки за методикою, що враховує реальний закон розподілу інтерференційних завад.

Діючі на вході вирішального пристрою адитивна флуктуаційна і інтерференційна завади є статистично незалежними, тому дисперсія сумарного шуму визначається як

$$\sigma^2 = \sigma_{\text{ад}}^2 + \sigma_{\text{інт}}^2, \quad (4.49)$$

де $\sigma_{\text{ад}}^2, \sigma_{\text{інт}}^2$ – дисперсії адитивного і інтерференційного шумів.

Із (4.49) випливає:

$$h = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{h_{\text{ад}}^2} + \frac{1}{h_{\text{інт}}^2}}}. \quad (4.50)$$

Значення $h_{\text{інт}}$ для конкретних СП ОГС, каналу зв'язку та інших чинників, що заважають, може бути розраховано за одною з методик, наведених вище в підрозділах 4.1 і 4.2. Необхідно врахувати таку обставину. Результатом розрахунку за вказаною методикою є відношення шум/сигнал в l -ому каналі (4.20):

$$h_l = \sqrt{\frac{\mu_{l\text{інт}}^2}{\mu_l^2}} 100\%,$$

і його необхідно перерахувати у відповідне значення $h_{\text{інт}}$.

Формула перерахунку з огляду на вид сигнального сузір'я така:

$$h_{\text{інт}} = \frac{2\mu_l}{\sqrt{\frac{3}{(B-1)}\mu_{l\text{інт}}}}. \quad (4.51)$$

Як приклад наведемо результати одного з розрахунків ймовірності помилки в СП ОГС для передавання по комутованих каналах телефонної мережі загального користування зі швидкістю 14,4 кбіт/с. Параметри СП: $n = 168$, $\tau_0 = 64$ мс, $f_0 = 15165$ Гц, $T = 68$ мс. В якості каналу використовувався канал К-1 (рис.4.9). Результати наведено в табл. 4.1, 4.2.

Вважалося, що в каналі діє ПФМ з амплітудою $A = 7,5$ градуса і частотами $F_{дж} = 50;100;150$ Гц.

Таблиця 4.1 – Процентне відношення ефективних значень результуючої інтерференційної завади до ефективного значення сигналу при оптимальній груповій тактовій синхронізації

Номер каналу СП ОГС	Завада без врахування ПФМ, %	Результуюча завада, породжена лінійними спотвореннями і ПФМ з $A = 7,5$ градуса		
		$F_{дж} = 50$ Гц	$F_{дж} = 100$ Гц	$F_{дж} = 150$ Гц
2	0,648	6,496	6,579	6,821
20	0,251	9,184	9,263	9,163
97	0,097	9,945	10,001	9,898

Таблиця 4.2 – Ймовірність помилки в СП ОГС, породженої лінійними спотвореннями сигналів і адитивним флуктуаційним шумом

а) без впливу ПФМ

Номер каналу СП ОГС	Захищеність A_3 , дБ		
	25	30	35
2	$7,6 \cdot 10^{-6}$	$3,2 \cdot 10^{-14}$	$< 10^{-24}$
20	$4,8 \cdot 10^{-6}$	$2,0 \cdot 10^{-15}$	“
97	$4,6 \cdot 10^{-6}$	$1,4 \cdot 10^{-15}$	“

б) під час впливу ПФМ з параметрами: $A = 7,5$ градуса, $F_{дж} = 50$ Гц

Номер каналу СП ОГС	Захищеність A_3 , дБ		
	25	30	35
2	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^{-2}$
20	$5,5 \cdot 10^{-2}$	$5,2 \cdot 10^{-2}$	$4,5 \cdot 10^{-2}$
97	$6,7 \cdot 10^{-2}$	$6,6 \cdot 10^{-2}$	$6,5 \cdot 10^{-2}$

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

Питання і завдання до розділу 4

1. Сформулюйте в загальному вигляді зміст метода розрахунку інтерференційних завад СП ОГС в частотній області.
2. Сформулюйте в загальному вигляді зміст метода розрахунку інтерференційних завад СП ОГС в часовій області.
3. Як проявляється паразитна фазова модуляція сигналів СП ОГС?
4. Чому середні величини інтерференційних завад, що викликані паразитною фазовою модуляцією сигналів СП ОГС, не залежать від номеру каналу рис. 4.5?
5. Скориставшись характеристиками каналу передавання рис. 4.2, рис. 4.3, дати пояснення графікам величин інтерференційних завад, наведених на рис. 4.6 та 4.7.
6. Як підсумовуються адитивні шуми каналу і інтерференційні завади?
7. Чому середні величини інтерференційних завад, наведених на рис. 4.8, менші за завади рис. 4.10 ?
8. Від чого залежить тривалість графіків ІР на рис. 4.9 та рис. 4.11?
9. Чому збільшення тривалості ІР призводить до збільшення інтерференційних завад?
10. Які є шляхи зменшення інтерференційних завад?

5 КОРЕКЦІЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛІВ СП ОГС

5.1 Особливості задачі корекції в СП ОГС

Питанням корекції лінійних спотворень частотних характеристик каналів зв'язку присвячено багато робіт [39 – 54], і, в принципі, задача корекції для СП ОГС може бути вирішена традиційно включенням автоматичного коректора частотних характеристик на вході демодулятора приймача. Причому, як показують розрахунки і підтверджує практика, в силу малої чутливості СП ОГС до лінійних спотворень, в ряді випадків достатня тільки груба фазова корекція групового часу проходження (ГЧП) каналу з точністю до нерівномірності, порівнянню з тривалістю захисного інтервалу [42]. Проте в загальному випадку досягнення високих швидкостей можливе лише при ретельній корекції ПФ каналу зв'язку.

Узагальнену схему коректора частотних характеристик каналів зв'язку наведено на рис. 5.1.

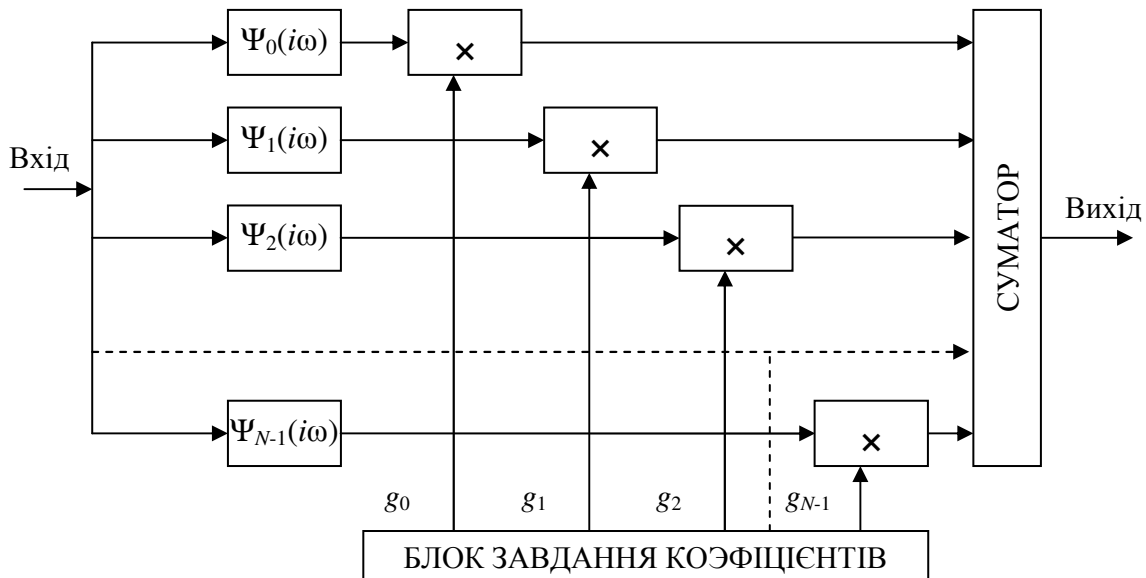


Рисунок 5.1 – Узагальнена схема коректора частотних характеристик

Коректор містить N паралельних кіл, що складаються з чотиріполосників з ПФ $\{\Psi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ і перемножників вихідних сигналів чотиріполосників на коефіцієнти g_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, вихідні сигнали яких об'єднуються (підсумовуються), утворюючи вихідний сигнал коректора.

Налагодження коректора полягає в адаптивному оцінюванні коефіцієнтів g_k , що мінімізують функціонал, який відображає заданий критерій якості.

Налагодження коректора, як правило, здійснюється за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки (СКО):

$$D^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left| F_{\text{ж}}(i\omega) - H(i\omega) \sum_{k=0}^{N-1} g_k \Psi_k(i\omega) \right|^2 d\omega, \quad (5.1)$$

де

$H(i\omega)$ – коректована ПФ каналу зв'язку;

$F_0(i\omega)$ – бажана (еталонна) ПФ;

$$\sum_{k=0}^{N-1} g_k \Psi_k(i\omega) \text{ – ПФ коректора.}$$

Широке розповсюдження в техніці зв'язку знайшли коректори частотних характеристик, що використовують систему чотирьох полюсників з ПФ $\Psi_k(i\omega) = e^{-i\omega kT}$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, які ефективно реалізуються у вигляді лінії

затримки сигналу на час kT , де $T \leq \frac{1}{2\Omega}$; Ω – верхня частота спектра сигналу.

Коректори з базисними функціями $\Psi_k(i\omega) = e^{-i\omega kT}$ отримали у вітчизняній літературі назву гармонічні коректори (ГК), у іноземній їх переважно називають трансверсальними фільтрами (ТФ) [39 – 41]. Особливо ефективно ГК реалізується у випадку, якщо вхідний сигнал є цифровим з інтервалом дискретизації T .

Конструктивно цифровий гармонічний коректор (рис. 5.2) є дискретною лінією затримки (ЛЗ), що містить N відводів через інтервал часу T , на вхід якої надходить цифровий сигнал $s(n)$. В кожному з відводів ЛЗ включено перемножник сигналу з виходу ЛЗ на коефіцієнт g_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Виходи перемножників підсумовуються, утворюючи на кожному такті nT вихідний сигнал $\hat{s}(n)$.

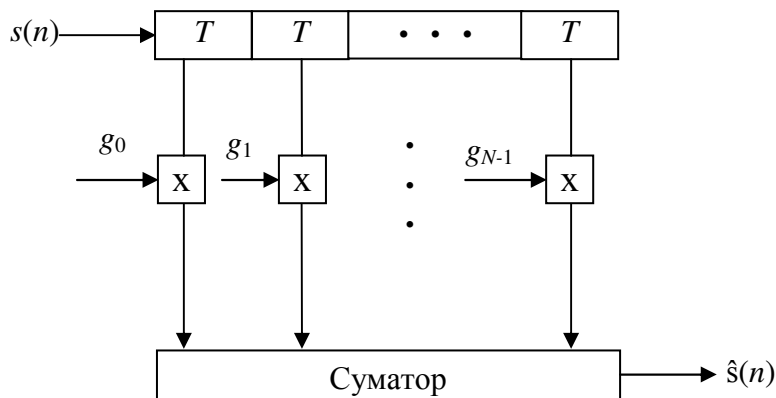


Рисунок 5.2 – Гармонічний коректор

Для ГК критерій налагодження (5.1) за $F_0(i\omega) = 1$ набуває вигляду:

$$\min D^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left| 1 - H(i\omega) \sum_{k=0}^{N-1} g_k e^{-i\omega kT} \right|^2 d\omega. \quad (5.2)$$

У випадку, якщо результуюча (бажана) характеристика $F_0(i\omega) = 1$, говорять про корекцію лінійних спотворень частотної характеристики каналу або про корекцію сигналу.

Задача корекції для СП ОГС є нетрадиційною щодо критеріїв корекції. У більшості систем зв'язку коректори налагоджуються таким чином, щоб наскрізна ПФ каскадного включення формуючого фільтра передавача, каналу зв'язку, приймального фільтра приймача і коректора була або лінійною (постійна АЧХ, лінійна ФЧХ) у смузі частот передаваного сигналу, або задовольняла критерію Найквіста. Для СП ОГС, в силу результатів, наведених в розділі 3, мінімуму інтерференційних завад відповідає обмеження тривалості ІР наскрізного тракту тривалістю захисного інтервалу. Ця обставина спонукала до розроблення алгоритмів корекції, що контролюють тривалість ІР наскрізного тракту [50].

Задача корекції ПФ каналу зв'язку з метою укорочення тривалості наскрізної ІР не є новою в техніці зв'язку, вона виникла у зв'язку з застосуванням алгоритму Вітербі [48]. Однак специфіка СП ОГС не дозволяє прямо перенести на них наявні результати і вимагає розроблення відповідних алгоритмів адаптації коректора. Коректор СП ОГС відрізняється від традиційного ГК тим, що, по-перше, реалізується в частотній області методами швидкої згортки [35], а по-друге, вимогами, що пред'являються до бажаної ПФ $F_G(i\omega)$: тривалість її ІР повинна бути обмежена заданим інтервалом.

Методи корекції лінійних спотворень ПФ каналу зв'язку в СП ОГС, що забезпечують задану тривалість ІР наскрізного каналу, не гарантують при цьому ідеальність частотних характеристик у межах смуги частот кожного індивідуального каналу СП ОГС. Це призводить до того, що демодульовані сигнали відрізняються від сигналів, сформованих передавачем, як за амплітудою, так і за плоскою фазою. Для усунення цієї невизначеності, що вноситься каналом зв'язку, в кожному каналі СП ОГС оцінюються за спеціальними алгоритмами коефіцієнти підсилення, плоска фаза, а в деяких системах також і лінійна фаза, і здійснюється їх компенсація. Алгоритм компенсації в цьому випадку полягає в помноженні комплексного сигналу з виходу k -го каналу демодулятора БППС $\dot{R}_k = a_k + ib_k$ на комплексний коефіцієнт корекції $\dot{K}_k = |\dot{K}_k| e^{-i\varphi_k}$:

$$\dot{R}'_k = \dot{R}_k |\dot{K}_k| e^{-i\varphi_k}, \quad k = 1, 2, \dots, n,$$

де $|\dot{K}_k|$ – коефіцієнт, зворотний коефіцієнту посилення k -го каналу СП ОГС;

φ_k – плоский фазовий зсув, що вноситься каналом;

Точка над символом означає комплексну функцію.

У результаті цього приймачі СП ОГС, поряд з коректором частотних характеристик каналу, містять також компенсатори лінійних спотворень сигналів, що вмикаються на виході демодулятора (рис. 5.3).

Компенсація власних лінійних спотворень сигналів разом з корекцією лінійних частотних спотворень ПФ каналу за критерієм обмеження тривалості наскрізної ІР дозволяє звести до допустимих інтерференційні завади в СП ОГС. В СП ОГС можливо також придушення інтерференційних завад у

демодульованих сигналах, викликаних лінійними спотвореннями, шляхом лінійного комбінування сигналів з адаптивно оцінюваними коефіцієнтами [45].

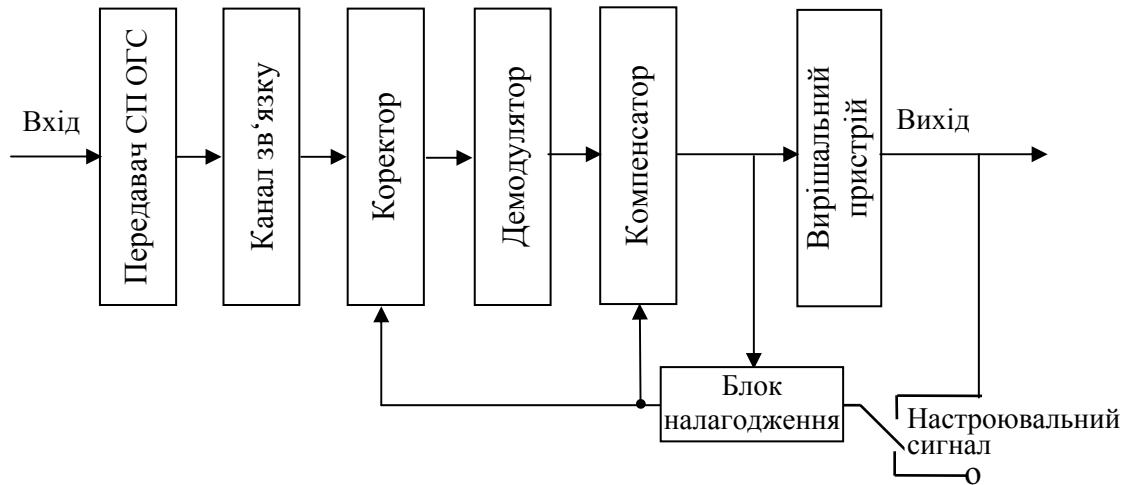


Рисунок 5.3 – Включення коректора і компенсатора в СП ОГС

5.2 Алгоритм мінімізації середньоквадратичної помилки апроксимації на основі перетворення Фур'є

Задача мінімізації СКП апроксимації (5.1) досить поширена в техніці, і є ряд алгоритмів знаходження оптимальних коефіцієнтів ГК [46].

Для цілей розрахунку цифрових коригувальних кіл зручним є наступний метод, який базується на алгоритмі середньоквадратичної оптимізації, запропонованому в [47] і описаному нижче.

Припустимо, необхідно апроксимувати в середньоквадратичній метриці функцію $X(i\omega)$, задану на множині частот P лінійною комбінацією N лінійно-незалежних базисних функцій (БФ) $\{\Psi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$, тобто розв'язати задачу мінімізації середньоквадратичної помилки (СКО) наближення:

$$\min_{\{a_k\}_{k=0}^{N-1}} \int_P \left| X(i\omega) - \sum_{k=0}^{N-1} a_k \Psi_k(i\omega) \right|^2 d\omega \quad (5.3)$$

Уведемо в розгляд множину Q , що доповнює множину P до E , де E – множина частот від нуля до верхньої частоти діапазону частот, на якому задано функції $\{\Psi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$. Припустимо також, що $X(i\omega)$, $\omega \in P$, подовжена деяким чином на Q , тобто $X'(i\omega)$ задана на всіх частотах $\omega \in E$.

Введемо похибки наближення функції $X'(i\omega)$ на множині P і Q :

$$D_P(X', \{a_k\}) = \int_P \left| X'(i\omega) - \sum_{k=0}^{N-1} a_k \Psi_k(i\omega) \right|^2 d\omega,$$

$$D_Q(X', \{a_k\}) = \int_Q \left| X'(i\omega) - \sum_{k=0}^{N-1} a_k \Psi_k(i\omega) \right|^2 d\omega.$$

Тоді для погрішності наближення на E виконується співвідношення:

$$D_E(X', \{a_k\}) = \int_E \left| X'(i\omega) - \sum_{k=0}^{N-1} a_k \Psi_k(i\omega) \right|^2 d\omega = D_P(X', \{a_k\}) + D_Q(X', \{a_k\})$$

Очевидно, що мінімум D_E дає шуканий мінімум D_P лише в тому випадку, коли $D_Q = 0$. Це може бути виконано за умови, що подовженням $X(i\omega)$ на Q є функція

$$\tilde{X}(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{a}_k \Psi_k(i\omega),$$

де $\tilde{a}_k, k = 0, 1, \dots, N-1$ – коефіцієнти, що реалізують мінімум функціоналу (5.2).

Наступна ітераційна процедура дозволяє скільки завгодно точно оцінити значення $\tilde{a}_k, k = 0, 1, \dots, N-1$, мінімізуючи похибку D_E .

Подовжимо задану на множині P функцію $X(i\omega)$ довільно на всю множину E . Обчислимо коефіцієнти розкладання отриманої функції $X'(i\omega)$ в ряд Фур'є за функціями $\{\Psi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$:

$$a_k^{(0)} = \int_E X'(i\omega) \bar{\Psi}_k(i\omega) d\omega, \quad k = 0, 1, \dots, N-1,$$

де риска над функцією означає комплексну спряженість.

В силу властивостей перетворення Фур'є, отримані коефіцієнти $a_k^{(0)}, k = 0, 1, \dots, N-1$, мінімізують СКП апроксимації функції $X'(i\omega)$.

Далі утворюємо нову функцію:

$$X^{(1)}(i\omega) = \begin{cases} X(i\omega), & \omega \in P, \\ \tilde{X}^{(1)}(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^{(0)} \Psi_k(i\omega), & \omega \in Q, \end{cases}$$

визначаємо коефіцієнти розкладання в ряд Фур'є:

$$a_k^{(1)} = \int_E X^{(1)}(i\omega) \bar{\Psi}_k(i\omega) d\omega, \quad k = 0, 1, \dots, N-1,$$

і знову будуємо нову функцію:

$$X^{(2)}(i\omega) = \begin{cases} X(i\omega), & \omega \in P, \\ \tilde{X}^{(2)}(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^{(1)} \Psi_k(i\omega), & \omega \in Q. \end{cases}$$

На l -му кроці ітеративної процедури

$$X^{(l)}(i\omega) = \begin{cases} X(i\omega), & \omega \in P, \\ \tilde{X}^{(l)}(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^{(l-1)} \Psi_k(i\omega), & \omega \in Q, \end{cases} \quad (5.4)$$

$$a_k^{(l)} = \int_E X^{(l)}(i\omega) \bar{\Psi}_k(i\omega) d\omega, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5.5)$$

В [47] доказується теорема, що ітераційний процес, що описується формулами (5.4) і (5.5), є збіжним, тобто:

$$\lim_{l \rightarrow \infty} a_k^{(l)} = \tilde{a}_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Якщо в якості функцій $\{\Psi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ вибрати експоненціальні БФ $\{e^{-i\omega k T}\}_{k=0}^{N-1}$, то вираз (5.5) описує відліки імпульсної реакції ГК, а ітеративна процедура, яка визначається співвідношеннями (5.4) і (5.5), може розглядатися як алгоритм налагодження ГК у разі, коли задана необхідна ПФ коректора на контрольованій множині частот P .

Розглянемо цифрову реалізацію розглянутого алгоритму мінімізації СКП в разі застосування гармонічного базису. Використання цього базису значно спрощує реалізацію алгоритму оптимізації завдяки використанню швидких алгоритмів ДПФ – ШПФ.

Нехай необхідна коректована функція $X(i\omega)$ задана на множині частот $2\pi \cdot F_n, \dots, 2\pi \cdot F_b$, яку, як і раніше, позначимо через P . Множина Q в цьому випадку є об'єднанням інтервалів $(0, \pi \cdot F_n)$ і $(2\pi \cdot F_b, 2\pi \cdot F_d)$, де $F_d = 1/T$ – верхня частота синтезованого спектра, T – інтервал дискретизації вхідного сигналу, що дорівнює величині затримки ланки ГК. Множина E є об'єднанням P і Q ($E = P \cup Q$).

Функції $X(i\omega)$ і БФ $\{e^{-i\omega k T}\}_{k=0}^{N-1}$ розглядаються на скінченній множині дискретних частот $n\Delta\omega$, $n = 0, 1, \dots, M-1$ ($X(n\Delta\omega) = X(i\omega)$ при $\omega = n\Delta\omega$).

Значення M і $\Delta\omega$ пов'язані співвідношенням $\Delta\omega = \frac{2\pi F_d}{M}$. Конкретне значення M

обирається з умови необхідної точності подання аналогових функцій $X(i\omega)$ і $\Psi_m(i\omega)$ дискретними за частотою відліками. Додатковою вимогою до M є кратність його значення 2-м: $M = 2^m$. Для діапазону частот 0 кГц – 4 кГц (канал ТЧ) хороші результати дають значення $M = 2^9 \dots 2^{10}$, при цьому

$$\Delta\omega = \frac{2\pi \cdot 8 \cdot 1000}{512} \approx 98 \text{ Гц}.$$

Число БФ N задається вимогами до точності корекції. Умовою працездатності алгоритму оптимізації є виконання співвідношення $M > N$.

З урахуванням сказаного вираз (5.5) записується наступним чином:

$$a_k^{(l)} = \sum_{n=0}^{M-1} X^{(l)}(n\Delta\omega) e^{in\Delta\omega k T}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5.6)$$

Оскільки $M \neq N$, то скористатися алгоритмом БПФ неможливо і слід безпосередньо виконати обчислення a_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$, за формулою (5.6). Однак можна обчислити значення a_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$, виконавши зворотне ДПФ передатної функції $X(n\Delta\omega)$:

$$a_r = \sum_{n=0}^{M-1} X(n\Delta\omega) e^{in\Delta\omega r T}, \quad r = 0, 1, \dots, M-1,$$

або

$$a_r = \sum_{n=0}^{M-1} X(n) e^{i\frac{2\pi}{M}nr}, \quad r = 0, 1, \dots, M-1. \quad (5.7)$$

З властивостей перетворення Фур'є випливає, що перші N коефіцієнтів a_r , обчислених за формулою (5.7), збігаються з коефіцієнтами a_k , обчисленими за формулою (5.6).

Далі, відповідно до алгоритму оптимізації, необхідно обчислити ПФ:

$$\tilde{X}^{(l)}(n\Delta\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^{(l-1)} e^{-in\Delta\omega kT}.$$

Для обчислення $\tilde{X}^{(l)}(n\Delta\omega)$ в M точках за допомогою прямого алгоритму БПФ послідовність $a_k^{(l-1)}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, доповнюють до $M-1$ коефіцієнтами $a_k \equiv 0$, $k = N, N+1, \dots, M-1$, і формують послідовність $a_r^{(l-1)}$, $r = 0, 1, \dots, M-1$. Потім обчислюють спектр $\tilde{X}^{(l)}(n\Delta\omega)$, $n = 0, 1, \dots, M-1$, за допомогою алгоритму ШПФ і формують відповідно до (5.4) нову ПФ $X^{(l)}(n\Delta\omega)$. Таким чином, алгоритм мінімізації СКП складається з наступних операцій.

Перша операція. Формування дискретного спектра $X^{(l)}(n)$, $n = 0, 1, \dots, M-1$, і обчислення зворотного ДПФ:

$$a_r^{(l)} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} X^{(l)}(n) e^{-i\frac{2\pi}{M}nr}, \quad r = 0, 1, \dots, M-1. \quad (5.8)$$

Друга операція. Усікання отриманої послідовності відліків (5.8) до необхідної довжини ІР коректора і формування нової послідовності:

$$a_r^{(l+1)} = \begin{cases} a_r^{(l)}, & 0 \leq r < N-1, \\ 0, & N \leq r < M-1. \end{cases} \quad (5.9)$$

Третя операція. Обчислення дискретного спектра послідовності (5.9):

$$\tilde{X}^{(l+1)}(n) = \sum_{r=0}^{M-1} a_r^{(l+1)} e^{-i\frac{2\pi}{M}nr}, \quad n = 0, 1, \dots, M-1.$$

Четверта операція. Формування нової ПФ:

$$X^{(l+1)}(n) = \begin{cases} X(n), & N_1 \leq n < N_2, \\ \tilde{X}^{(l+1)}(n), & 0 \leq n < N_1-1, \quad N_2+1 \leq n < M-1, \end{cases}$$

$$\text{де } N_1 = \frac{2\pi F_H}{\Delta\omega}, \quad N_2 = \frac{2\pi F_B}{\Delta\omega}.$$

Запропонована ітеративна процедура мінімізації СКО застосовувалася для розв'язання задачі синтезу ПФ коректорів [42]. Синтезована характеристика при цьому задавалася таблично або аналітично зворотною до характеристики коректованого каналу. При такому завданні синтезованої характеристики вдається уникнути неприємностей у разі перетворення на нуль АЧХ ПФ каналу зв'язку на окремих частотах, на яких доводиться задавати зворотну характеристику спеціально.

5.3 Алгоритм корекції з обмеженням тривалості ІР наскрізного каналу

Запропонований у розділі 5.2 алгоритм мінімізації СКП був застосований в алгоритмі корекції частотної характеристики наскрізного каналу зв'язку, що складається з послідовно включених формуючого фільтра передавача, каналу зв'язку (середовища поширення сигналів), приймального фільтра і коректора частотних характеристик. Критерієм налаштування було забезпечення заданої тривалості ІР наскрізного тракту.

Алгоритм базується на отриманих Д. Фалькonerом і Ф. Мегі [54] результатах оптимізації приймального фільтра з метою спрощення реалізації алгоритму Вітербі. Для знаходження оптимальної ПФ коректора $K(i\omega)$ досліджувався на мінімум наступний функціонал:

$$I[K(i\omega)] = \delta_a^2 + \delta^2 = \frac{T}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} \left[|H(i\omega)K(i\omega) - Q(i\omega)|^2 + N_0 |K(i\omega)|^2 \right] d\omega, \quad (5.10)$$

де $H(i\omega)$ – ПФ каналу зв'язку;

$K(i\omega)$ – ПФ коректора;

$Q(i\omega)$ – бажана ПФ (БПФ) наскрізного каналу зв'язку;

N_0 – спектральна потужність адитивного шуму.

Функціонал (5.10) мінімізує сумарну потужність інтерференційних (δ^2) і адитивних (δ_a^2) шумів.

Рішення оптимізаційної задачі має вигляд:

$$K(i\omega) = \frac{Q(i\omega)\bar{H}(i\omega)}{|H(i\omega)|^2 + N_0}, \quad (5.11)$$

при цьому досягається мінімум дисперсії сумарних шумів:

$$\min[\delta^2 + \delta_a^2] = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{|Q(i\omega)|^2}{|H(i\omega)|^2 + N_0} d\omega. \quad (5.12)$$

Отже, послідовність кроків у разі виконання завдання корекції ПФ каналу зв'язку $K(i\omega)$ наступна.

При допустимих або необхідних обмеженнях на функцію $Q(i\omega)$ визначається сама функція. Під час розв'язання задачі спрощення алгоритму Вітербі, наприклад, обмежується тривалість результуючої бажаної ІР (БІР) коректованого каналу зв'язку. У задачах корекції, пов'язаних з передаванням даних, на функцію $Q(i\omega)$ накладається вимога Найквістості (відліковості) БІР. У разі коригування ПФ каналу зв'язку безвідносно до виду передаваної інформації і способу приймання, очевидно, бажану ПФ (БПФ) необхідно при корекції і АЧХ і ФЧХ прирівняти до константи в коректованому діапазоні частот або покласти рівною АЧХ, в разі корекції – лише ФЧХ. Після вибору БПФ будується функція $K(i\omega)$ за (5.11). В формулі (5.11) присутня величина N_0 ,

яка, в принципі, має адаптуватися до умов реального каналу зв'язку. У цьому випадку кожен раз в процесі корекції доведеться вирішувати задачу оптимізації заново. Тому природним спрощенням завдання є вибір N_0 з умови середньої захищеності сигналу. Розрахунки показали, що варіація N_0 в широких межах $10^{-5} - 10^{-9}$ несуттєво впливає на результуючі характеристики та швидкість збіжності процесу налаштування. Після знаходження функції $K(i\omega)$ вирішується завдання її апроксимації частотною характеристикою, наприклад ГК.

Розглянемо алгоритм синтезу ПФ коректора, заснований на алгоритмі мінімізації СКП апроксимації, запропонованому в підрозділі 5.2, і формулі (5.11). В якості критерію налаштування ГК задамося необхідною тривалістю ІР наскрізного тракту. Коректор цього типу будемо скорочено називати КОТР (коректор з обмеженням тривалості ІР відкоригованого каналу).

Введемо наступні позначення: $H(p)$, $p = 0, 1, \dots, M - 1$ – дискретна ПФ коректованого каналу зв'язку; $M_1 \div M_2$ – діапазон коректованих частот; $Q(p)$, $p = 0, 1, \dots, M - 1$, – бажана наскрізна ПФ тракту: канал плюс коректор; N_0 – спектральна густина потужності шуму на вході приймача; N – число відводів гармонічного коректора; L – бажане число відліків імпульсної реакції відкоректованого каналу зв'язку.

Результатом роботи алгоритму є синтезована ПФ коректора, $\hat{K}(p)$, $p = 0, 1, \dots, M - 1$, імпульсна реакція якого містить N значущих відліків.

Кожна ітерація налаштування коректора складається з наступної послідовності операцій.

1. Обчислення бажаної ПФ коректора за заданою $Q(p)$ і виміряною $H(p)$:

$$K(p) = \frac{Q(p)\bar{H}(p)}{|H(p)|^2 + N_0}, \quad p = 0, 1, \dots, M - 1.$$

2. Апроксимація $K(p)$ за середньоквадратичним критерієм. Виконується у вигляді послідовності ітерацій (цикл внутрішній відносно до основного циклу):

– обчислення зворотного ДПФ від $K(p)$:

$$k(r) = \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} K(p) e^{i\frac{2\pi}{M}pr}, \quad r = 0, 1, \dots, M - 1;$$

– помноження ІР коректора на функцію вікна довжиною N :

$$\hat{k}(r) = k(r) \cdot P_N(r), \quad \text{де } P_N(r) = \begin{cases} 1, & 0 \leq r < N - 1, \\ 0, & N \leq r < M - 1; \end{cases}$$

– обчислення спектру отриманої ІР:

$$\hat{K}(p) = \sum_{r=0}^{M-1} \hat{k}(r) e^{-i\frac{2\pi}{M}pr}, \quad p = 0, 1, \dots, M - 1;$$

– формування нової бажаної ПФ коректора і перехід до наступної ітерації:

$$K(p) = \begin{cases} K(p), & M_1 \leq p < M_2, \\ \hat{K}(p), & 0 \leq p < M_1, \quad M_2 \leq p < M-1. \end{cases}$$

3. Обчислення нової наскрізної ПФ:

$$\hat{Q}(p) = H(p) \hat{K}(p), \quad p = 0, 1, \dots, M-1.$$

4. Обчислення наскрізний ІР:

$$\hat{q}(r) = \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \hat{Q}(p) e^{i \frac{2\pi}{M} pr}, \quad r = 0, 1, \dots, M-1.$$

5. Помноження наскрізної ІР на функцію вікна довжиною L :

$$q(r) = \hat{q}(r) \cdot P_L(r), \quad \text{де } P_L(r) = \begin{cases} 1, & 0 \leq r < L-1, \\ 0, & L \leq r < M-1. \end{cases}$$

6. Обчислення нової бажаної наскрізний ПФ і перехід до наступної ітерації:

$$Q(p) = \sum_{r=0}^{M-1} q(r) e^{-i \frac{2\pi}{M} pr}, \quad p = 0, 1, \dots, M-1.$$

Алгоритм синтезу КОТР містить зовнішній алгоритм завдання бажаної ПФ $Q(p)$ і внутрішньої апроксимації функції $K(p)$ ПФ N - відвідного ГК.

Для дослідження алгоритму була розроблена моделююча програма, що дозволяє оцінювати для заданої СП ОГС і каналу зв'язку ряд характеристик: концентрацію енергії результуючої наскрізної ІР (наскрізного каналу) в заданому інтервалі; розподіл інтерференційних завад в каналах СП ОГС в залежності від характеристик каналу зв'язку; середньоквадратичну похибку апроксимації тощо. Наведемо деякі результати моделювання. Характеристики СП ОГС, що використовується при моделюванні, наступні: $M = 512, M_T = 552, L = 40, n = 166, m = 35, F_d = 8$ кГц, $N = 128$.

В якості коректованих ПФ задавалися частотні характеристики каналів К-1 ÷ К-4, відповідні до ПФ СК ТЧ (стандартний канал тональної частоти [32]) з числом переприйомів 1, 3, 5, 12. Початкова БПФ обиралася $Q(p) = \text{const}$. Графіки ІР коректованих каналів К-3 і К-4 наведено на рис. 5.4 і 5.5. ІР відкоректованого за середньоквадратичним критерієм і за алгоритмом КОТР каналу К-4 наведені на рис. 5.6, 5.7. Вони практично мало відрізняються від ІР відкоректованого каналу К-3.

Результуючі частотні характеристики відкоректованого каналу зв'язку К-4 наведені на рис. 5.8 і 5.9, а величини інтерференційних завад в каналах СП ОГС – на рис. 5.10. Величини інтерференційних завад для відкоректованого каналу зв'язку К-3 наведені на рис. 5.11. Цифри на рисунках означають наступне: 1 – коректований канал зв'язку; 2 – відкоректований канал зв'язку за

середньоквадратичним критерієм за наскрізної бажаної ПФ $Q(p) = \text{const}$; 3 – відкоректований канал зв'язку за алгоритмом КОТР.

З аналізу результатів розрахунків випливає, що корекція ПФ каналу зв'язку, що обмежує тривалість наскрізної ІР тривалістю захисного інтервалу, є ефективним способом зниження потужності інтерференційних завад в СП ОГС.

Алгоритм КОТР, що містить виконання операцій прямого і зворотного ДПФ, дозволяє за п'ять ітерацій підвищити концентрацію ІР відкоректованого каналу зв'язку К-4 в захисному інтервалі більш ніж у 8 разів порівняно з „ідеальною” корекцією за середньоквадратичним критерієм. При цьому відношення сигнал/інтерференційна завада, усереднене по всіх каналах СП ОГС, знижується більш ніж в 4,5 разів і досягає 0,1 %.

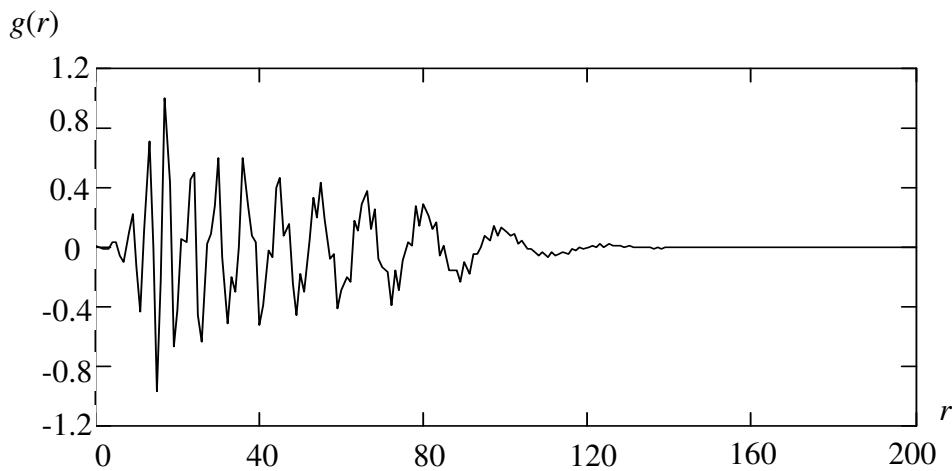


Рисунок 5.4 – ІР коректованого каналу К-3

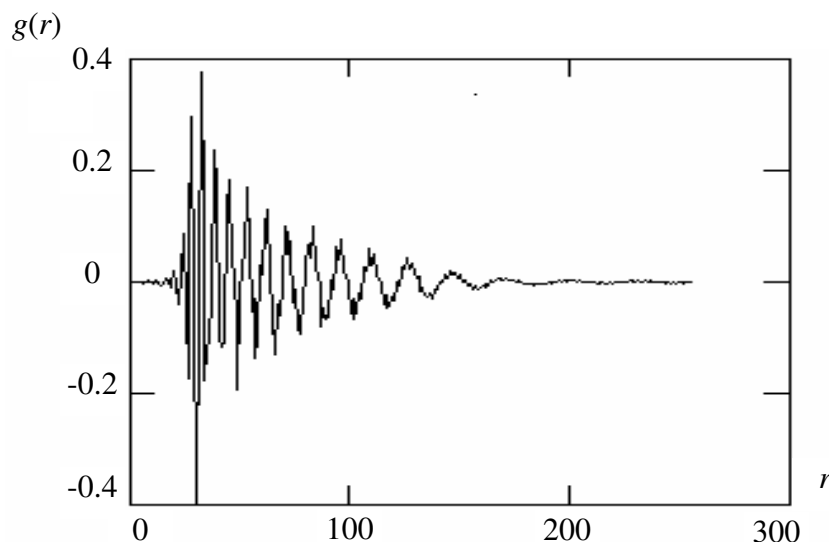


Рисунок 5.5 – ІР коректованого каналу К-4

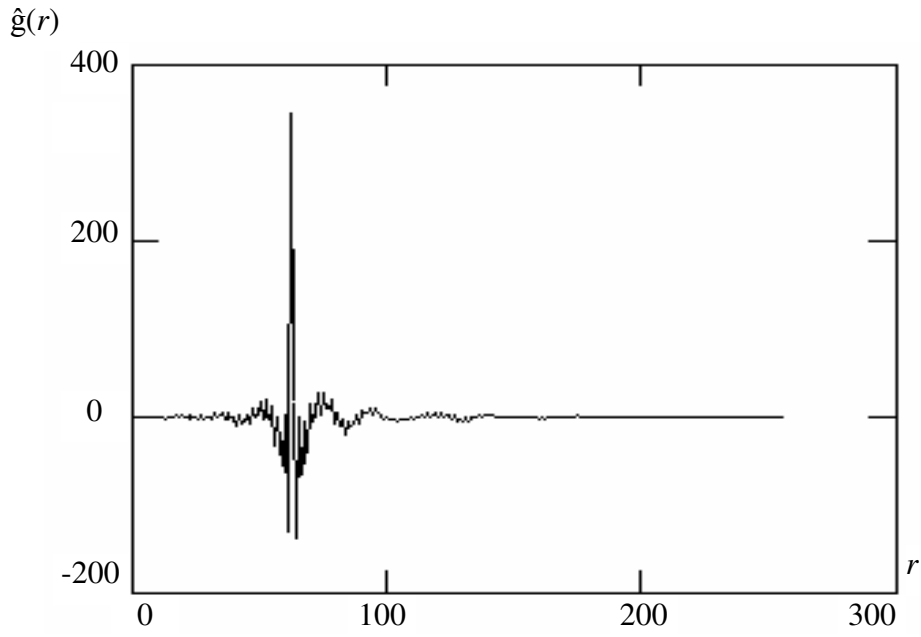


Рисунок 5.6 – ІР каналу К-4, відкоригованого за середньоквадратичним критерієм

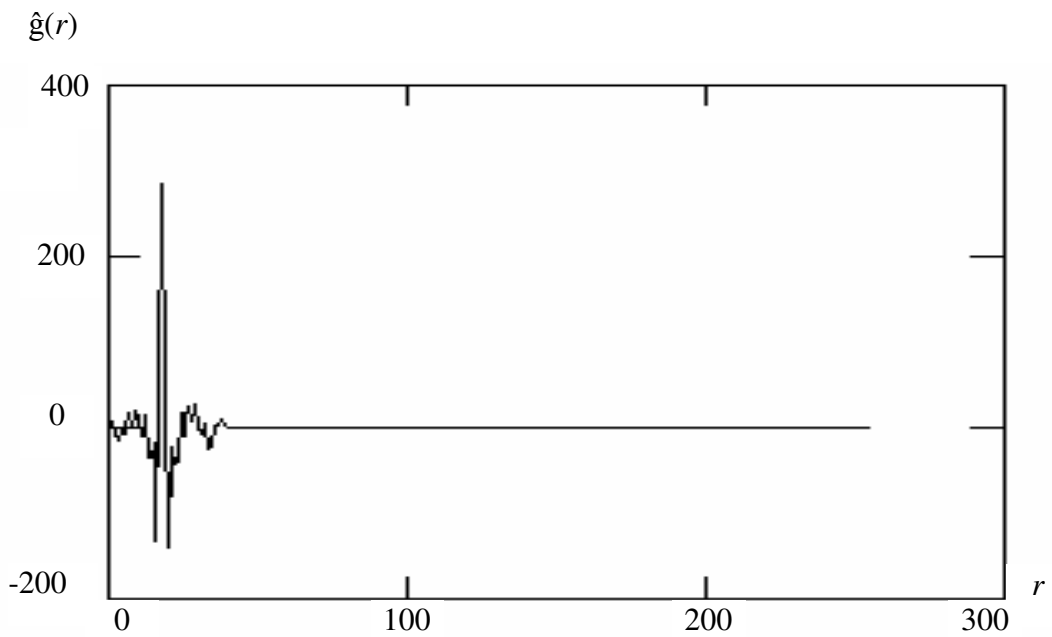


Рисунок 5.7 – ІР каналу К-4, відкоригованого алгоритмом КОТР

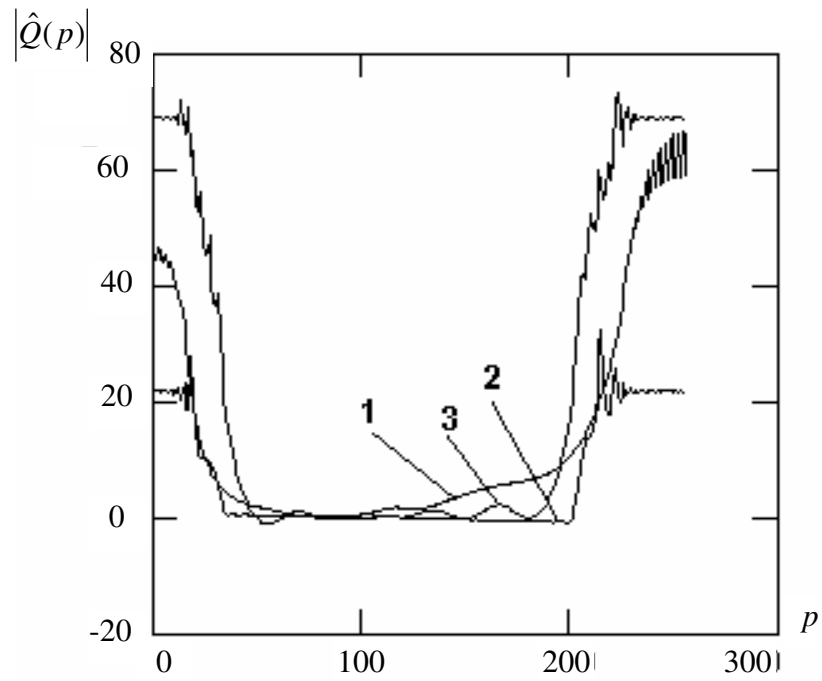


Рисунок 5.8 – АЧХ каналу К-4, відкориговані за різними алгоритмами

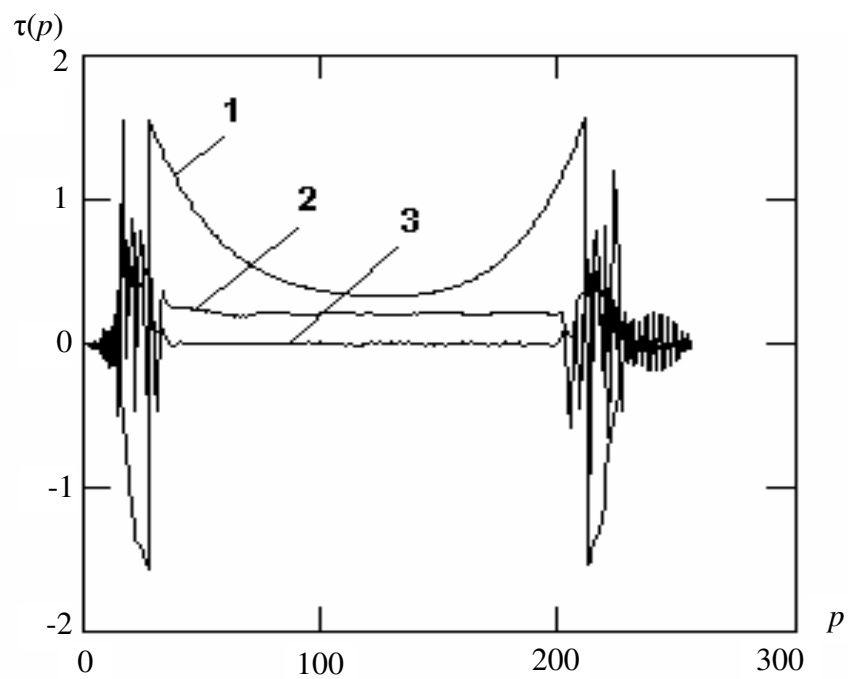


Рисунок 5.9 – ГЧП каналу К-4, відкориговані за різними алгоритмами

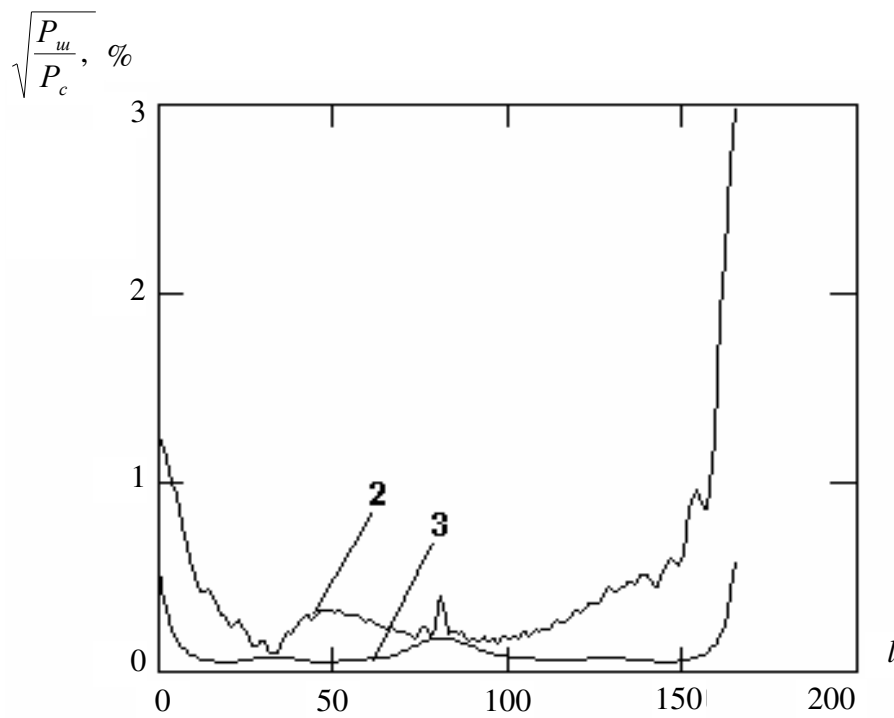


Рисунок 5.10 – Інтерференційні завади в інформаційних каналах СП ОГС, що працює по каналу К-4

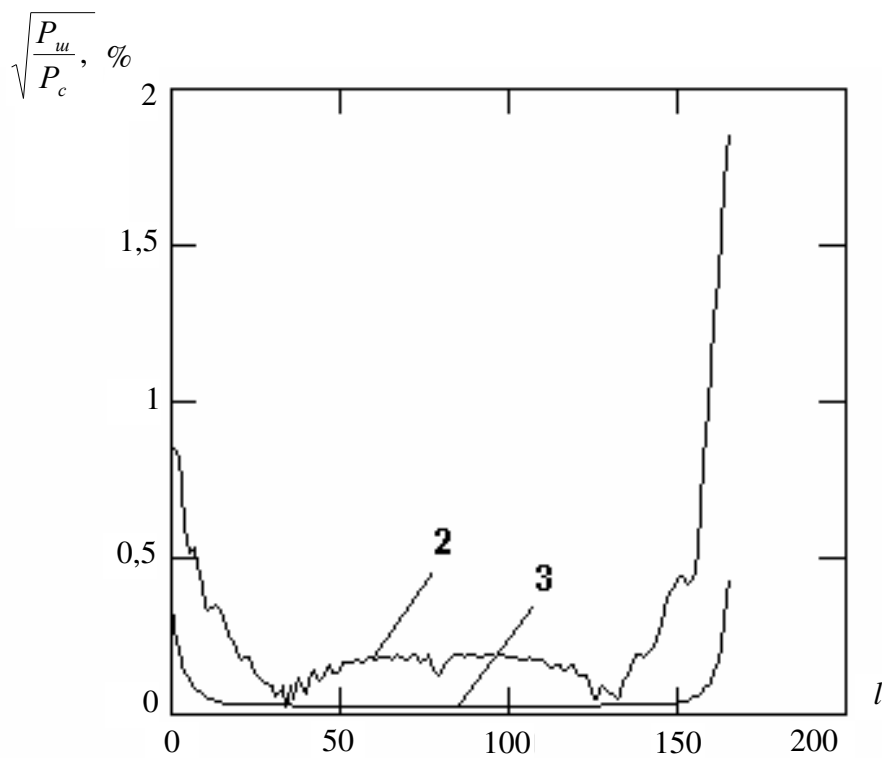


Рисунок 5.11 – Інтерференційні завади в інформаційних каналах СП ОГС, що працює по каналу К-3

5.4. Синтез коригувальних пристроїв на основі гармонічного базису

Серйозним недоліком ГК є невисока швидкість адаптації, що визначається частотними характеристиками БФ. Цей недолік гармонічного базису в даний час усувається шляхом створення алгоритмів адаптації зі швидкою збіжністю. Запропоновано ортогоналізовані алгоритми мінімізації СКО, а також ефективні рекурсивні алгоритми адаптації, засновані на Калманівській фільтрації [41 – 46]. На проблему прискорення процесу настроювання можна також поглянути з позиції вибору БФ коректора, що забезпечують досягнення необхідної СКП коригування за допустимий час адаптації. Однак бажані БФ можуть виявитися складними в реалізації. У зв'язку з цим нижче пропонується підхід до синтезу коригувальних кіл з різними БФ на основі гармонічного базису.

Нехай $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ є системою лінійно-незалежних функцій в просторі $L^2(-\Omega, \Omega)$. Як відомо, вона утворює базис лінійного підпростору M_N простору $L^2(-\Omega, \Omega)$, натягнутого на ці функції. Будь-яка функція $X(i\omega)$, що належить цьому підпростору, може бути єдиним чином подана лінійною комбінацією БФ:

$$X(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} g_k \Phi_k(i\omega), \quad X(i\omega) \in M_N, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega. \quad (5.13)$$

Поряд з базисом $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$, в підпросторі M_N існує множина базисів $\{\Psi_l^v(i\omega)\}_{l=0}^{N-1}$, $v = 1, 2, \dots$, які можуть бути представлені лінійними комбінаціями БФ $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$:

$$\Psi_l^v(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{kl}^v \Phi_k(i\omega), \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (5.14)$$

де x_{kl}^v – елементи квадратних унітарних матриць $\|X^v\|$.

Різним матрицям $\|X^v\|$ відповідають різні системи лінійно-незалежних функцій $\Psi_l^v(i\omega)$. Індекс v надалі опустимо.

Для функції $X(i\omega)$ в системі функцій $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=0}^{N-1}$ може бути записаний вираз (5.13):

$$X(i\omega) = \sum_{l=0}^{N-1} a_l \Psi_l(i\omega), \quad X(i\omega) \in M_N, \quad -\Omega \leq \omega < \Omega. \quad (5.15)$$

Скориставшись (5.14), перепишемо (5.15):

$$X(i\omega) = \sum_{l=0}^{N-1} a_l \Psi_l(i\omega) = \sum_{l=0}^{N-1} a_l \sum_{k=0}^{N-1} x_{kl} \Phi_k(i\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \Phi_k(i\omega) \sum_{l=0}^{N-1} a_l x_{kl}. \quad (5.16)$$

За відомих функцій $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ елементи x_{kl} матриці $\|X\|$ в (5.14) можуть бути знайдені з умови:

$$x_{kl} = (\Psi_l(i\omega), \Theta_k(i\omega)), \quad (5.17)$$

де $\{\Theta_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ – взаємний базис функцій $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ і $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=0}^{N-1}$;

(,) – скалярний добуток функцій.

Взаємним називається базис, що задовольняє умові:

$$(\Theta_k(i\omega), \Phi_l(i\omega)) = \begin{cases} 1, & k = l, \\ 0, & k \neq l. \end{cases}$$

Таким чином, настройку коректора с БФ $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$ можна здійснювати варіацією коефіцієнтів a_l , $l = 0, 1, \dots, N-1$, при БФ $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=0}^{N-1}$, які потім перераховуються в коефіцієнти g_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$, при реалізованих БФ.

Якщо в якості реалізованих БФ обрана система ортогональних функцій, то сам базис становить взаємний базис. У силу цього для гармонічного базису (5.17) набуває вигляду:

$$x_{kl} = (\Psi_l(i\omega), e^{-i\omega k T}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \Psi_l(i\omega) e^{i\omega k T} d\omega. \quad (5.18)$$

Отже, у разі гармонічного базису перерахункові коефіцієнти матриці $\|X\|$ є коефіцієнтами Фур'є розкладання функцій $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=0}^{N-1}$, $-\Omega \leq \omega < \Omega$.

На закінчення відзначимо, що можливий також апроксимаційний підхід до вирішення поставленого завдання прискорення процесу адаптації коректора шляхом вибору оптимального базису. Очевидно, що оптимальні функції $\{\Psi_l(i\omega)\}_{l=0}^{N-1}$ можна шукати не лише в класі лінійних комбінацій БФ $\{\Phi_k(i\omega)\}_{k=0}^{N-1}$, для яких справедливе співвідношення (5.14), але також на більш широкому класі функцій, які з достатньою точністю апроксимуються реалізованими БФ. В якості бажаних оптимальних БФ можна вибрати, наприклад, сплайн-функції.

5.5 Коректор лінійних спотворень зі швидкою адаптацією

В [54] було запропоновано використовувати для цілей корекції інтерполюючі функції, що застосовуються в методі частотної вибірки під час синтезу цифрових фільтрів [35]. У даному розділі ця пропозиція розвивається з позицій сформульованого вище загального підходу і досліджуються характеристики коректора, реалізованого в базисі цих функцій.

Інтерполяційна формула для розрахунку частотної характеристики $X(i\omega)$ цифрового фільтру за дискретними значеннями її відліків X_m , $m = 0, 1, 2, \dots, N-1$, записується як

$$X(i\omega) = \frac{1}{N} e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{m=0}^{N-1} \frac{X_m e^{-i\pi m / N} \sin \omega N T / 2}{\sin(\omega T / 2 - \pi m / N)}, \quad (5.19)$$

де $X_m = X(i\omega)$, при $\omega = \omega_m$;

T – інтервал дискретизації ІР фільтру.

Перетворимо (5.19) наступним чином:

$$\begin{aligned}
X(i\omega) &= \frac{1}{N} e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{-i\pi m/N} \frac{\sin \omega NT/2}{\sin(\omega T/2 - \pi m/N)} \frac{e^{-i\pi m}}{e^{-i\pi m}} = \\
&= \frac{1}{N} e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{m=0}^{N-1} (-1)^m X_m e^{-i\pi m/N} \frac{\sin[N(\omega T/2 - \pi m/N)]}{\sin(\omega T/2 - \pi m/N)}. \\
X(i\omega) &= e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m Z_m(i\omega), \tag{5.20}
\end{aligned}$$

де $\alpha_m = (-1)^m X_m e^{-i\pi m/N}$;

$$Z_m(i\omega) = \frac{\sin[(\omega - \omega_m)NT/2]}{\sin[(\omega - \omega_m)T/2]} \cdot \frac{1}{N}, \tag{5.21}$$

$\omega_m = \frac{2\pi}{NT} m$ (при парному N) або $\omega_m = \frac{2\pi}{NT} (m+1/2)$ (при непарному N).

Вираз (5.20) означає, що довільна частотна характеристика $X(i\omega)$ може бути подана як лінійна комбінація функцій $Z_m(i\omega)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$. Отже, формула (5.20) може розглядатися як вираз, що описує ПФ коректора з БФ $Z_m(i\omega)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$.

Для практичних цілей перетворимо (5.20), враховуючи, що в силу принципу фізичної реалізованості ПФ, виконується рівність:

$$\alpha_m = \alpha_{N-m} \Rightarrow a_m + ic_m = a_{N-m} - ic_{N-m},$$

(вважаючи N непарним), $m = 0, 1, \dots, (N-1)/2$.

У цьому випадку

$$X(i\omega) = e^{-i\omega(N-1)T/2} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} a_m \Psi_m(i\omega) + i \sum_{m=0}^{N-1} c_m \hat{\Psi}_m(i\omega) \right\},$$

де

$$\left\{ \begin{aligned}
\Psi_m(i\omega) &= Z_m(i\omega) + Z_{N-m}(i\omega) = \\
&= \frac{1}{N} \left\{ \frac{\sin\left[(\omega - \omega_m)\frac{NT}{2}\right]}{\sin\left[(\omega - \omega_m)\frac{T}{2}\right]} + \frac{\sin\left[(\omega - \omega_{N-m})\frac{NT}{2}\right]}{\sin\left[(\omega - \omega_{N-m})\frac{T}{2}\right]} \right\}, \\
\hat{\Psi}_m(i\omega) &= Z_m(i\omega) - Z_{N-m}(i\omega) = \\
&= \frac{1}{N} \left\{ \frac{\sin\left[(\omega - \omega_m)\frac{NT}{2}\right]}{\sin\left[(\omega - \omega_m)\frac{T}{2}\right]} - \frac{\sin\left[(\omega - \omega_{N-m})\frac{NT}{2}\right]}{\sin\left[(\omega - \omega_{N-m})\frac{T}{2}\right]} \right\}.
\end{aligned} \right.$$

Графіки функцій $\Psi_m(i\omega)$ і $\hat{\Psi}_m(i\omega)$ при $N = 9$ наведені на рис. 5.12 (а і б відповідно).

Дослідимо властивості БФ (5.21). Покажемо, що ці функції можуть бути представлені лінійними комбінаціями гармонічних функцій:

$$\begin{aligned}
 Z_m(i\omega) &= \frac{1}{N} \frac{\sin\left[\frac{(\omega - \omega_m)NT}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega - \omega_m)T}{2}\right]} = \frac{1}{N} \frac{\sin\left[\frac{(\omega_m - \omega)NT}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega_m - \omega)T}{2}\right]} = \\
 &= \frac{1}{N} \frac{e^{-i(\omega_m - \omega)NT/2} - e^{-i(\omega_m - \omega)NT/2}}{e^{-i(\omega_m - \omega)T/2} - e^{-i(\omega_m - \omega)T/2}} = \frac{1}{N} \frac{e^{-i(\omega_m - \omega)NT/2} \left(e^{i(\omega_m - \omega)NT} - 1 \right)}{e^{-i(\omega_m - \omega)T/2} \left(e^{i(\omega_m - \omega)T} - 1 \right)} = \\
 &= \frac{1}{N} e^{-i(\omega_m - \omega)(N-1)T/2} \sum_{k=0}^{N-1} e^{i(\omega_m - \omega)kT} = \frac{1}{N} e^{-i(\omega_m - \omega)(N-1)T/2} \sum_{k=0}^{N-1} e^{i\omega_m kT} e^{-i\omega kT}.
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

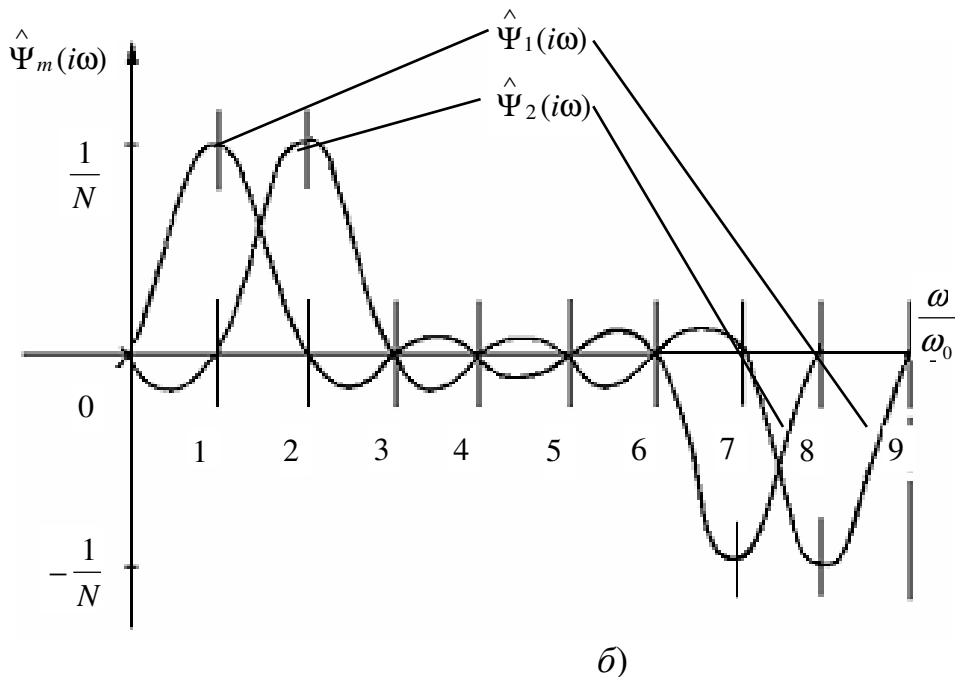
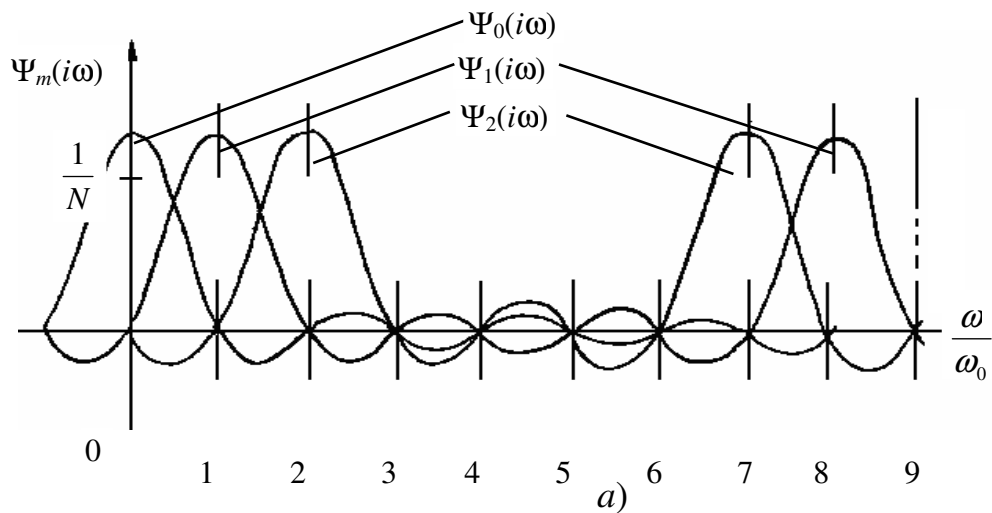


Рисунок 5.12 – Графіки функцій $\Psi_m(i\omega)$ і $\hat{\Psi}_m(i\omega)$

Функції $Z_m(i\omega)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$ мають наступні властивості:

1. Система функцій $\{Z_m(i\omega)\}_{m=0}^{N-1}$ при $N \rightarrow \infty$ є повною у функціональному просторі $L^2(0, 2\pi/T)$. Ця властивість випливає з того, що кожна функція $Z_m(i\omega)$ є лінійною комбінацією функцій $e^{-i\omega k}$, $0 \leq k < \infty$, система яких повна в $L^2(0, 2\pi/T)$.

2. Функції $Z_m(i\omega)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$, є ортогональні. Покажемо це. Для цього запишемо скалярний добуток:

$$I_{ml} = \int_0^{\frac{2\pi}{T}} Z_m(i\omega) \bar{Z}_l(i\omega) d\omega,$$

де риса позначає комплексно-спряжену величину, і підставимо в нього (5.22), тоді

$$I_{ml} = \frac{e^{-i(\omega_m - \omega_l)(N-1)T/2}}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{N-1} e^{i(\omega_m k - \omega_l r)T} \int_0^{\frac{2\pi}{T}} e^{i\omega(r-k)T} d\omega.$$

Оскільки

$$\int_0^{\frac{2\pi}{T}} e^{i\omega(r-k)T} d\omega = \begin{cases} 2\pi/T, & r = k, \\ 0, & r \neq k, \end{cases}$$

то

$$I_{ml} = e^{-i(\omega_m - \omega_l)(N-1)T/2} \frac{2\pi}{N^2 T} \sum_{k=0}^{N-1} e^{i\frac{2\pi}{N}(m-l)k}.$$

Сума в останньому виразі дорівнює

$$\sum_{k=0}^{N-1} e^{i\frac{2\pi}{N}(m-l)k} = \begin{cases} N, & l = m, \\ 0, & l \neq m. \end{cases}$$

Звідси отримуємо:

$$I_{ml} = \begin{cases} \frac{2\pi}{NT}, & l = m, \\ 0, & l \neq m, \end{cases}$$

що і доводить ортогональність функцій $\{Z_m(i\omega)\}_{m=0}^{N-1}$.

Під час налаштування коректора з БФ (5.21) на частоті ω_l його частотна характеристика буде змінюватися у відносно вузькій смузі частот з центром на ω_l -ій частоті. За рахунок цього такі коректори є досить ефективними локальними коректорами, основна перевага яких полягає у високій швидкості настроювання [54].

Однак базисні функції (5.21) складно реалізувати, тоді як БФ гармонічного коректора реалізуються досить просто. Отже, доцільно настроювання здійснювати за БФ (5.21), а виконувати корекцію за допомогою ГК. Для цього достатньо вказати алгоритм перерахунку коефіцієнтів $a_m = m = 0, 1, \dots, N-1$, коректора по БФ (5.21) в коефіцієнти $q_k = m = 0, 1, \dots, N-1$, по БФ ГК. Для коефіцієнтів a_m і q_k справедливо наступне співвідношення:

$$q_k = \sum_{m=0}^{N-1} x_{km} a_m, \quad (5.23)$$

де коефіцієнти x_{km} визначаються умовою (5.18).

Скористаємося поданням $Z_m(i\omega)$ (5.22) і запишемо (5.23), врахувавши при цьому, що множник $e^{i\omega(N-1)T/2}$ зникає через наявність в (5.20) такого ж множника, але з протилежним знаком:

$$\begin{aligned} x_{km} &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{N} e^{-i\omega_m(N-1)T/2} \sum_{l=0}^{N-1} e^{i\omega_m l T} e^{-i\omega l T} e^{i\omega k T} \right) d\omega = \\ &= \frac{1}{N} e^{-i\omega_m(N-1)T/2} \sum_{l=0}^{N-1} e^{i\omega_m l T} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega l T} e^{i\omega k T} d\omega \end{aligned} \quad (5.24)$$

Очевидно, що, в силу властивості ортогональності функцій $\left\{ e^{-i\omega l T} \right\}_{l=0}^{\infty}$, останній вираз набуває вигляду:

$$x_{km} = \frac{1}{N} e^{-i\omega_m(N-1)T/2} e^{i\omega_m k T}. \quad (5.25)$$

Отже, коефіцієнти g_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$, ГК розраховуються за алгоритмом:

$$g_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m e^{-i\omega_m(N-1)T/2} e^{i\omega_m k T}. \quad (5.26)$$

Цей самий результат може бути отриманий прямим перетворенням (5.20). Підставимо (5.22) в (5.20) і поміняємо місцями операції підсумовування:

$$\begin{aligned} X(i\omega) &= e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m Z_m(i\omega) = \\ &= e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{m=0}^{N-1} \frac{1}{N} \alpha_m e^{-i(\omega_m - \omega)(N-1)T/2} \sum_{k=0}^{N-1} e^{i\omega_m k T} e^{-i\omega k T} = \\ &= e^{-i\omega(N-1)T/2} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-i\omega k T} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m e^{-i(\omega_m - \omega)(N-1)T/2} e^{i\omega_m k T} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-i\omega k T} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m e^{-i\omega_m(N-1)T/2} e^{i\omega_m k T} = \sum_{k=0}^{N-1} g_k e^{-i\omega k T}, \end{aligned} \quad (5.27)$$

де

$$g_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m e^{-i\omega_m(N-1)T/2} e^{i\omega_m k T}.$$

Проаналізуємо отримані вирази (5.26), (5.27) для перерахунку значень коефіцієнтів.

Очевидно, що ці формули можна розглядати як зворотнє перетворення Фур'є компланарних коефіцієнтів:

$$g_k = \sum_{m=0}^{N-1} \alpha'_m e^{i\omega_m k T}, \quad (5.28)$$

де $\alpha'_m = \alpha_m e^{-i\omega_m(N-1)T/2}$.

З теорії спектрального аналізу відомо, що якщо сигналу $f(t)$ відповідає спектр $F(i\omega)$, то сигналу $f(t-t_0)$ відповідає спектр $F(i\omega)e^{-i\omega t_0}$, де t_0 – затримка сигналу. Отже, можна стверджувати, що коефіцієнти α'_m , на відміну від α_m , описують спектр затриманого на час $(N-1)T/2$ сигналу. Тому якщо замість перетворення (5.28) виконати перетворення

$$g'_k = \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m e^{i\omega_m k T}, \quad (5.29)$$

то отримані коефіцієнти g'_k описують сигнал, що випереджає за часом на $(N-1)T/2$ сигнал g_k . Тобто має місце співвідношення:

$$\begin{cases} g_k = g\left(k - \frac{N-1}{2}\right) & \text{– при непарному } N, \\ g_k = g\left(k - \frac{N}{2}\right) & \text{– при парному } N, \end{cases} \quad (5.30)$$

а множник $e^{-i\omega_m(N-1)T/2}$ можна опустити при розрахунках, встановивши потрібну відповідність між номерами коефіцієнтів згідно з (5.30).

Нагадаємо, що в силу властивостей спектру дійсного сигналу коефіцієнти $\alpha_m = a_m + ic_m$ задовольняють умові ермітової спряженості.

Відповідно до цього при налаштуванні ГК з перерахунком БФ достатньо задавати значення лише половині сигналів α_m , а другу половину формувати комплексно-спряженою α_m^* .

Структурна схема ГК з перерахунковою матрицею наведена на рис. 5.13.

Для дослідження характеристик коректора з перерахунком коефіцієнтів було розроблено програму, що моделює різні алгоритми настроювання ГК. Адаптація коефіцієнтів традиційного ГК здійснювалася методами спряжених градієнтів і покоординатного спуску У моделі коректора з перерахунком БФ застосовувалася оптимізаційна процедура покоординатного спуску. При цьому підраховувалася на кожному кроці підлаштування (ітерації алгоритму) величина СКП – D^2 . Результати розрахунків (рис. 5.14, 5.15) (для наочності на графіках наведено значення $\lg D^2$) свідчать про високу швидкість адаптації запропонованого алгоритму налаштування ГК.

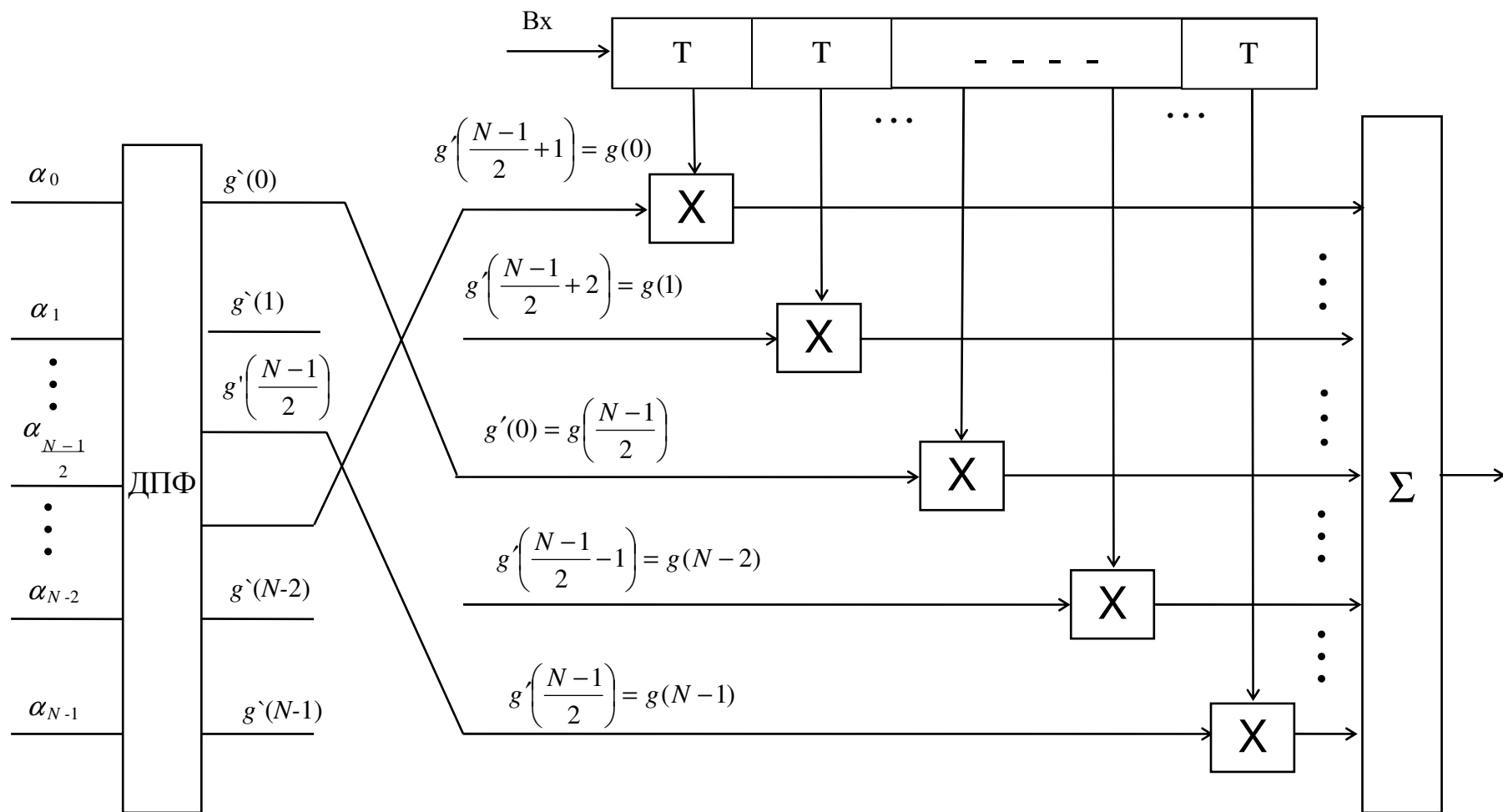
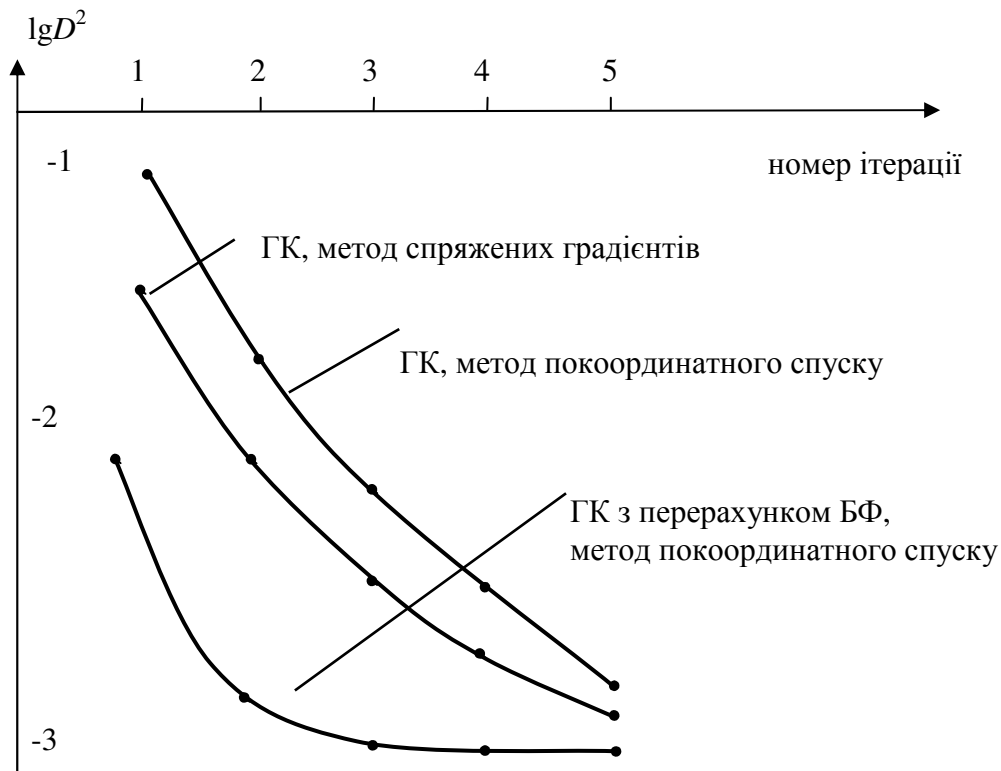
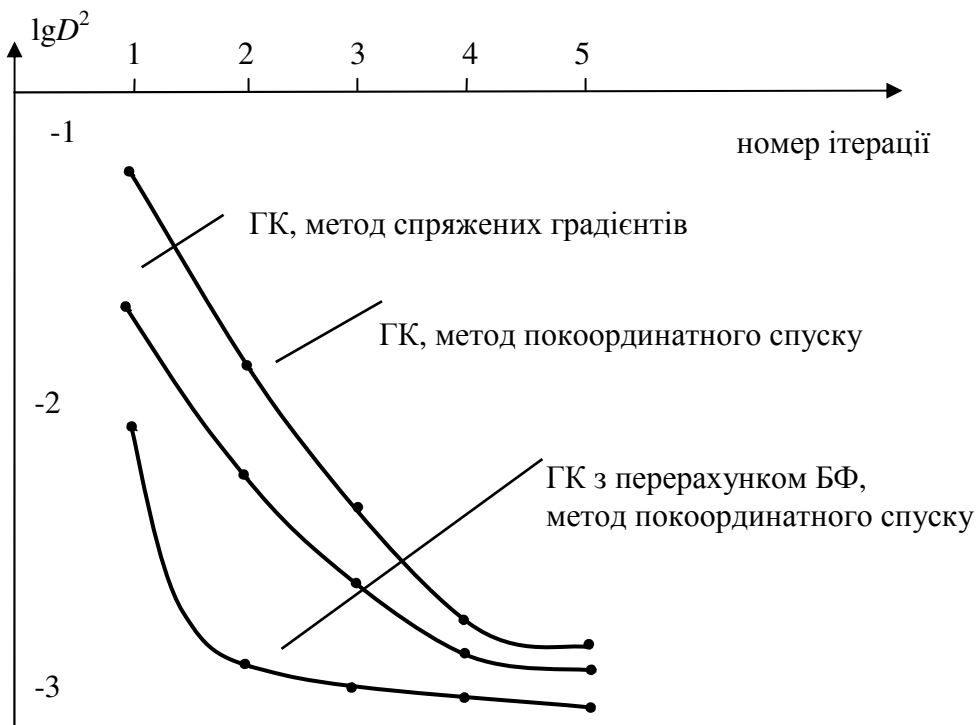


Рисунок 5.13 – Гармонічний коректор з перерахунковою матрицею



a)



б)

Рисунок 5.14 – СКП коректування ПФ каналів К-1 (а), К-2 (б).
Число БФ $N = 41$

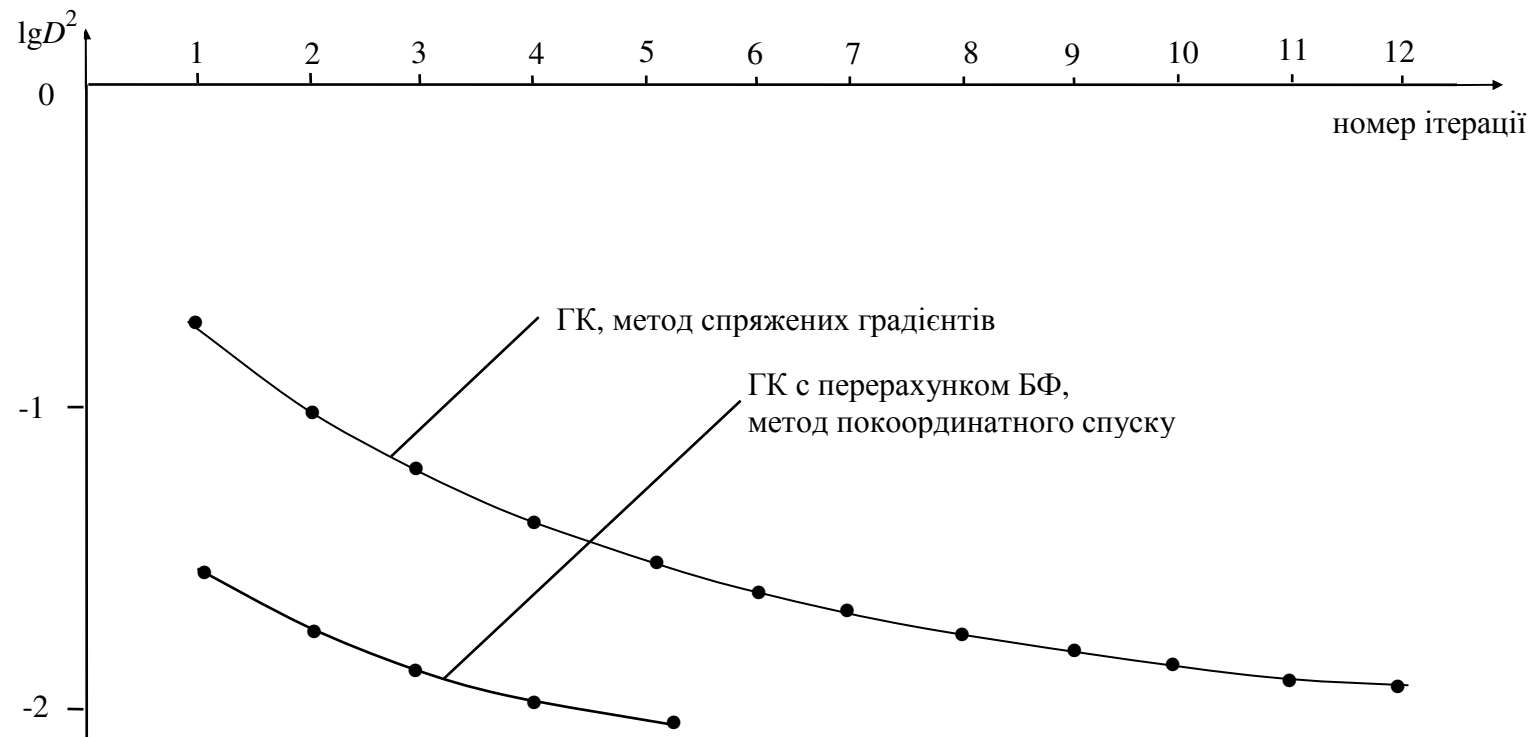
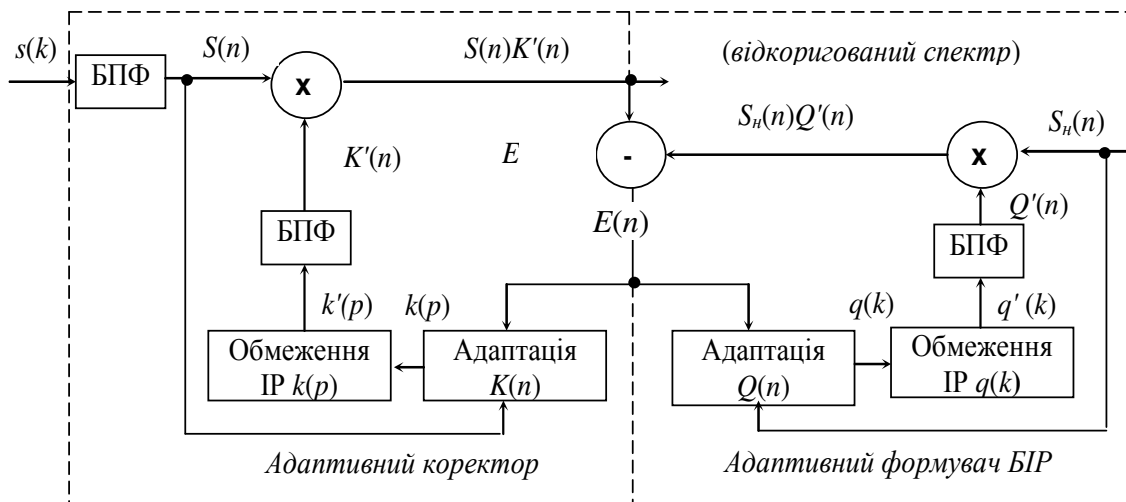


Рисунок 5.15 – СКП коректування ПФ каналу К-3. Число БФ $N = 127$

5.6. Алгоритм корекції з адаптивним формуванням бажаних ПФ

Розглянуті в підрозділах 5.2 та 5.3 алгоритми корекції припускали знання характеристик каналу зв'язку та завдання бажаних ПФ (БПФ) або бажаних ІР (БІР) наскрізного тракту передавання. Практично знайшли застосування в СП ОГС алгоритми корекції з адаптивним формуванням БІР наскрізного тракту, за критерієм середньоквадратичної близькості, до якої здійснюється налаштування коректора ПФ каналу зв'язку. Тривалість БІР обмежується тривалістю захисного інтервалу групового сигналу СП ОГС, а її форма (спектральна характеристика) формується в процесі адаптації коректора з урахуванням реальної ПФ коректованого каналу зв'язку. Таким чином, система корекції СП ОГС містить два кола адаптації: коло адаптації еталону – БІР і коло адаптації власне коректора каналу, що настроюються за градієнтним алгоритмом мінімізації СКО.

Функціональна схема алгоритму корекції СП ОГС наведена на рис. 5.16.



$K(n)$ – дискретна ПФ коректора каналу

$K'(n)$ – дискретна ПФ коректора каналу з обмеженою ІР

$Q'(n)$ – дискретна ПФ формувача БІР з обмеженою ІР

$Q(n)$ – дискретна ПФ формувача БІР

Рисунок 5.16 – Функціональна схема алгоритму корекції СП ОГС

Особливістю алгоритму корекції, що розглядається, є те, що його виконано в частотній області, тому пряме і зворотне дискретні перетворення Фур'є (ПДПФ і ЗДПФ) є найбільш вживаними алгоритмами функціонування коректора. Поряд з ДПФ, алгоритмічна модель (рис. 5.16) містить блоки адаптації ПФ коректора каналу зв'язку і формувача БІР, обмеження тривалості ІР коректора каналу зв'язку і формувача БІР заданим числом відліків, а також блоки перемноження і віднімання комплексних чисел.

Блоки адаптації ІР коректора каналу і формувача БІР побудовані за ідентичними схемами на базі ГК з адаптованими коефіцієнтами посилення.

На вхід коректора надходить дискретизований сигнал $s(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, який являє собою груповий сигнал СП ОГС, що пройшов через канал зв'язку.

Для початкового налаштування коректора передається настроювальний (відомий на прийманні) сигнал $s_n(k)$, що має спектр $S_n(n)$. Настроювальна послідовність $S_n(k)$ і прийнятий сигнал $s(k)$ використовуються для адаптації параметрів коректора каналу $K(n)$ і формувача БП $Q(n)$ (див. рис. 5.16). Спочатку параметри коректора каналу і формувача БП ініціалізуються прийнятними початковими значеннями. Потім повторюється цикл кроків адаптації, доки не буде досягнута певна величина помилки наближення $E(n)$. Розглянемо більш детально зміст виконуваних в алгоритмі корекції операцій. Звернемо увагу, що функціональні схеми, використовувані нижче для опису алгоритмів, містять загальні дублюючі операції, що зручно для описування алгоритмів.

Наведемо стислий опис функціонування основних функціональних блоків алгоритмічної моделі коректора.

Блок адаптації $Q(n)$ (рис. 5.17) у відповідь на надходження $s(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$; $S_n(n)$, і $k(p)$ виробляє нове, відкориговане значення $Q'(n)$. Алгоритм адаптації містить кроки:

– перетворення відліків прийнятого сигналу $s(k)$ в частотну область для отримання $S(n)$:

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \cdot e^{-i \frac{2\pi nk}{N}}, \quad n = 0, \dots, N-1;$$

– перетворення ПР коректора $k(p)$ в частотну область для отримання ПФ коректора $K'(n)$:

$$K'(n) = \sum_{p=0}^{N-1} k'(p) \cdot e^{-i \frac{2\pi np}{N}}, \quad n = 0, \dots, N-1;$$

де:
$$\begin{cases} k'(p) = k(p), & p = 0, \dots, M-1 \\ k'(p) = 0, & p = M, \dots, N-1 \end{cases}$$

$k(p)$ – необмежена за тривалістю ПР коректора;

M – число коефіцієнтів адаптивного коректора каналу;

- перемноження спектра прийнятого сигналу $S(n)$ на ПФ коректора $K(n)$;
- перемноження спектра настроювальної послілки $S_n(n)$ на ПФ $Q'(n)$;
- обчислення сигналу помилки:

$$E(n) = S_n(n)Q'(n) - S(n) \cdot K'(n); \quad (5.31)$$

– виконання градієнтного алгоритму адаптації параметрів $Q(n)$:

$$Q(n) = Q'(n) + \mu E(n) S_n(n), \quad (5.32)$$

де μ – параметр, що визначає величину кроку;

$S_n(n)$ – комплексно-спряжений спектр настроювальної послідовності.

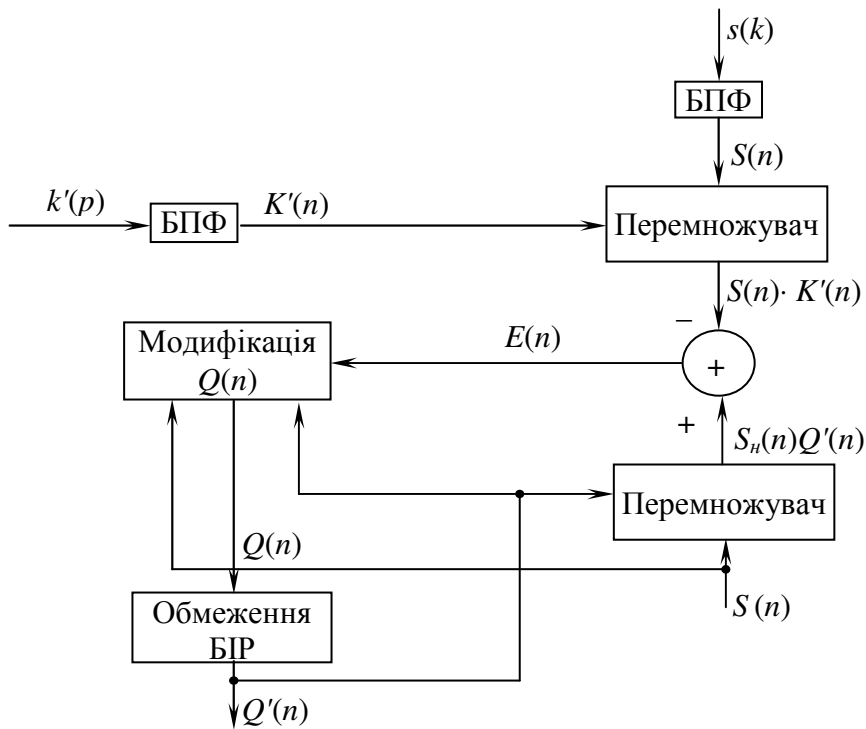


Рисунок 5.17. – Функціональна схема алгоритму адаптації частотних коефіцієнтів $Q(n)$



Рисунок 5.18 – Функціональна схема алгоритму обмеження тривалості БІР

Блок обмеження тривалості БІР (рис.5.18) обмежує числом L відліків тривалість БІР, виконуючи наступні операції:

- перетворення $Q(n)$ у часову область:

$$q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} Q(n) \cdot e^{-i\frac{2\pi}{N}nk}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (5.33)$$

- формування обмеженої БІР $q'(k)$ шляхом вибору фіксованого числа L послідовних відліків у часовій області, що мають максимальну енергію, і занулення інших:

$$\begin{cases} q'(k) = q(k), & k = L_1, L_1 + 1, \dots, L_2; \\ q'(k) = 0, & k = 0, 1, \dots, L-1, L_2 + 1, L_2 + 2, \dots, N-1; \\ L_2 - L_1 = L, \end{cases} \quad (5.34)$$

де L – число коефіцієнтів формувача БІР;

- перетворення результату в частотну область для отримання $Q'(n)$:

$$Q'(n) = \sum_{k=0}^{N-1} q'(k) \cdot e^{-i\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5.35)$$

Блок адаптації $K(n)$ (рис.5.19) у відповідь на надходження $s(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$; $S_n(n)$ і $Q'(n)$ виробляє нове відкориговане значення $K(n)$, виконуючи наступні операції:

- перетворення відліків прийнятого сигналу $s(k)$ в частотну область:

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \cdot e^{-i\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n = 0, \dots, N-1,$$

- перетворення ІР $k(p)$ в частотну область для отримання ПФ коректора:

$$K(n) = \sum_{p=0}^{N-1} k(p) \cdot e^{-i\frac{2\pi}{N}np}, \quad n = 0, \dots, N-1;$$

– перемноження спектра прийнятого сигналу $S(n)$ на ПФ $K(n)$ коректора – $S(n) \cdot K(n)$;

– перемноження спектра настроювальної послілки $S_n(n)$ на БПФ $Q'(n)$ коректора $S_n(n)Q'(n)$;

- отримання сигналу помилки (5.31);

- модифікацію параметрів $K(n)$ за алгоритмом (5.32):

$$\hat{K}(n) = K(n) + \gamma E(n) \cdot S(n),$$

де γ – параметр, що визначає величину кроку адаптації; $K(n)$ – ПФ коректора, отримана після виконання операції обмеження тривалості його ІР фіксованим числом M відліків.

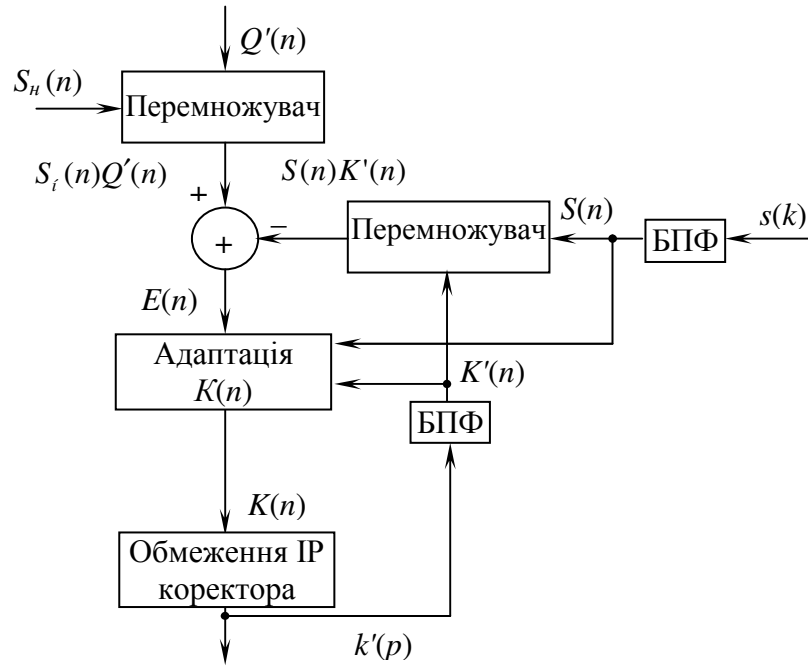


Рисунок 5.19 – Функціональна схема алгоритму адаптації коефіцієнтів коректора $k(p)$

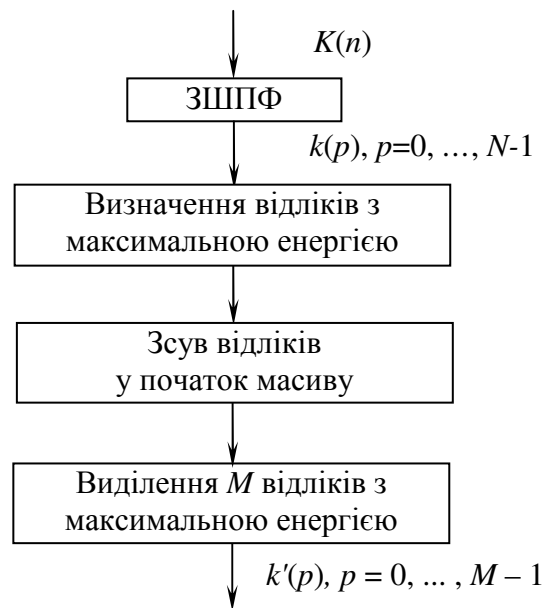


Рисунок 5.20 – Функціональна схема алгоритму обмеження IP коректора M -коефіцієнтами з максимальною енергією

Блок обмеження тривалості IP коректора $k(p)$ (рис. 5.20) обмежує фіксованим числом M ($M < N$) відліків IP коректора $k'(p)$, $p = 0, \dots, M - 1$, виконуючи наступні операції:

- перетворення $K(n)$ у часову область:

$$k(p) = \sum_{n=0}^{N-1} K(n) \cdot e^{i \frac{2\pi}{N} np}, \quad p = 0, \dots, N-1,$$

– вибір фіксованого числа M послідовних відліків у часовій області, що мають максимальну енергію, переміщення їх в початок масиву коефіцієнтів $k(p)$ і занулення інших:

$$\begin{cases} k'(p) = k(p), & p = 0, \dots, M-1, \\ k'(p) = 0, & p = M, \dots, N-1. \end{cases} \quad (5.36)$$

Цикл настроювання повторюється, поки помилка $E(n)$ не досягне певного порогу або поки час адаптації не перевищить заданої межі.

Для досліджень було розроблено алгоритмічну модель коректора.

Експеримент включав власне налаштування коректора за наведеним алгоритмом, оцінку частотних характеристик АЧХ і ГЧП та ІР каналу після корекції, розрахунок інтерференційних завад в СП ОГС, що працює по відкоригованому каналу.

В якості коректованих каналів розглядалися варіанти каналів К-3, К-4 (рис. 5.4, 5.5). На рис. 5.21 наведена ІР, що моделює сигнал передавача – ІР каналу К-1. Структурні параметри СП ОГС, для якої проводився розрахунок інтерференційних завад, такі:

- число інформаційних каналів – 192;
- тривалість інтервалу ортогональності – 512 відліків;
- тривалість захисного інтервалу – 64 відліки;
- число відводів ГК каналу визначалося тривалістю ІР коректованого каналу і становило для каналів К-3 і К-4 195 і 282 відповідно;
- число відводів коректора БІР – 64.

Отримані в результаті корекції ІР наскрізного тракту для каналів типу К-3 і К-4 наведені на рис. 5.22 (криві 1 і 2 відповідно). Рисунки 5.23, 5.24 і 5.26, 5.27 ілюструють АЧХ і ФЧХ відповідних каналів до і після корекції.

Для оцінки ефективності досліджуваного алгоритму корекції розраховувалася концентрація енергії ІР наскрізного каналу зв'язку на довжині захисного інтервалу до і після корекції як

$$A = 20 \lg \frac{P_T}{P - P_T}, \quad \text{дБ},$$

де P – повна енергія ІР,

P_T – енергія 64 найбільш інтенсивних відліків ІР.

Концентрація енергії ІР каналів до і після корекції в 64 відліку, що становлять захисний інтервал, відповідно дорівнювала:

- для каналу К-3 – 11,52 дБ і 31,01 дБ;
- для каналу К-4 – 11,63 дБ і 41,49 дБ.

Поряд з цим оцінювалися інтерференційні завади, породжені в даній СП ОГС під час роботи по некоректованим і відкоректованим каналам зв'язку.

Значення інтерференційних завад в інформаційних каналах СП ОГС (в % від ефективного значення сигналу) при роботі по каналах К-3 і К-4 наведені на графіках рис. 5.25 і 5.28.

Отримані результати дозволяють зробити наступні висновки:

- алгоритм корекції з адаптивним формуванням БІР забезпечує необхідну тривалість ІР наскрізного каналу зв'язку;
- запропонований алгоритм корекції підвищує частотну ефективність СП ОГС, при цьому зростає використовувана смуга частот і значно знижується рівень інтерференційних завад в крайніх по смузі частот каналах.

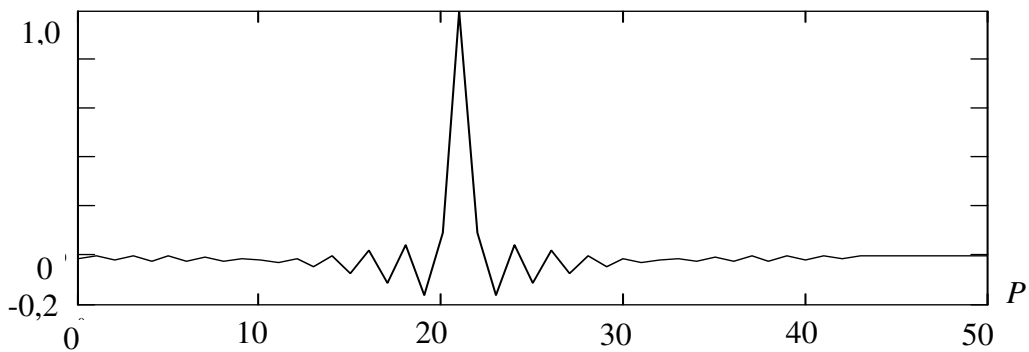


Рисунок 5.21 – РІР смугообмеженого каналу зв'язку, що моделює сигнал передавача

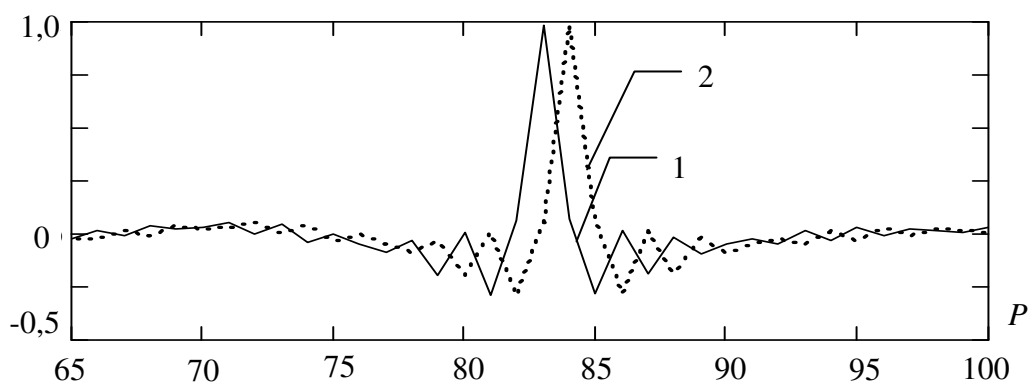


Рисунок 5.22 – РІР наскрізного каналу зв'язку після корекції для каналів К-3 і К-4

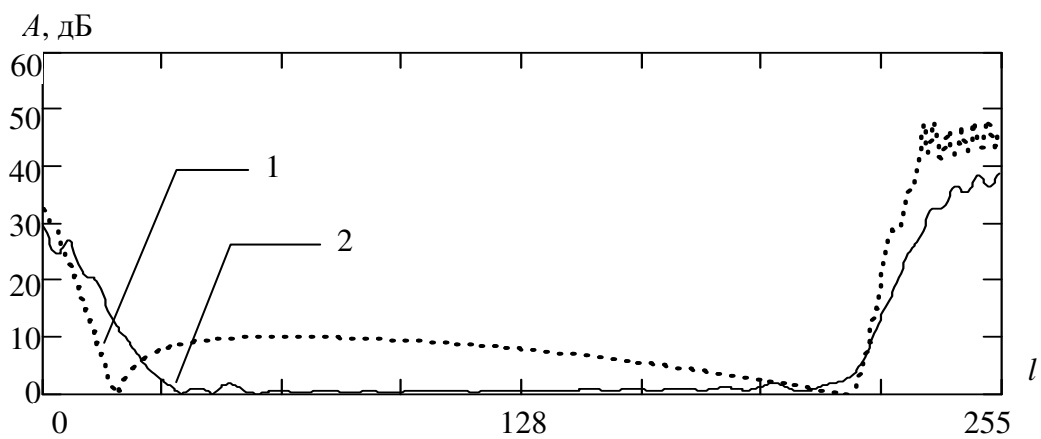


Рисунок 5.23 – Амплітудно-частотні характеристики каналу К-3 до (1) і після (2) корекції

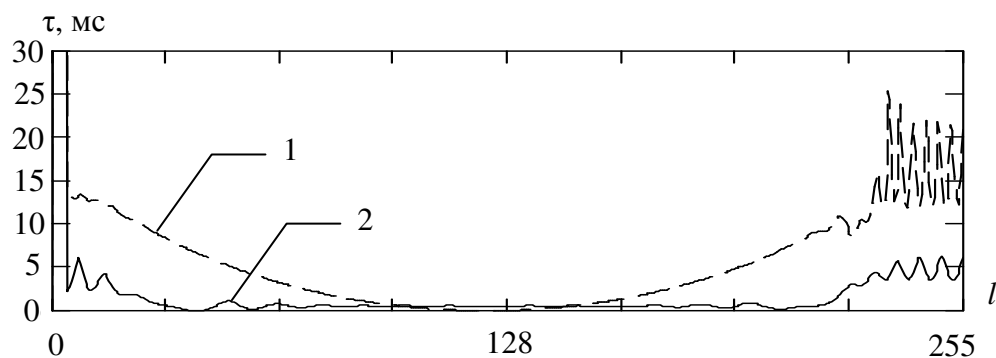


Рисунок 5.24 – Частотні характеристики ГЧП каналу К-3 до (1) і після (2) корекції

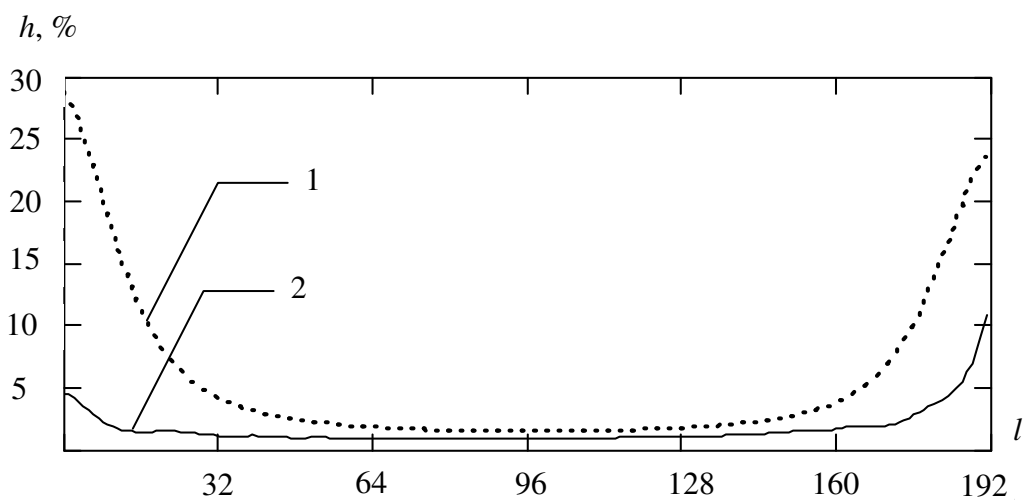


Рисунок 5.25 – Інтерференційні завади в СП ОГС для каналу К-3 до (1) і після (2) корекції

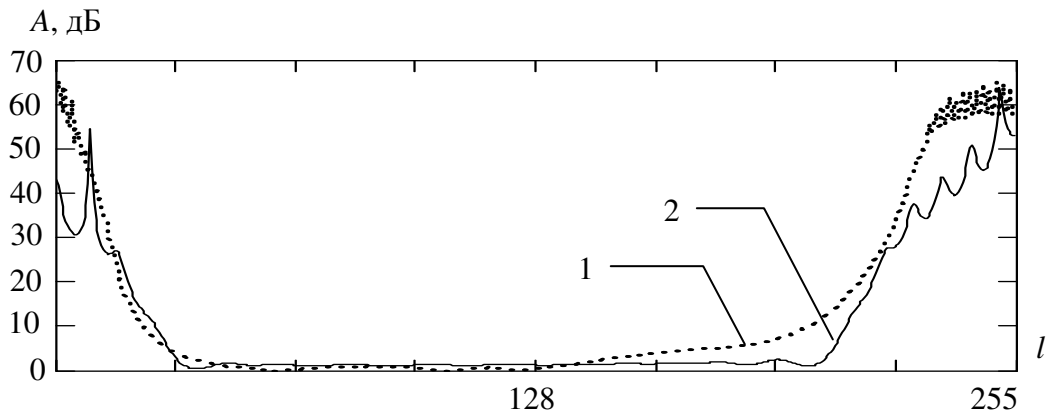


Рисунок 5.26 – АЧХ каналу К-4 до (1) і після (2) корекції

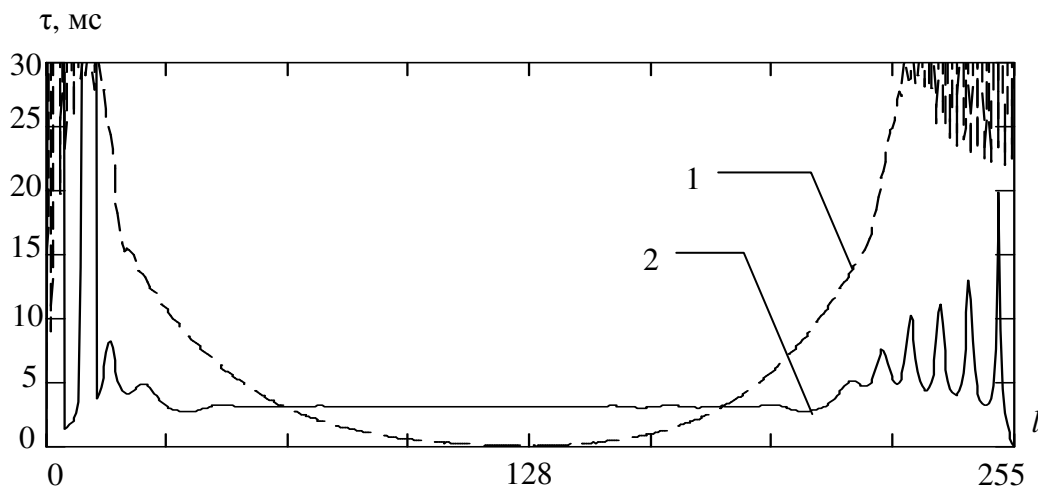


Рисунок 5.27. – Частотні характеристики ГЧП каналу К-4 до (1) і після (2) корекції

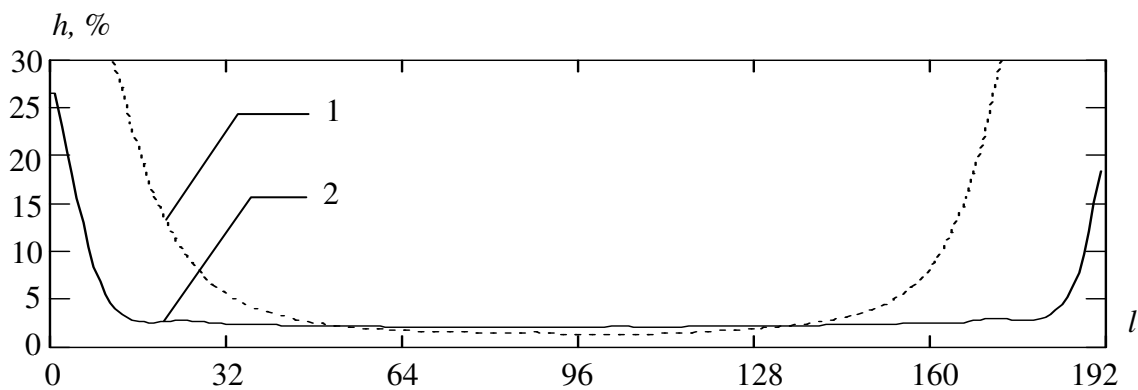


Рисунок 5.28 – Інтерференційні завади в СП ОГС для каналу К-4 до (1) і після (2) корекції

5.7 Градієнтний алгоритм настроювання гармонічного коректора

Розглянемо практичну реалізацію настроювання коефіцієнтів g_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, гармонічного коректора (ГК, рис. 5.2) за градієнтним алгоритмом [39, 46].

Критерій настроювання ГК (5.2) в часовій області набуває вигляду:

$$\min D^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (f_{\text{жс}}(t) - \sum_{k=0}^{N-1} g_k h(t - kT))^2 dt, \quad (5.37)$$

де $f_{\text{жс}}(t)$ – бажана ІР наскрізного каналу передавання;

$h(t)$ – реальна ІР каналу передавання.

Завдання настроювання ГК полягає в визначенні значень коефіцієнтів відводів g_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, які мінімізують середньоквадратичне відхилення ІР наскрізного каналу передавання $h(t)$ від $g_{\text{жс}}(t)$ – бажаної ІР, іншими словами, заданої з якихось попередніх рекомендацій. Настроювання виконується в автоматичному режимі, коли на вхід каналу передавання надходить тестовий (настроювальний) сигнал, який спотворюється в процесі проходження по каналу і у вигляді результуючого сигналу $h(t)$ надходить на вхід ГК.

Визначимо процедуру зміни коефіцієнтів g_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, в процесі настроювання ГК.

Обчислимо градієнт функціоналу (5.37) за коефіцієнтами g_k , $k=0, 1, 2, \dots, N-1$:

$$\frac{dD^2}{dg_l} = \int_{-\infty}^{\infty} (f_{\text{жс}}(t) - \sum_{k=0}^{N-1} g_k h(t - kT)) h(t - lT) dt, \quad l = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (5.38)$$

Останній вираз можна трактувати наступним чином: якщо похідна (5.38) додатна, то зі збільшенням значення g_k значення функціоналу (5.37) зростає. Отже, адаптація коефіцієнтів g_k мусить бути направлена в бік їх зменшення. І навпаки, значення g_k необхідно збільшувати, якщо похідна (5.38) від'ємна. З

огляду на те, що функція $\text{grad}D^2(g) = -\frac{dD^2}{dg_k}$, алгоритм адаптації коефіцієнтів

g_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, відповідно до градієнтного алгоритму виконується за наступним правилом:

$$g_k(n+1) = g_k(n) + \alpha \text{grad}D^2(g_k), \quad (5.39)$$

де n – номер кроку адаптації;

$\alpha < 1$ – коефіцієнт адаптації, введений з метою згладжування впливу шумів.

Схема алгоритму наведена на рис. 5.29. Для спрощення на рисунку показана в повному об'ємі лише адаптація коефіцієнту g_k .

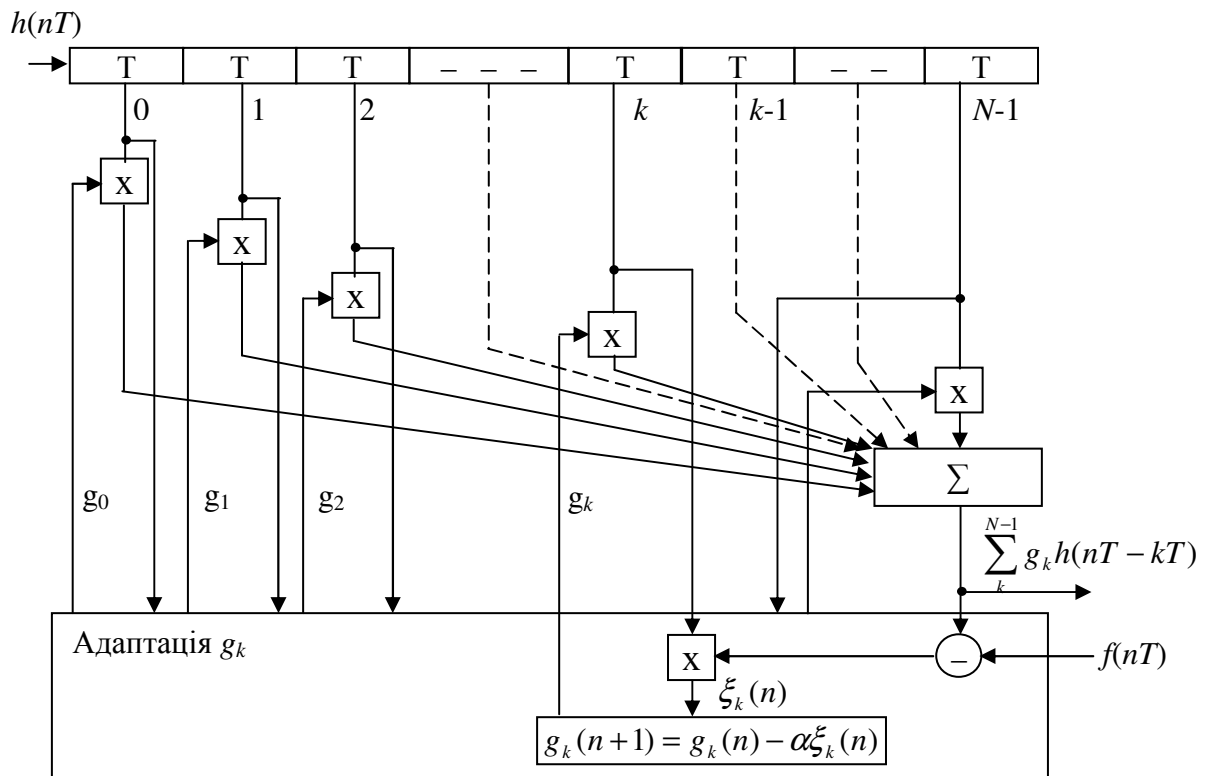


Рисунок 5.29 – Схема градієнтного алгоритму адаптації ГК

Питання і завдання до розділу 5

1. Яке призначення корекції характеристик каналу передавання?
2. Які критерії корекції застосовуються в техніці зв'язку?
3. В чому особливість критерія корекції в СП ОГС.
4. Чому в СП ОГС поряд із загальною системою корекції потрібні також індивідуальні для кожної несучої системи компенсації.
5. Які алгоритми оптимізації застосовуються у задачі корекції? Зміст алгоритму мінімізації середньоквадратичної помилки апроксимації на основі перетворення Фур'є.
6. Пояснити зміст алгоритму КОТР.
7. Дати пояснення графікам рис. 5.4 – 5.11.
8. Чим визначається швидкість настроювання коректора?
9. Чим визначається точність корекції – досяжна величина середньоквадратичної похибки наближення до заданої функції.
10. Як поведуть себе графіки рис. 5.4: *a)* – при збільшенні числа базисних функцій; *б)* – при збільшенні числа ітерацій?

6 ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ ГРУПОВОГО СИГНАЛУ СП ОГС

6.1 Оптимальний спектр сигналу при передаванні смугообмеженим каналом зв'язку з лінійними спотвореннями і адитивним шумом

Завдяки вузькосмуговості гармонічних сигналів-переносників спрощуються задачі адаптації параметрів групового сигналу (спектру передаваного сигналу і розподілу кількості передаваної інформації з каналів СП ОГС) та алгоритмів обробки сигналів у приймачі з метою оптимізації характеристик СП ОГС під час роботи на каналах зв'язку з ненормованими і нестабільними характеристиками.

Відома задача знаходження оптимальної форми спектру передаваного сигналу $s(t)$, за якої швидкість передавання інформації смугообмеженим каналом зв'язку з функцією спектральної густини потужності шуму $N(\omega)$ і передатною функцією $H(\omega)$ досягає пропускної спроможності [55].

Оптимальний спектр $S(\omega)$ потужності сигналу визначається за формулою:

$$S(f) = \begin{cases} B - \frac{N(\omega)}{H^2(\omega)}; & \omega \in \Omega_B, \\ 0; & \omega \notin \Omega_B, \end{cases} \quad (6.1)$$

де Ω_B – область частот, для якої спектральна густина потужності приведенного до входу канала зв'язку шуму (еквівалентного шуму) $N(\omega)/H^2(\omega) < B$, а B є рішенням рівняння:

$$P = \int_{\omega \in \Omega_B} \left[B - \frac{N(\omega)}{H^2(\omega)} \right] d\omega,$$

де P – потужність передаваного сигналу $s(t)$.

На рис. 6.1 наведено графічну інтерпретацію рішення (6.1) задачі оптимізації спектра передаваного сигналу: на тих частотах, де спектральна густина потужності еквівалентного шуму $N_{\text{екв}}(\omega) = N(\omega)/H^2(\omega)$ менша за константу, оптимальний спектр потужності $S(\omega)$ доповнює спектр потужності еквівалентного шуму до константи. На інших частотах $S(\omega) = 0$. Наочною фізичною інтерпретацією рішення цієї задачі є заповнення водою посудини, форма дна якої визначається кривою еквівалентного шуму, а в якості рідини виступає потужність сигналу $S(\omega)$. З цієї причини оптимальне рішення отримало назву принцип «заповнення водою».

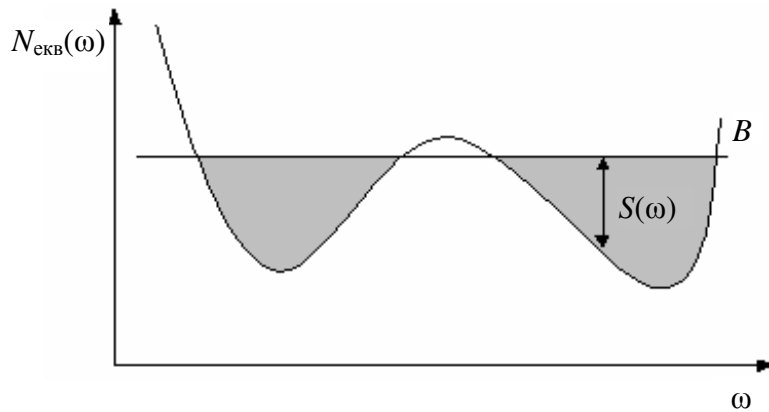


Рисунок 6.1 – Розподіл спектру потужності сигналу відповідно до принципу «заповнення водою»

Реалізація цього принципу в системах передавання з ортогональними гармонічними сигналами оптимізує не тільки спектр групового сигналу, але й розподіл передаваної каналами СП ОГС інформації. Ілюстрацією до алгоритмів, що реалізують принцип «заповнення водою» в СП ОГС, є рис 3.2 розд. 3. Графік ліворуч – модуль передатної функції $H(\omega)$ (АЧХ) деякого каналу зв'язку, в якому присутня зосереджена за спектром завада. Передбачається, що в каналі зв'язку діє адитивний білий шум. Графік праворуч відображає отриманий в результаті виконання алгоритму розподіл кількості бітів, що передаються за послідовності каналами СП ОГС. Як бачимо, в результаті оптимізації у кращих каналах передається більше інформації, ніж у гірших, а канал, на частоті якого діє зосереджена за спектром завада, взагалі не використовується. Зазначимо, що ці алгоритми є ініціалізаційними і діють на етапі встановлення зв'язку.

6.2 Розподіл кількості передаваної інформації по несучих СП ОГС

Кількість бітів $b(l)$ інформації, що передаються протягом послідовності на l -ій несучій ($l = 1, 2, \dots, n$; n – загальна кількість несучих (або каналів)), визначається відношенням сигнал/шум $SNR(l)$ на частоті цієї несучої і припустимою імовірністю помилки p на виході приймача.

Ймовірність помилки p на виході l -го каналу приймача СП ОГС можна визначити співвідношенням:

$$p = K \frac{2(M(l)-1)}{M(l) \log_2 M(l)} Q(h), \quad (6.2)$$

де K – коефіцієнт розмноження помилок, що приблизно дорівнює 5,5 в припущенні, що в системі використовується диференціальна фазова модуляція і тривідводний скремблер;

$M(l)$ – число рівнів сигналу на кожній з двох взаємно ортогональних осей в графічному поданні КАМ-сигнала, $M(l) = 2^{b(l)/2}$;

Q – функція, що визначається як

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy; \quad (6.3)$$

h – відношення "піввідстані" $a(l)$ між сигнальними точками до середньоквадратичного відхилення гаусового шуму потужністю $N(l)$:

$$h = \frac{a(l)}{\sqrt{N(l)}}.$$

Позначивши

$$\frac{2(M(l)-1)}{M(l)\log_2 M(l)} = \beta(l), \quad (6.4)$$

перепишемо (6.2) у вигляді формули:

$$p = K \beta(l) Q(h).$$

З метою визначення $b(l)$ з (6.2) знайдемо середнє значення $\beta(l)$ (6.4), вважаючи, що $b(l)$ набуває значення від 2 бітів до 8 бітів [56 – 58]. Для цього представимо $\beta(l)$ як функцію $b(l)$:

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

Неважко перевірити, що середньоарифметичне значення $\beta(l)$ при $b(l) = 2, 3, \dots, 8$, яке ми позначимо β , дорівнює 0,692. Тепер формула (6.2) може бути подана в такому вигляді:

$$\begin{aligned} p &= K \cdot \beta(l) \cdot Q(h) \approx K \cdot \beta \cdot Q(h) = \\ &= 5,5 \cdot 0,692 \cdot Q(h) \approx 3,8 \cdot Q(h) \end{aligned} \quad (6.5)$$

Для подальших перетворень виведемо формулу, що визначає залежність $b(l)$ від h .

Середній квадрат амплітуди сигналів квадратного сузір'я дорівнює $2/3(M^2(l) - 1) a^2$, а середня потужність гармонічних сигналів СП ОГС

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

звідси

$$M^2(l) = 1 + \frac{3P_c(l)}{a^2(l)},$$

а оскільки

$$h = a(l)/\sqrt{N(l)}, \quad \text{то} \quad a^2(l) = h^2 N(l) \quad \text{і}$$

$$M^2(l) = 1 + \frac{3P_c(l)}{h^2(l)N(l)} = 1 + \frac{3SNR(l)}{h^2(l)}, \quad (6.6)$$

де $SNR(l) = P_c(l) / N(l)$.

Враховуючи, що $M^2(l) = 2^{b(l)}$ і що $b(l)$ може приймати тільки цілі значення, отримаємо:

$$b(l) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{3SNR(l)}{h^2} \right) \right\}, \quad (6.7)$$

де $\text{floor} \{x\}$ – операція відкидання дробової частини x .

З урахуванням (6.5) отримуємо остаточний результат:

$$b(l) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{3SNR(l)}{\left[Q^{-1}(p/3,8) \right]^2} \right) \right\}, \quad (6.8)$$

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

Зауважимо, що формулу (6.8) отримано в припущенні того, що $b(l)$ змінюється від двох бітів до восьми бітів, як це відбувається в багатьох каналах зв'язку. Однак у системі високошвидкісного абонентського доступу ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line – асиметрична цифрова абонентська лінія) $b(l)$ може набувати значення від 2 до 15 [59 – 63]. Тому результат усереднення виразу $\beta(l)$ (формула (6.4)) буде іншим. У цьому випадку середньоарифметичне значення $\beta \approx 0,514$. Крім того, в ADSL-системі фазорізницева модуляція не застосовується, в результаті чого коефіцієнт розмноження помилок K_{ADSL} буде в 2 рази менший, ніж передбачалося раніше: $K_{ADSL} = K / 2 \approx 5,5 / 2 = 2,75$. Отже, у разі ADSL формула (6.2) набуде вигляду:

$$\begin{aligned} p &= K_{ADSL} \cdot \beta(l) \cdot Q(h) \approx K_{ADSL} \cdot \beta \cdot Q(h) = \\ &= 2,75 \cdot 0,514 \cdot Q(h) \approx 1,4 \cdot Q(h) \end{aligned},$$

а формула (6.8) –

$$b(l) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{3SNR(l)}{\left[Q^{-1}(p/1,4) \right]^2} \right) \right\}. \quad (6.9)$$

Таким чином, якщо розподіл потужності передаваного сигналу по каналах СП ОГС відомий, то за допомогою формул (6.8) (або (6.9)) у разі ADSL можна визначити відповідний розподіл кількості передаваної інформації по каналам СП ОГС.

6.3 Алгоритм максимізації швидкості передавання інформації

Загальний підхід до методики оптимізації параметрів групового сигналу СП ОГС полягає в тому, що відповідно до виміряних на етапі ініціалізації відношень сигнал/шум в кожному каналі СП ОГС потрібно знайти такий

розподіл потужності передаваного сигналу і кількості передаваної інформації по каналах СП ОГС, за якого швидкість передавання інформації каналом зв'язку з лінійними частотними спотвореннями і адитивним шумом буде максимальною. При цьому потужність передаваного групового сигналу обмежена і повинна забезпечуватися необхідна ймовірність помилки на виході приймача. Число використовуваних несучих визначається в результаті виконання процедури оптимізації і задає ширину смуги частот передаваного групового сигналу.

Мають сенс також наступні задачі оптимізації: мінімізація потужності передаваного групового сигналу за заданої швидкості передавання інформації, а також мінімізація ширини займаної груповим сигналом СП ОГС смуги частот за заданої швидкості передавання інформації і обмеження потужності передаваного групового сигналу.

Розглянемо алгоритм максимізації швидкості передавання інформації СП ОГС смугообмеженим каналом зв'язку з лінійними частотними спотвореннями і адитивним гаусовим шумом, що реалізує принцип «заповнення водою», оснований на ідеї, запропонованій Хафсом-Хэртогом (Hughes-Hartog) [64]. Зміст алгоритму полягає в наступному.

1) Розрахувати для кожної несучої потужність передаваного сигналу, необхідну для використання кожного із застосовуваних видів КАМ-сузір'їв за заданої ймовірності помилки, на основі відомих значень АЧХ каналу зв'язку, спектральної густини потужності шуму на частотах несучих і заданої ймовірності помилки.

2) Вибрати несучу, яка вимагає мінімального приросту потужності сигналу для збільшення на 1 біт кількості $b(l)$ інформації, що передається протягом послідовності, на основі даних кроку 1.

3) Перевірити, чи не перевищить сумарна потужність всіх несучих допустиму передавану потужність, якщо $b(l)$ на знайденій несучій збільшити на 1 біт і відповідно збільшити потужність цієї несучої.

4) Якщо резерв потужності не вичерпається, то збільшити $b(l)$ на 1 біт, а потужність цієї несучої збільшити на відповідний зростанню $b(l)$ на 1 біт приріст потужності і повернутися до кроку 2, в іншому випадку завершити процедуру оптимізації.

Нижче наведено детальний опис алгоритму (рис. 6.2).

1) Обчислити еквівалентний шум передавача $N_{\text{екв}}(l)$ на кожній несучій частоті, де l змінюється від 1 до n (n – загальна кількість несучих), вимірявши потужність шуму $N(l)$ в кожному каналі на прийомі і помноживши цю величину на виміряні втрати $1/H^2(l)$ при передаванні.

Для описування процесів, що відбуваються при вимірюванні шуму і втрат, позначимо приймачі-передавачі СП ОГС, між якими встановлюється з'єднання, як A і B . Для вимірювання втрат потужності в напрямку $B - A$ передавач B протягом тактового інтервалу передає сигнал, що містить всі n несучих частот з рівнями -36 дБм [64]. Приймач A приймає цей сигнал, виконує його демодуляцію, внаслідок чого формується n векторів (x_l, y_l) , де x_l і y_l – амплітуди відповідно синусного і косинусного сигналів на l -й частоті.

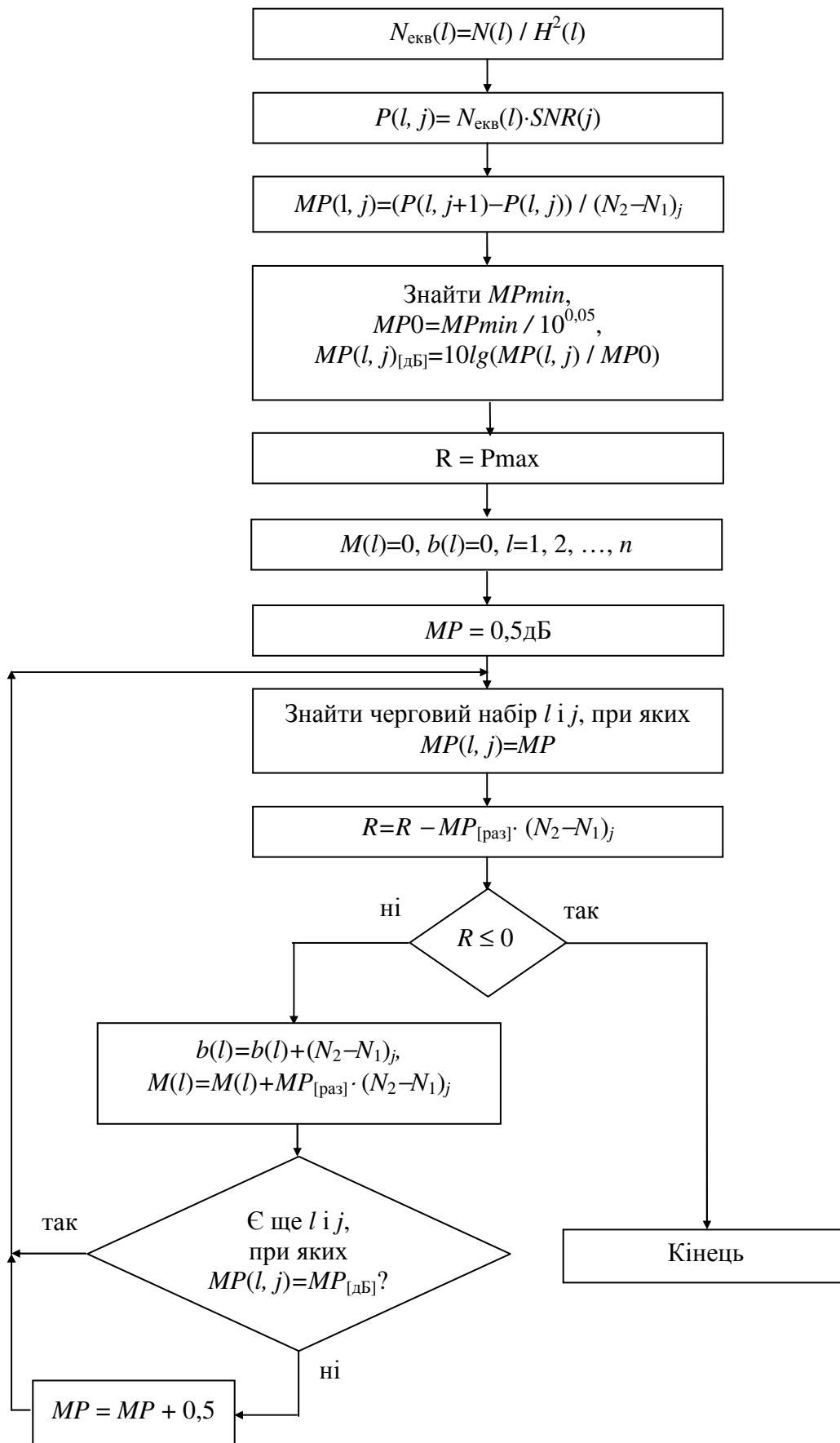


Рисунок 6.2 – Алгоритм максимізації швидкості передавання інформації

Рівень потужності сигналу l -й несучої дорівнює $x_l^2 + y_l^2$. В приймачі-передавачі A заздалегідь відомі рівні передаваного сигналу на кожній частоті, завдяки чому є можливість порівняти величини передаваної та прийнятої потужності на кожній частоті і тим самим виявити втрати потужності, тобто визначити коефіцієнт передавання каналу зв'язку на частоті кожної несучої.

Втрати на l -й частоті дорівнюють

$$\frac{(x_l^2 + y_l^2)_{\text{пер}}}{(x_l^2 + y_l^2)_{\text{пр}}},$$

де $(x_l^2 + y_l^2)_{\text{пер}}$ – потужність сигналу, що передається на l -й частоті, а $(x_l^2 + y_l^2)_{\text{пр}}$ – потужність сигналу, що приймається на l -й частоті.

Вимірювання втрат потужності в напрямку $A - B$ відбувається аналогічним чином.

Для вимірювання потужності шуму $N(l)$ на кожній частоті ω_l в напрямку $B - A$ в СП A протягом тактового інтервалу приймається сигнал у відсутності передавання з боку модему B . Цей сигнал є шумом в смузі частот каналу зв'язку. В результаті виконання операції демодуляції формуються n векторів (x_l, y_l) , де x_l і y_l – амплітуди відповідно синусної і косинусної складових шуму на l -й частоті. Величини $x_l^2 + y_l^2$ дорівнюють потужності шуму на несучих частотах ω_l . Аналогічно визначається потужність шуму в кожному каналі СП ОГС для напрямку $A - B$.

2) Обчислити для кожної несучої частоти рівні потужності $P(l, j)$, необхідні для передавання різної кількості бітів (в даному випадку, 0, 2, 4, 5, 6, ..., 15 бітів) протягом тактового інтервалу. Матриця $P(l, j)$ обчислюється помноженням еквівалентного шуму $N_{\text{екв}}(l)$ в кожному каналі на відношення сигнал/шум $SNR(j)$, необхідні для передавання кожного з перелічених вище бітів протягом тактового інтервалу з необхідною імовірністю помилки, наприклад 10^{-5} :

$$P(l, j) = N_{\text{екв}}(l) \cdot SNR(j),$$

де $l = 1, 2, \dots, n$; j – номер виду сигнального сузір'я, $j = 1, 2, \dots, 14$, а кількість використовуваних типів сигнальних сузір'їв дорівнює 14, тому що однобітові і трибітові сузір'я в даному випадку не застосовуються.

Таким чином, на цьому кроці визначається необхідна потужність несучої для підтримки кожного з використовуваних у цій СП видів сигнальних сузір'їв. З метою визначення відношень сигнал/шум $SNR(j)$, необхідних для підтримки кожного з використовуваних видів сигнальних сузір'їв із заданою ймовірністю помилки, скористаємося співвідношенням (6.2), з якого знайдемо h .

Потім з формули (6.6) виразимо $SNR(j)$:

$$SNR(j) = \frac{M^2(j) - 1}{3} h^2. \quad (6.10)$$

Індекс j в (6.10) введений не випадково, адже, зрештою, необхідне відношення сигнал/шум залежить тільки від імовірності помилки, яка в кожному каналі модему вважається постійною, і типу сигнального сузір'я.

Нарешті, підставивши в (6.10) знайдене раніше h , отримаємо шукане необхідне співвідношення сигнал/шум.

Отже, для визначення $SNR(j)$, виходячи з відомих p і $M(l)$, за формулою (6.2) слід визначити h , а потім підставити знайдене h в (6.10).

3) Обчислити для кожної несучої мінімально необхідні питомі прирости потужності для переходу від сузір'я з N_1 бітами до найближчого за кількістю бітів сузір'я з N_2 бітами, $N_2 > N_1$, на основі розрахованих на кроці 2 необхідних рівнів передаваної потужності. Ці необхідні питомі мінімальні прирости потужності

$MP(l, j)$ дорівнюють різниці необхідних потужностей передавання $P(l, j+1)$ і $P(l, j)$ для підтримки відповідно N_2 -бітового і N_1 -бітового сузір'їв, поділений на різницю кількості бітів $(N_2 - N_1)_j$, причому

$$(N_2 - N_1)_1 = 2, (N_2 - N_1)_2 = 2 \text{ і } (N_2 - N_1)_j = 1 \text{ для } 3 \leq j \leq 13:$$

$$MP(l, j) = \frac{P(l, j+1) - P(l, j)}{(N_2 - N_1)_j}.$$

4) Знайти мінімальне значення серед отриманих значень $MP(l, j)$ питомого приросту потужності, позначивши це мінімальне значення як MP_{\min} і взявши його за 0,5 дБ. Потім визначити відповідне до 0 дБ значення MP_0 :

$$MP_0 = MP_{\min} / 10^{0,05}.$$

Перевести $MP(l, j)$ в децибели:

$$MP(l, j)_{(дБ)} = 10 \lg(MP(l, j) / MP_0),$$

після чого округлити отримані значення з точністю до 0,5 дБ. Надалі це округлення хоча і призведе до деякої похибки, проте значно спростить обчислення.

5) Ввести змінну R і встановити початкове значення $R = P_{\max}$, де P_{\max} – обмеження потужності в передавачі.

6) Встановити $M(l) = 0$ і $b(l) = 0$ для $l = 1, 2, \dots, n$, де $M(l)$ – поточна величина потужності l -ї несучої, $b(l)$ – поточна кількість бітів на посилку на l -й несучій.

7) Встановити початкове значення $MP = 0,5$ дБ.

8) Знайти чергові значення l і j , за яких $MP(l, j) = MP$, де MP – поточне значення граничного приросту потужності.

9) Обчислити залишок R наявної потужності, якщо на знайдений l -й несучій передавати $(N_2 - N_1)_j$ біт:

$$R = R - MP_{[раз]} \cdot (N_2 - N_1)_j.$$

10) Якщо $R \leq 0$, тобто потужність вичерпана, то перейти до кроку 14.

11) Передписати l -й несучій $(N_2 - N_1)_j$ біт

$$b(l) = b(l) + (N_2 - N_1)_j,$$

а також відповідну потужність, що дорівнює $MP_{[раз]} \cdot (N_2 - N_1)_j$:

$$M(l) = M(l) + MP_{[раз]} \cdot (N_2 - N_1)_j.$$

12) Якщо залишилися ще l і j , за яких $MP(l, j) = MP_{[дБ]}$, то перейти до кроку 8;

13) $MP_{[дБ]} = MP_{[дБ]} + 0,5$ дБ; перейти до кроку 8;

14) Кінець.

Шукані розподілення бітів і енергії розташовані в масивах $\{b(l)\}$ і $\{M(l)\}$ відповідно.

З метою дослідження ефективності запропонованого алгоритму оптимізації було розроблено математичну модель, що включає модель каналу зв'язку з лінійними частотними спотвореннями і адитивним шумом, модель СП ОГС та алгоритм оптимізації. Канал зв'язку задавався імпульсними реакціями каналів К-2 і К-4 (рис. 4.11, рис. 5.5). На рис. 6.3 і 6.4 наведені АЧХ цих каналів. Сумарна потужність передаваного групового сигналу бралася рівною умовним 100 одиницям потужності, а потужність білого гаусового адитивного шуму задавалася захищеністю сигналу від шуму на вході приймача. Результати моделювання алгоритму на ПЕОМ для $n = 256$ при захищеності $A = 30$ дБ та ймовірності помилки на вході приймача $p = 10^{-5}$ наведено на рис. 6.5 – 6.8.

Розрахунки показали, що займана груповим сигналом ширина смуги частот і досяжна сумарна швидкість передавання під час роботи на каналі К-2 вища, ніж на каналі К-4. Важливим висновком, який виходить з результатів моделювання, є те, що кількість бітів інформації, передаваних протягом тактового інтервалу, в результаті розрахунків виявилася більшою у каналах, на частотах яких загасання було меншим, і навпаки. Потужність M в кожному каналі СП ОГС (див. рис. 6.7 – 6.8) визначається швидкістю передавання в цьому каналі (див. рис. 6.5 – 6.6) і значенням АЧХ на частоті цього каналу.

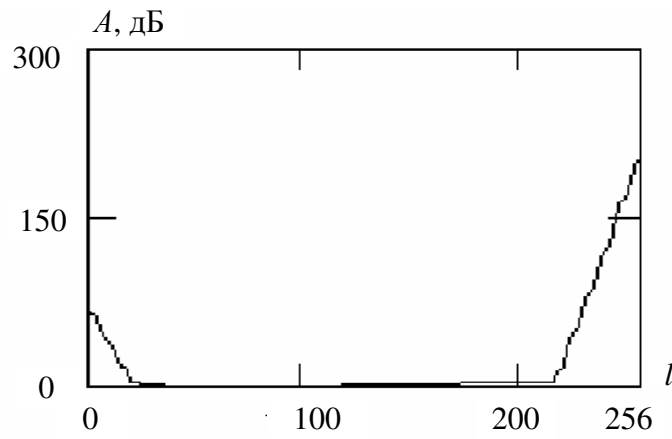


Рисунок 6.3 – Частотна характеристика загасання каналу К-2 (l – номер несучої)

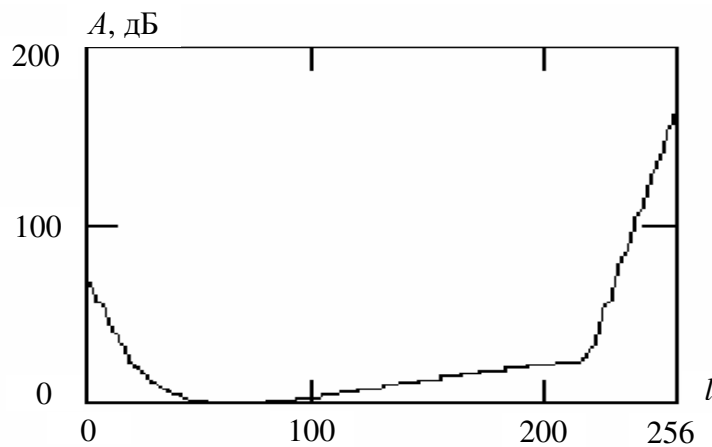


Рисунок 6.4 – Частотна характеристика загасання каналу К-4 (l – номер несучої)

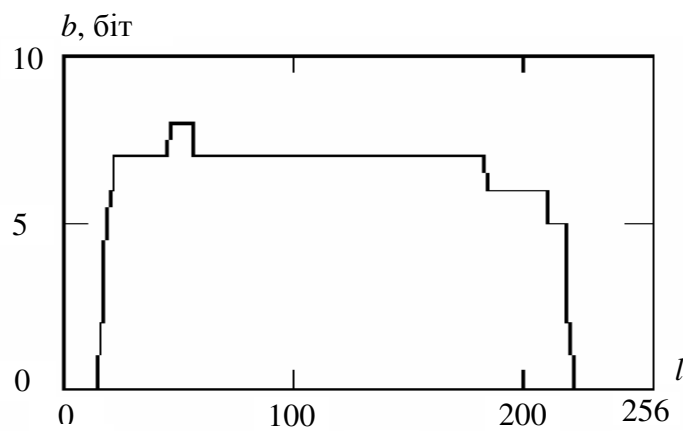


Рисунок 6.5 – Кількість бітів інформації, передаваних на несучих СП ОГС протягом посилки, для каналу К-2 (l – номер несучої)

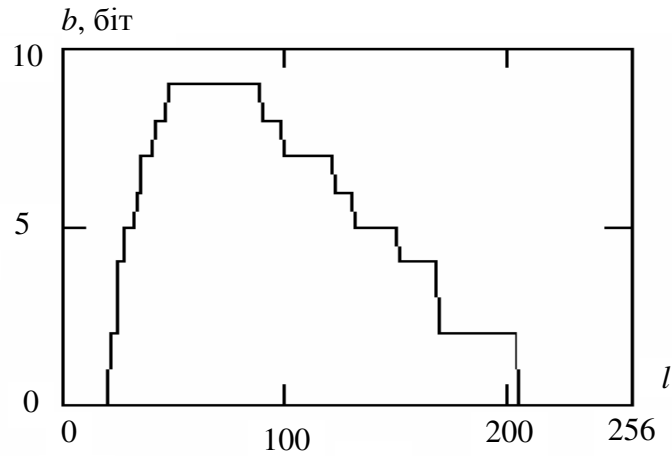


Рисунок 6.6 – Кількість бітів інформації, передаваних на несучих СП ОГС протягом посилки, для каналу К-4 (l – номер несучої)

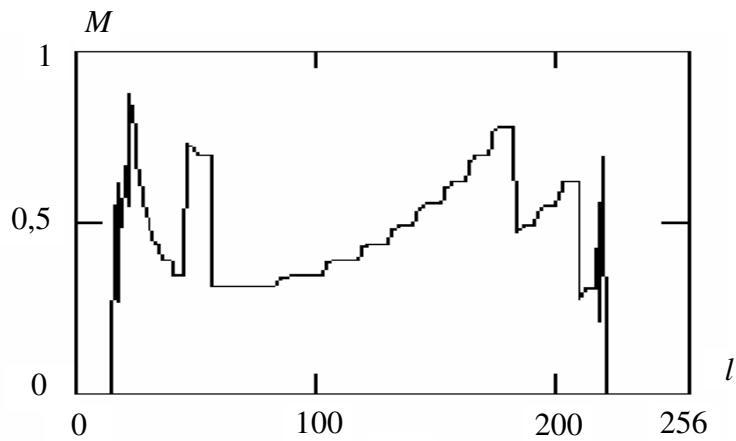


Рисунок 6.7 – Розподіл по несучих СП ОГС потужності передавача для каналу К-2 (l – номер несучої)

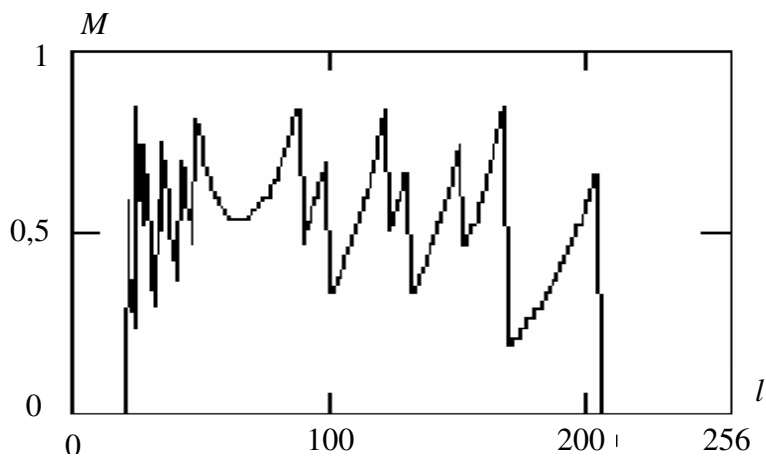


Рисунок 6.8 – Розподіл по несучих СП ОГС потужності передавача для каналу К-4 (l – номер несучої)

6.4 Алгоритм мінімізації потужності передаваного сигналу СП ОГС

У ряді випадків виникає завдання мінімізації потужності передаваного групового сигналу при заданій швидкості передавання інформації. Для вирішення цього завдання застосуємо наступний алгоритм, в основі якого лежить ідея, запропонована Хафсом-Хертогом. Основна відмінність його від розглянутого в 6.3 алгоритму максимізації швидкості передавання інформації при обмеженні потужності передаваного групового сигналу полягає в тому, що розрахунок оптимальних розподілів кількості передаваної інформації та потужності по несучих СП завершується тоді, коли загальна швидкість передавання інформації досягає необхідного значення (тоді як у розглянутому в 6.3 алгоритмі процес оптимізації завершувався при досягненні заданого обмеження потужності).

Результати моделювання алгоритму на ПЕОМ при $n = 256$ для каналу К-2 (див. рис. 4.11) і адитивному білому гаусовому шумі з потужністю $4 \cdot 10^{-4}$ умовних одиниць потужності в смузі кожного каналу СП ОГС ОГС за необхідної швидкості передавання даних $v_{req} = 20$ кбіт/с та ймовірності помилки на виході приймача $p = 10^{-5}$ наведені на рис. 6.9, 6.10.

Цікаво порівняти результати роботи алгоритму максимізації швидкості передавання при заданій потужності (див. підрозділ 6.3) і алгоритму мінімізації потужності передаваного групового сигналу при заданій швидкості передавання інформації. За однакових характеристик каналу зв'язку максимальна швидкість передавання, отримана в результаті роботи першого алгоритму, відповідає мінімальній потужності, отриманій в результаті роботи другого алгоритму. Інакше кажучи, якщо отриману в результаті роботи першого алгоритму максимальну швидкість передавання задати як вихідну в другій алгоритм, то результатом роботи другого алгоритму буде раніше задана в якості вихідних даних для першого алгоритму потужність передавання.

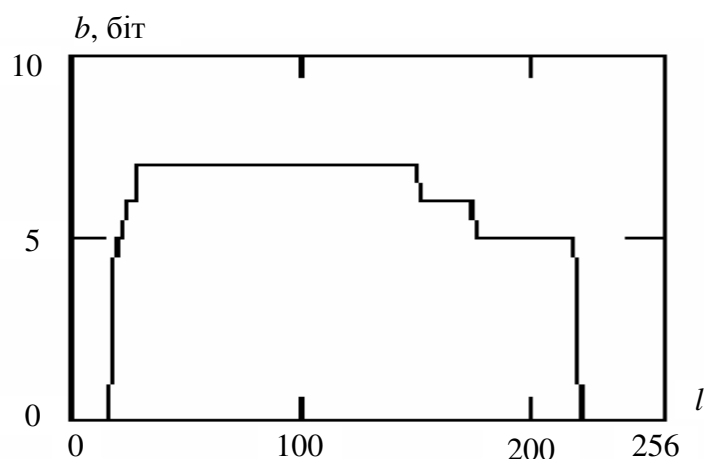


Рисунок 6.9 – Кількість бітів інформації, передаваних на несучих СП ОГС протягом послідовності каналів, для каналу К-2 (l - номер несучої)

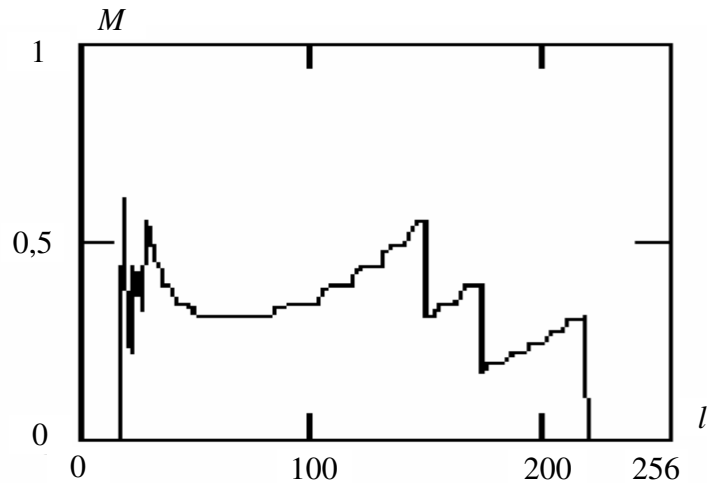


Рисунок 6.10 – Розподіл по несучих СП ОГС потужності передавача для каналу К-2 (l – номер несучої)

6.5 Алгоритм мінімізації ширини смуги частот, займаної груповим сигналом СП ОГС

Має сенс наступна оптимізаційна задача: при обмеженні потужності передаваного групового сигналу, заданих швидкості передавання інформації та ймовірності помилки на виході приймача мінімізувати ширину займаної груповим сигналом СП ОГС смуги частот. Для СП ОГС еквівалентом ширини смуги частот можна вважати загальне число використовуваних для передавання несучих.

Для вирішення цього завдання розроблено алгоритм знаходження оптимальних розподілів заданої потужності передавача та кількості передаваної по несучих СП ОГС інформації, що забезпечують мінімальну ширину смуги, займану груповим сигналом.

Ідея алгоритму полягає в пошуку (методом повного перебору) мінімального за кількістю несучих набору розташованих поспіль (сусідніх за частотою) несучих, при якому забезпечується необхідна швидкість передавання при заданій ймовірності помилки й сумарна потужність не перевищує заданого обмеження потужності.

Алгоритм передбачає наступну послідовність кроків (рис. 6.11):

1. Обчислити еквівалентний шум передавача $N_{\text{екв}}(l) = N(l)/H^2(l)$ на кожній несучій частоті, де l змінюється від 1 до n (n – кількість несучих частот), $N(l)$ – потужність шуму в кожному каналі СП ОГС, $H(l)$ – значення модуля передатної функції на частоті l -й несучої.

2. Задати число розташованих поспіль (сусідніх за частотою) несучих $width = 1$.

3. За поточної ширини смуги $width$ з усіх варіантів наборів несучих, що йдуть поспіль, визначити мінімальне значення потужності передаваного сигналу P_{total} , за якого досягається необхідна швидкість передавання інформації $vreq$. Значення P_{total} для кожного варіанту набору несучих визначаються за допомогою алгоритму мінімізації потужності, розглянутого в попередньому підрозділі. У якості вихідних даних для цього алгоритму вводиться поточна ширина $width$ і номер reg першої несучої з використовуваних в розглянутому наборі, а також значення потрібної швидкості передавання інформації $vreq$.

4. Якщо $P_{total} \leq P_{max}$, то перейти до кроку 8.

5. Збільшити ширину смуги $width = width + 1$.

6. Якщо $width \leq n$, то перейти до кроку 3.

7. Досягти необхідної швидкості $vreq$ при $P_{total} \leq P_{max}$ не вдалося. Кінець.

8. Швидкість $vreq$ при $P_{total} \leq P_{max}$ досягнута. Кінець.

На рисунках 6.12 – 6.15 подано результати моделювання алгоритму для СП ОГС с числом каналів $n = 256$, частотної характеристики загасання каналу К-2 (рис. 6.6), обмеження потужності передавача $P_{max} = 100$ умовних одиниць потужності, двох значень необхідної швидкості передавання – 9,6 кбіт/с і 19,2 кбіт/с, а також імовірності помилки $p = 10^{-5}$ на виході приймача при потужності адитивного білого гаусового шуму в смузі кожного каналу СП ОГС $4 \cdot 10^{-4}$ умовних одиниць потужності. Для того щоб досягти швидкості передавання 9,6 кбіт/с, потрібно використати 68 несучих (рис. 6.12 – 6.13), а для досягнення швидкості 19,2 кбіт/с – 169 несучих (рис. 6.14 – 6.15). Відповідно смуги частот дорівнюватимуть 1062,5 Гц і 2640,625 Гц.

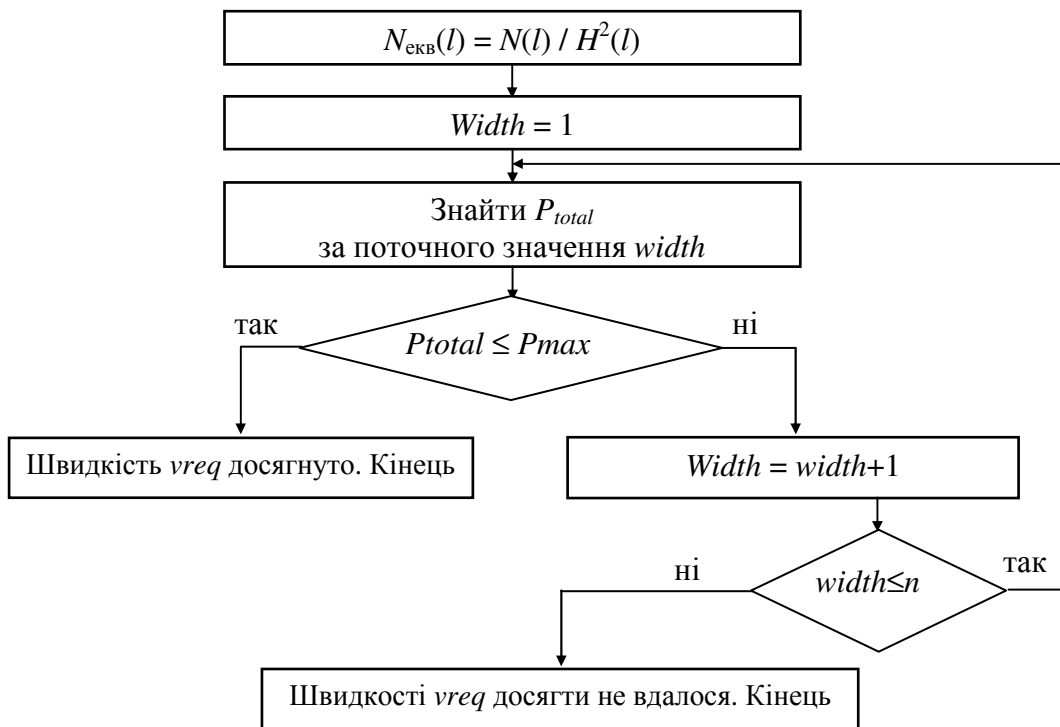


Рисунок 6.11 – Алгоритм мінімізації смуги частот, займаної груповим сигналом СП ОГС

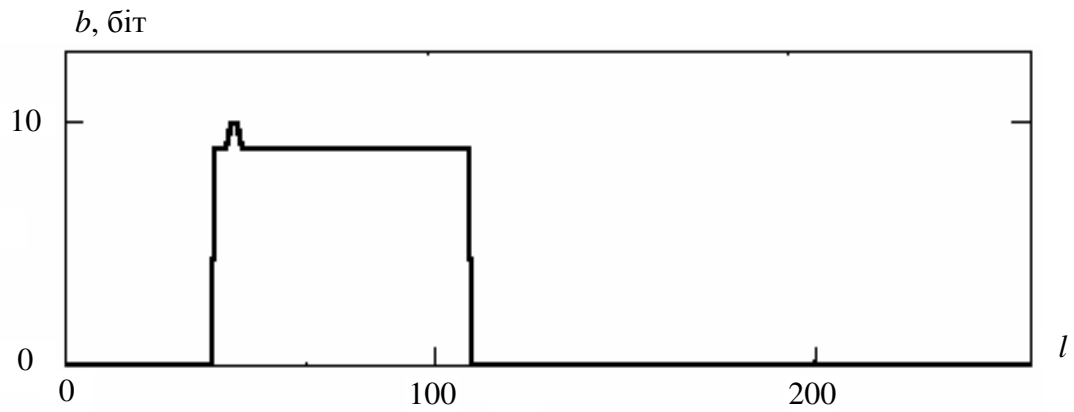


Рисунок 6.12 – Кількість бітів інформації, передаваних по несучих протягом посліди, для каналу К-2 (швидкість передавання – 9,6 кбіт/с, l – номер несучої)

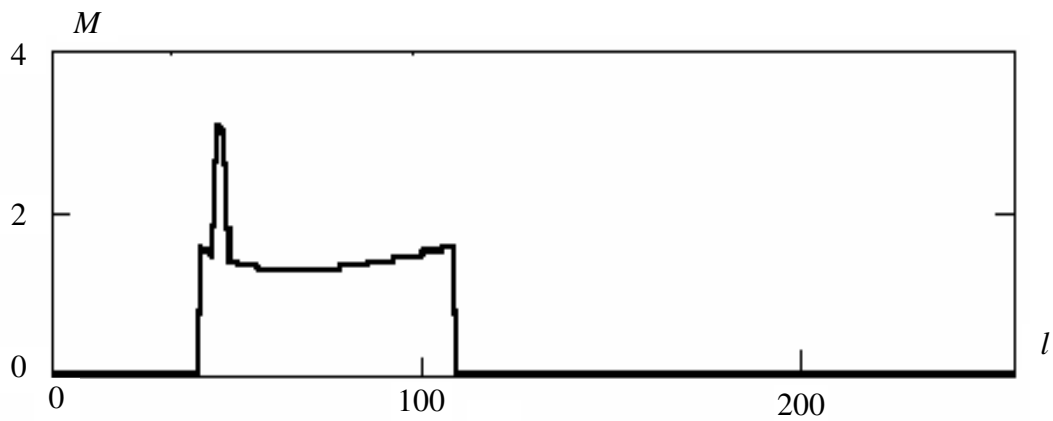


Рисунок 6.13 – Розподілення потужності передавача по несучих СП ОГС для каналу К-2 (швидкість передавання – 9,6 кбіт/с, l – номер несучої)

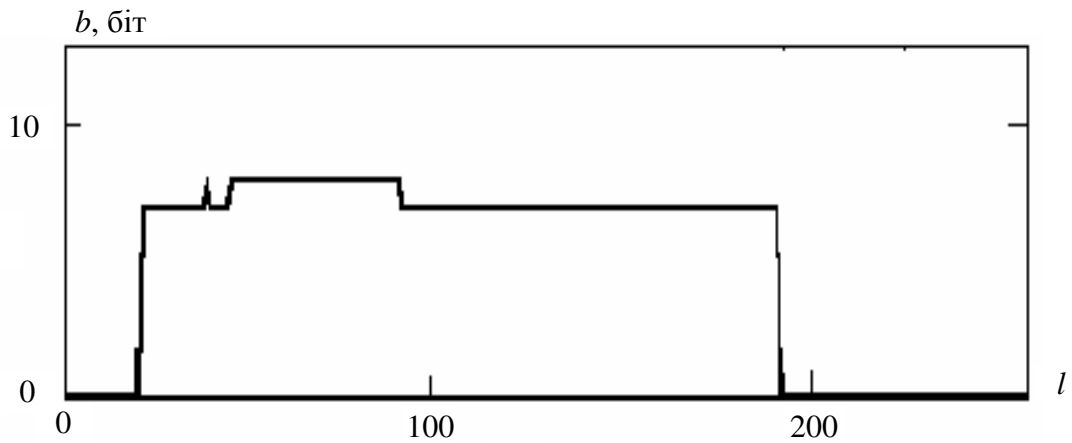


Рисунок 6.14 – Кількість бітів інформації, передаваних по несучих протягом послідовності, для каналу К-2 (швидкість передавання – 19,2 кбіт/с, l – номер несучої)

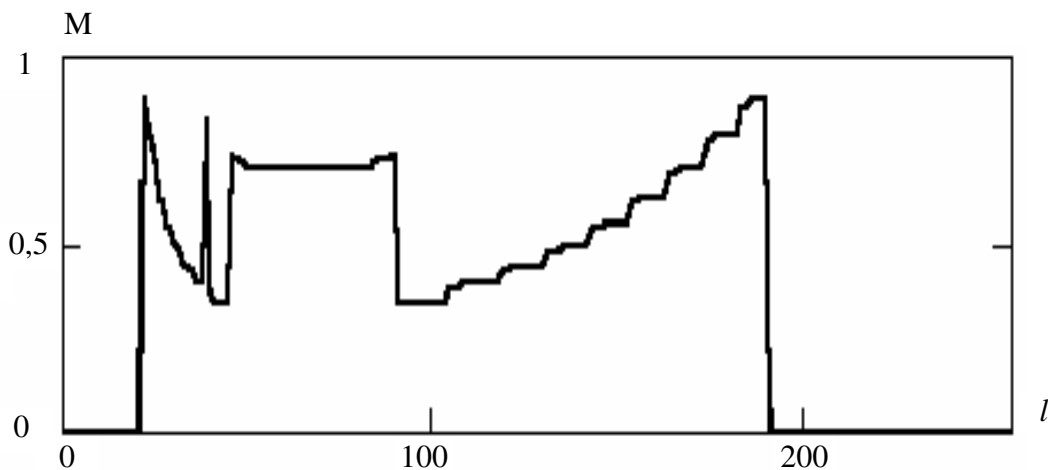


Рисунок 6.15 – Розподіл потужності передавача по несучих СП ОГС для каналу К-2 (швидкість передавання – 19,2 кбіт/с, l – номер несучої)

Наведені алгоритми дозволяють оптимізувати розподіл потужності передаваного сигналу по несучих СП ОГС та забезпечити за рахунок цього підвищення ефективності використання каналу передавання.

Питання та завдання до розділу 6

1. Які переваги структури лінійного сигналу СП ОГС?
2. Чим визначається максимальна швидкість передавання інформації, що передається по каналу передавання? Чому вона дорівнює (запишіть формулу)?
3. Що таке еквівалентний шум?
4. Який спектр лінійного сигналу забезпечує максимальну швидкість передавання?
5. Накресліть графік оптимальної спектральної густини потужності лінійного сигналу, за якої досягається максимальна швидкість передавання інформації по каналу передавання з АЧХ, наведеною на рис. 6.2.
6. Від чого залежить максимальна кількість бітів, що передаються упродовж тактового інтервалу на певній несучій? Наведіть формулу.
7. За яких критеріїв можливо здійснювати оптимізацію параметрів групового сигналу СП ОГС?
8. Провести аналіз розподілу по несучих СП ОГС потужності передавача в залежності від характеристик каналу (рис.6.3-6.8).
9. Дати пояснення результатів моделювання алгоритмів оптимізації параметрів групового сигналу СП ОГС (рис. 6.12-6.15).
10. Які переваги структури лінійного сигналу СП ОГС?
11. Чим визначається максимальна кількість інформації, що передається по каналу передавання? Чому вона дорівнює (запишіть формулу)?
12. Який спектр лінійного сигналу забезпечує максимальну швидкість передавання?

7 АЛГОРИТМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ В СП ОГС

7.1 Алгоритми перетворення сигналів в передавачі СП ОГС

Метод передавання інформації ортогональними гармонічними сигналами застосовується в системах передавання різного типу: від СП, призначених для роботи по кабельних лініях зв'язку, до СП мобільного зв'язку та мовного телебачення. Реалізація даного методу в цих системах зв'язку враховує специфіку каналів зв'язку, особливості технологій передавання цими каналами, і в силу цього СП відрізняються один від одного. Однак на фізичному рівні перетворення сигналів в різних СП включають практично загальні алгоритми, і можна говорити з певними уточненнями про узагальнені схеми передавача і приймача СП ОГС.

Далі в розділі розглянуто без строгого обґрунтування алгоритми перетворення сигналів в СП ОГС, передавач якої в основному відповідає Рекомендації МСЕ-T G. 992 (Asymmetrical digital Subscriber line (ADSL) transceivers. Приймачі-передавачі асиметричної цифрової абонентської лінії), а приймач синтезований авторами виходячи із загальних принципів приймання сигналів. Надалі для визначеності цей клас СП будемо позначати СП xDSL (Digital Subscriber Line) [59-63].

Опис алгоритмів наведено з метою більш глибоко відобразити специфіку реалізаційних аспектів СП ОГС.

7.1.1 Узагальнена структурна схема передавача СП ОГС

Структурна схема передавача СП ОГС наведена на рис. 7.1. Розглянемо призначення блоків передавача, а в наступних підрозділах також і зміст виконуваних ними алгоритмів. Блок мультиплексування об'єднує сигнали симплексних і дуплексних інформаційних каналів (їх число, в залежності від типу обладнання, може бути різним) з сигналами синхронізації, контролю та управління, адміністрування, експлуатації в послідовність синхронізованих єдиною тактовою частотою цифрових двійкових сигналів (даних), що підлягають передаванню. Сформована послідовність сигналів піддається незалежному CRC-кодуванню (CRC – Cyclic Redundancy Check – циклічний контроль за допомогою надлишкових кодів), скремблюванню та кодуванню кодом, що виправляє помилки, – ПКК-кодування (ПКК – пряме коригувальне кодування). Потім отримана послідовність сигналів піддається операції перемешування сигналів з метою зменшення групування помилок у прийнятому на приймальному боці сигналі. Отриманий цифровий потік піддається другому завадостійкому кодуванню, яке може об'єднуватися з модуляцією, утворюючи сигнально-кодові конструкції.

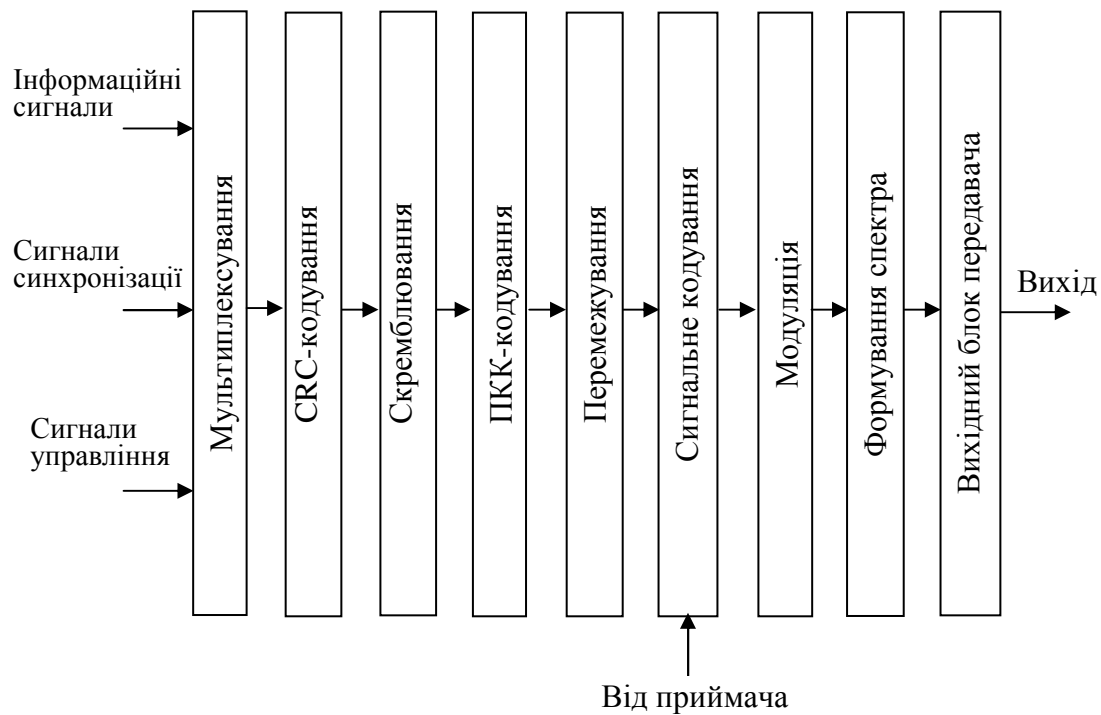


Рисунок 7.1 – Узагальнена структурна схема передавача СП ОГС

Цифровий сигнал, отриманий в результаті модуляції, піддається спектральному оброблянню з метою формування його спектру, перетворюється в аналоговий сигнал і поступає у вихідний блок передавача.

7.1.2 Циклічна надлишкова перевірка

Циклічна надлишкова перевірка (CRC-кодування, перевірка) використовується для внутрішньосистемних цілей СП і, в першу чергу, для контролю якості утвореного каналу зв'язку, що характеризується ймовірністю помилки під час передавання інформації. Для циклічної перевірки застосовується лінійне кодування інформаційної послідовності. Послідовність передаваних бітів розбивається на кадри певної довжини, для кожного з яких обчислюються перевірочні біти згідно з наступним алгоритмом:

$$\text{crc}(D) = M(D) D^n \bmod G(D), \quad (7.1)$$

де

$M(D) = m_0 D^{k-1} \oplus m_1 D^{k-2} \oplus \dots \oplus m_{k-3} D^2 \oplus m_{k-2} D \oplus m_{k-1}$ – поліном повідомлення ($m_0, m_1, \dots, m_{k-3}, m_{k-2}, m_{k-1}$ – коефіцієнти полінома повідомлення, що представляють собою передавані біти);

$G(D) = a_0 D^{n-1} \oplus a_1 D^{n-2} \oplus \dots \oplus a_{n-3} D^2 \oplus a_{n-2} D \oplus a_{n-1}$ – породжувальний поліном ($a_0, a_1, \dots, a_{n-3}, a_{n-2}, a_{n-1}$ – коефіцієнти породжувального полінома, які можуть приймати значення «0» або «1»);

$\text{crc}(D) = c_0 D^{n-1} \oplus c_1 D^{n-2} \oplus \dots \oplus c_{n-3} D^2 \oplus c_{n-2} D \oplus c_{n-1}$ – перевірочний поліном ($a_0, c_1, \dots, c_{n-3}, c_{n-2}, c_{n-1}$ – коефіцієнти перевірочного полінома, які можуть приймати значення «0» або «1»);

\oplus – означає додавання за модулем два (виключаюче «АБО»);

D^k – оператор затримки на k тактів.

Таким чином, $\text{сгс}(D)$ – це залишок від ділення $M(D) D^n$ на $G(D)$.

Наприклад, породжувальний поліном, рекомендований для CRC-перевірки Рекомендацією МСЭ-Т G. 991.2, представлений у вигляді:

$$G(D) = D^6 \oplus D \oplus 1.$$

Перевірочні біти $\text{сгс}(D)$ передаються на приймальний кінець. На прийманні для прийнятої інформаційної послідовності також обчислюється $\text{сгс}(D)$, що порівнюється з передаваним. За кількістю розбіжностей бітів в порівнюваних CRC-послідовностях судять про якість каналу зв'язку.

7.1.3 Скремблювання сигналу

У більшості СП використовується скремблювання передаваного двійкового сигналу. Скремблювання – це перетворення сигналу без внесення надмірності, що надає йому властивості псевдовипадкової послідовності. Скремблювання застосовується для двох основних цілей. По-перше, воно забезпечує незалежність спектральної густини потужності сигналу на виході передавача від передаваної інформації, що є важливим для запобігання спотворень сигналів через перевантаження каналу зв'язку та виконання вимог електромагнітної сумісності різних радіоелектронних систем. По-друге, скремблювання виключає наявність в прийнятому сигналі довгих послідовностей одиниць або нулів, що є умовою для нормальної роботи більшості алгоритмів адаптації систем автоматичного регулювання приймача СП.

Скремблювання здійснюється в передавачі шляхом безнадлишкового лінійного кодування передаваної послідовності двійкових сигналів в результаті проходження її через пристрій, який називається скремблером. На рис. 7.2 наведено приклад скремблера, а на рис. 7.3 – дескремблера – пристрою, що здійснює зворотне перетворення на прийманні.

Тут, як і раніше, \oplus – додавання за модулем 2; D - оператор затримки.

Робота скремблера, наведеного на рис. 7.2, описується алгоритмом:

$$d_n' = d_n \oplus d_{n-18} \oplus d_{n-23}, \quad (7.2)$$

де d_n – n -ий біт на вході скремблера;

d_n' – n -ий біт після операції скремблювання;

d_{n-18} – результуючий біт, затриманий на 18 тактів.

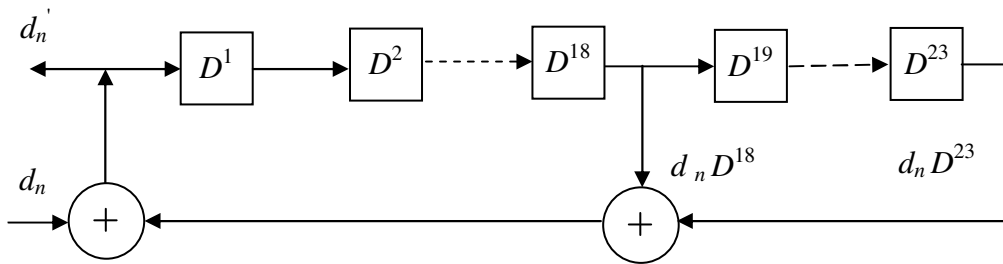


Рисунок 7.2 – Скремблер

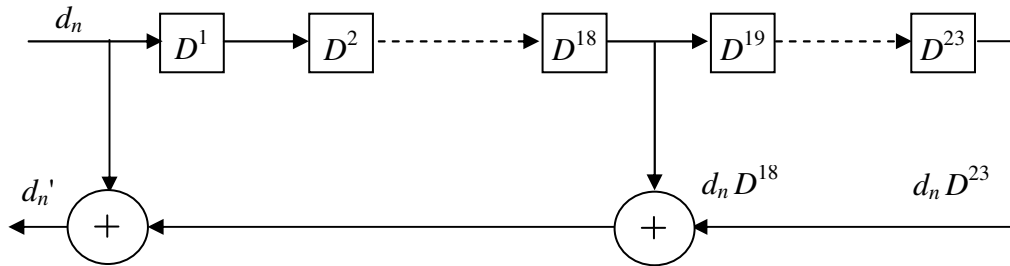


Рисунок 7.3 – Дескремблер

Зауважимо, що скремблер є рекурсивним (містить зворотний зв'язок) пристроєм, в той час як дескремблер (рис. 7.3) – нерекурсивним (зворотний зв'язок не містить). Наведена пара скремблера і дескремблера характеризується породжувальним поліномом $G(D)$:

$$G(D) = D^{23} + D^{18} + 1. \quad (7.3)$$

Коефіцієнти полінома (7.3) вказують на розташування відводів, де здійснюється операція підсумовування за модулем 2. Породжувальний поліном скремблера зазвичай вибирається таким чином, щоб забезпечити на виході псевдовипадкову послідовність максимальної довжини, коли на вхід скремблера поспіль йдуть нулі або одиниці. Іншими словами, послідовність максимальної довжини характеризує періодичність генерованої послідовності при незмінному сигналі на вході скремблера. Якщо коефіцієнти полінома обрані правильно, то зазвичай чим довше скремблер, тим більш тривалі послідовності максимальної довжини він виробляє. При цьому довжина послідовності максимальної довжини скремблера дорівнює $2^n - 1$, де n – порядок породжувального полінома скремблера.

Скремблер і дескремблер, зображені на рисунках 7.2 і 7.3, є такими, що самі синхронізуються: почавши працювати в довільному стані (тобто при довільних початкових сигналах в комірках скремблера/дескремблера), після закінчення певного проміжку часу дескремблер починає видавати правильно передавані двійкові символи. Крім того, помилка біта в каналі не буде катастрофічно розмножуватися після дескремблювання і призводити до значного збільшення кількості помилок на виході дескремблера. Цю властивість дескремблер має завдяки відсутності в ньому зворотного зв'язку. Однак дескремблер збільшує кількість помилок. Одна однобітова помилка на

вході дескремблера призводить до кількості однобітових помилок, що дорівнює числу відводів дескремблера. У показаному на рис. 7.3 прикладі одна однобітова помилка на вході виробляє три однобітових помилки на виході дескремблера. Це явище називають розмноженням помилок. Цей недолік скремблювання компенсується тими перевагами, які забезпечує скремблювання, і тому скремблювання широко застосовується в сучасній апаратурі зв'язку. У різних напрямках передавання використовуються різні породжувальні поліноми скремблювання.

7.1.4 Кодування з метою виправлення помилок

З метою виправлення помилок, що вносяться каналом зв'язку, передавана інформаційна послідовність піддається кодуванню. Кодування дозволяє за рахунок внесення певної надлишковості в передаваний сигнал знизити ймовірність помилки в прийнятому сигналі. Мірою спроможності коду до виправлення помилок служить виграш кодування, вимірюваний в децибелах. Так, наприклад, якщо виграш кодування становить 3 дБ, то це означає, що застосування кодування забезпечує таку саму ймовірність помилки в системі передавання, що й без кодування, але зі збільшеною вдвічі потужністю передаваного сигналу (тобто більшою на 3 дБ). В СП ОГС знайшли застосування каскадні коди, що використовуються спільно з модуляцією, які забезпечують виграш кодування до 9дБ.

Каскадні коди були введені Форні [65, 66] в якості методу практичної реалізації коду з великою довжиною блоку і відповідно високою коректувальною спроможністю. Ця мета досягається шляхом застосування декількох рівнів (каскадів) кодування. Найбільш поширеною є схема з двома рівнями кодування. Одним з кодів (він називається зовнішнім) зазвичай буває код Ріда – Соломона [67]; в якості внутрішнього застосовується один з ортогональних, коротких блокових, або згорткових кодів.

Основні принципи каскадного кодування з двома рівнями ілюструє рис.7.4.

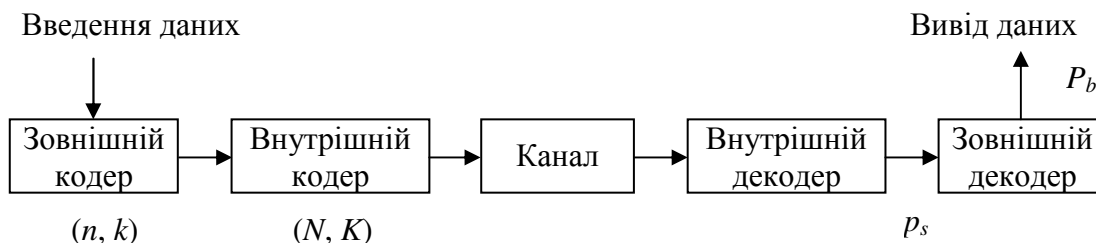


Рисунок 7.4 – Каскадне кодування

Передбачається, що зовнішній код є блоковим та його блок складається з n символів, причому k з них є інформаційними. Далі символи, що виходять з кодера зовнішнього коду, кодуються кодером внутрішнього коду. При цьому додаються $(N - K)$ перевірочних двійкових символів, так що довжина блоку внутрішнього коду дорівнює N .

На прийнятному кінці можуть використовуватися як жорсткі, так і м'які рішення. Результати цих рішень подаються на декодер внутрішнього коду. Цей декодер дає оцінку кожному символу зовнішнього коду з порівняно малою ймовірністю помилки p_s . Потім декодер зовнішнього коду виправляє помилки символів, приводячи до низької остаточної ймовірності помилки двійкового символу P_b . Хоча загальна довжина коду дорівнює nN , каскадування забезпечує таку структуру коду, що декодування може здійснюватися за допомогою двох декодерів для кодів з довжинами N і n відповідно. Це дозволяє істотно знизити складність декодування в порівнянні з тією, яка була б потрібна для отримання тієї самої ймовірності помилки при одному рівні кодування. В якості зовнішніх кодів, наприклад в СП xDSL Рекомендацією МСЭ-Т G. 992 стандартизовані для застосування коди Ріда – Соломона. Ці коди найбільш поширені, оскільки є кодами з максимальною відстанню ($d = n - k + 1$) і відносно просто реалізуються.

Кодування Ріда – Соломона було вперше описано в 1960 році. Ці коди є підмножиною циклічних кодів, які, в свою чергу, є підмножиною блокових недвійкових кодів БЧХ, названих на честь Боуза, Рея – Чаудхурі і Хоквінгема, які незалежно винайшли їх приблизно в 1960 році [67].

Коди Ріда – Соломона, що застосовуються в СП xDSL, використовують арифметику полів Галуа – GF(D) (Galois Field), де $D = 2^m$, m – позитивне число більше за одиницю. Коди Ріда – Соломона (n, k) визначені на всіх m -бітових символах за всіх n і k , для яких

$$0 < k < n < 2^m + 2,$$

де k – число інформаційних бітів, що підлягають передаванню, а n – число кодових символів у кодованому блоці. Для більшості кодів Ріда – Соломона

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t),$$

де t – кількість помилкових бітів у символі, що може виправити код, а $n - k = 2t$ – перевірочних символів. Правила арифметики в GF(D) визначають результати, коли два символи додаються, віднімаються, помножуються або діляться. Ці правила відрізняються від правил в десяткових системах числення.

Результатом кодування Ріда – Соломона є кодові слова, що складаються з фіксованої кількості m -бітових інформаційних символів і фіксованої кількості m -бітових перевірочних символів.

У загальному випадку кількість символів, які може виправляти декодер Ріда – Соломона, дорівнює половині використовуваних m -бітових перевірочних символів.

Для формування кодового блоку символів Ріда – Соломона розміром $n = k + r$ символів до k інформаційних символів $m_0, m_1, \dots, m_{k-2}, m_{k-1}$ мають додаватися r перевірочних надлишкових символів $c_0, c_1, \dots, c_{r-2}, c_{r-1}$. Перевірочні символи обчислюються з інформаційної послідовності символів наступним чином:

$$C(D) = M(D) D^r \text{ mod } G(D), \quad (7.4)$$

де

$M(D) = m_0D^{k-1} \oplus m_1D^{k-2} \oplus \dots \oplus m_{k-1}D \oplus m_k$ – поліном повідомлення,

$C(D) = c_0D^{r-1} \oplus c_1D^{r-2} \oplus \dots \oplus c_{r-2}D \oplus c_{r-1}$ – перевірочний поліном,

$G(D) = \Pi(D \oplus a^i)$ – утворюючий поліном коду Ріда – Соломона, де індекс добутку змінюється від $i = 0$ до $i = r - 1$. Таким чином, $C(D)$ – це залишок від ділення $M(D) D^r$ на $G(D)$.

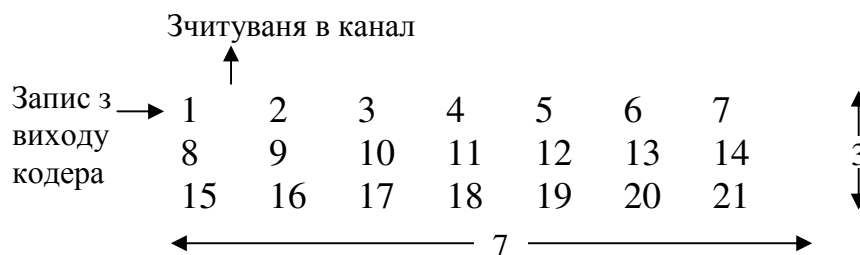
7.1.5 Перемежування сигналів

В якості внутрішнього коду в СП ОГС, як правило, використовуються згорткові коди з алгоритмом декодування Вітербі. Однак помилки на виході декодера Вітербі зазвичай групуються в пакети, так що помилки в послідовних символах, що надходять на декодер коду Ріда – Соломона, будуть корельовані. Це знижує ефективність зовнішнього кодування, тому застосовується перемежування символів в передаваній послідовності на передавальному боці і відновлення вихідного порядку проходження символів на приймальному боці. В цьому випадку пачки помилок, що виникли у прийнятій послідовності сигналів, після відновлення порядку проходження розподіляються рівномірно по прийнятому кодовому блоку. Перемежування повинно бути таким, щоб ніякі два символи на виході декодера Вітербі, відстань між якими менше глибини перемежування, не належали одному кодовому слову Ріда – Соломона.

В основному застосовуються два типи перемежування: блочне перемежування та згорткове. Блочне перемежування передаваних двійкових символів (бітів) виконується за наступним правилом (див. табл. 7.1). Двійкові символи передаваного блоку, які надходять на вхід блоку перемежування, в порядку надходження записуються по рядках у таблицю розмірністю $n \times b$, де n – число рядків таблиці, b – число стовпців, а число $n \times b$ дорівнює кількості символів у блоці.

Таблиця 7.1 ілюструє приклад блочного перемежування з глибиною перемежування $n = 3$ і проміжком перемежування $b = 7$.

Таблиця 7.1 – Блочне перемежування з глибиною 3 і проміжком 7



Числа в таблиці означають порядок, в якому передавані символи надходять на вхід блоку перемежування. Таким чином, символи записуються

по рядках, а зчитуються по стовпцях. Отже, порядок бітів, що надходять у канал зв'язку, буде наступним: 1, 8, 15, 2, 9, 16, 3, 10, 17,

Таблиця 7.2 ілюструє операцію, зворотну блочному перемежуванню, при $n = 3$ і $b = 7$. У цьому випадку біти, що надійшли з каналу, записуються в таблицю по стовпцях, а зчитуються по рядках. Порядок бітів в рядках тепер буде відповідати вихідному, і біти в цьому порядку будуть зчитуватися з таблиці і надходити на блок декодера.

Таблиця 7.2 – Операція зворотного перемежування з глибиною 3 і проміжком 7

	Запис з каналу							
	↓							
	←	1	2	3	4	5	6	7
		8	9	10	11	12	13	14
		15	16	17	18	19	20	21
Зчитування до блоку декодування								

Перемежування з такими параметрами ($n = 3$ і $b = 7$) може застосовуватися для каналу зв'язку, в якому довжина послідовностей помилок не перевищує трьох бітів. У цьому випадку пачка з трьох помилок на виході блоку зворотного перемежування рівномірно розподіляється по прийнятому кодовому блоку, і помилки, що виникли, можуть бути ефективно виправлені кодом. Проте в реальних каналах зв'язку тривалість пачок помилок може значно перевищувати три, тому практично використовується перемежування з більшими значеннями параметрів n і b . Платою за виправлення породжуваних каналом помилок є внесена в процес передавання інформації затримка, що дорівнює $(2 \times n \times b)$ біт, яка для низки застосувань строго нормується, що потребує пошуку компромісу між величинами допустимої затримки і допустимої ймовірності помилок.

У цьому плані згорткове перемежування є більш ефективним щодо вимог до пам'яті і величини затримки способом боротьби з групуванням помилок, ніж блочне. Табл. 7.3 ілюструє згорткове перемежування з розміром кодового слова $b = 7$ і глибиною $n = 3$.

Таблиця 7.3 – Згорткове перемешування з глибиною перемешування $n = 3$ і з розміром кодового слова $b = 7$

Зчитування з таблиці

Запис в таблицю	V_1^1	V_2^1	V_3^1	V_4^1	V_5^1	V_6^1	V_7^1	V_1^4	V_2^4	V_3^4	..
	•	V_1^2	V_2^2	V_3^2	V_4^2	V_5^2	V_6^2	V_7^2	$V_{1_1}^5$	V_2^5	..
	•	•	V_1^3	V_2^3	V_3^3	V_4^3	V_5^3	V_6^3	V_7^3	V_1^6	..
• – від попередніх кодових слів											

У цьому прикладі верхні індекси біта V є номером кодового слова, до якого належить V . Нижні індекси – це номер біта всередині кодового слова. Кодові слова знову записуються по рядках і зчитуються по стовпцях. Різниця між цією схемою і схемою блочного перемешування полягає в тому, що при згортковому перемешуванні кодові слова починаються не в тому самому стовпці, як це відбувається при блочному перемешуванні, а в різних. До того ж рядки не мають кінця. Глибина і довжина перемешування визначають, куди буде записуватись наступне кодове слово – в наступний рядок або у верхній рядок.

Таблиця 7.4 ілюструє операцію, зворотну згортковому перемешуванню, здійснювану в приймачі.

Таблиця 7.4 – Зворотне згорткове перемешування з глибиною $b = 3$ та розміром кодового слова $n = 7$

Запис в таблицю

Зчитування з таблиці	V_1^1	V_2^1	V_3^1	V_4^1	V_5^1	V_6^1	V_7^1	V_1^4	V_2^4	V_3^4	..
	•	V_1^2	V_2^2	V_3^2	V_4^2	V_5^2	V_6^2	V_7^2	$V_{1_1}^5$	V_2^5	..
	•	•	V_1^3	V_2^3	V_3^3	V_4^3	V_5^3	V_6^3	V_7^3	V_1^6	..
• – від попередніх кодових слів											

Тут біти записуються по стовпцях і зчитуються по рядках, після чого надходять на блок завадостійкого кодування. При зворотному згортковому перемешуванні з кожного рядка таблиці спочатку зчитується тільки одне кодове

слово, а потім те саме відбувається в наступному рядку. Це здійснюється доти, доки не зчитається кодове слово з останнього рядка таблиці. Після цього знову відбувається зчитування першого рядка, починаючи з першого, не зчитаного раніше біта.

Згорткове перемешування може розподіляти кодове слово довжини n по інтервалу nb , вносячи затримку тривалістю $(n - 1)b$ біт.

Зазначимо, що розглянуті приклади перемешування оперують бітами (глибина і розмір кодового слова виражаються в бітах). Однак багато схем кодування працюють на рівні байтів (наприклад, коди Ріда – Соломона, що діють в $GF(256)$) або взагалі на рівні символів. Природно, що схеми перемешування, які застосовуються в комплексі з працюючими на байтовому або символічному рівні кодами, зазвичай функціонують також на рівні байтів або символів. Наприклад, якщо взяти розмір кодового слова, що дорівнює семи байтам, то перемешування відбуватиметься на рівні байтів, а внесена згортковим перемешуванням затримка становитиме nb байт.

Слід зауважити, що можливі й інші типи перемешування, наприклад псевдовипадкове перемешування.

7.1.6 Згорткове кодування

В якості внутрішніх кодів в СП ОГС застосовуються згорткові коди, які використовуються спільно з модуляцією, реалізуючи сигнально-кодові конструкції [14, 15].

Згорткове кодування здійснюється шляхом пропускання передаваної інформаційної послідовності через лінійний регістр зсуву зі скінченим числом станів. У загальному випадку регістр зсуву складається з k -бітових комірок та лінійного перетворювача, що складається з n функціональних генераторів і виконує алгебраїчні функції, як показано на рис. 7.5 (\oplus , як і раніше, означає додавання за модулем 2).

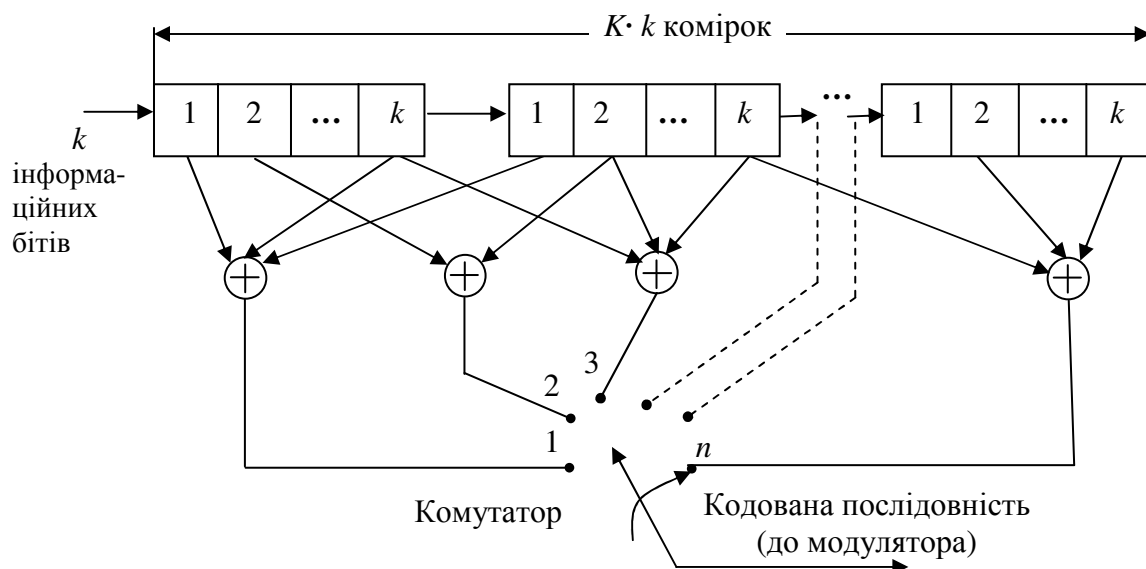


Рисунок 7.5 – Узагальнена схема згорткового кодера

Вхідні дані кодера, які вважаються двійковими, просуваються уздовж регістра зсуву по k біт за такт. Число вихідних бітів для кожної k -бітової вхідної послідовності дорівнює n . Отже, кодова швидкість, визначена як $R_c = k/n$, є швидкістю блокового коду. Параметр K називається кодовим обмеженням згорткового коду.

Для прикладу розглянемо згортковий кодер зі швидкістю коду $2/3$ ($K = 2$, $k = 2$, $n = 3$), показаний на рис. 7. 6.

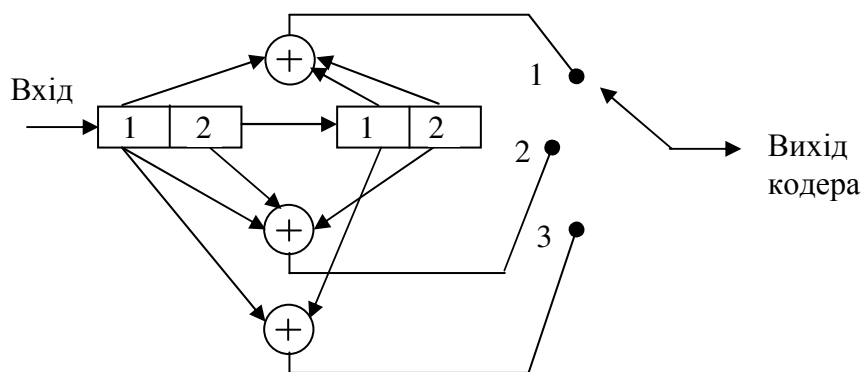


Рисунок 7.6 – Згортковий кодер з $K = 2$, $k = 2$, $n = 3$

У цьому кодері щоразу два біти надходять на вхід регістрів зсуву, а на виході генеруються три біти. Генератори визначаються векторами:

$$g_1 = [1011], g_2 = [1101], g_3 = [1010].$$

Є три альтернативних методи, які часто використовуються для описування згорткового коду: деревоподібна діаграма, гратчаста діаграма і діаграма станів. Для прикладу деревоподібна діаграма для згорткового кодера (рис. 7.6) показана на рис. 7.7.

Перші два вхідних біти кодера можуть бути: 00, 01, 10 або 11. Відповідні три вихідних біти при обнуленому спочатку регістрі кодера будуть 000, 010, 111, 101. Коли наступна пара вхідних бітів входить в кодер, перша пара пересувається в наступну комірку. Відповідні вихідні біти залежать від пари бітів, що перемістилися в другу комірку, і нової пари вхідних бітів. Отже, деревоподібна діаграма для цього коду, яка показана на рис. 7.7, має чотири гілки на вузол, відповідні чотирьом можливим парам вхідних символів. Оскільки кодове обмеження кодера $K = 2$, дерево починає повторюватися після другого кроку. Як показано на рис. 7.7, всі гілки, що виходять з вузла, позначеного a (стану a), дають ідентичні виходи.

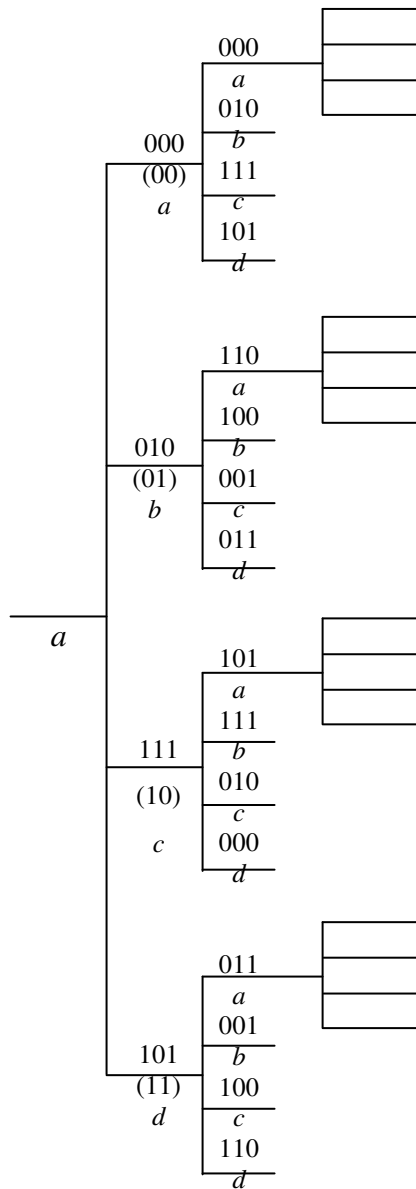


Рисунок 7.7 – Деревоподібна діаграма для згорткового коду з параметрами $K = 2$, $k = 2$, $n = 3$

Шляхом злиття вузлів, які мають однакову назву, ми отримуємо ґратку¹, показану на рис. 7.8.

¹ У зв'язку з цим згорткові коди називають також ґратчастими (trellis code)

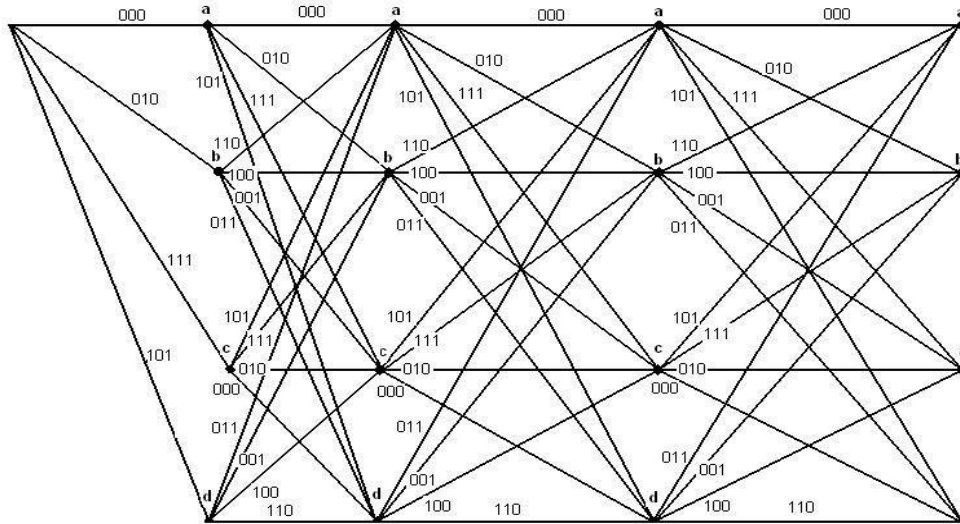


Рисунок 7.8 – Гратчаста діаграма для згорткового коду з параметрами $K = 2, k = 2, n = 3$

Зазначимо, що згортковий код зі швидкістю k/n і кодовим обмеженням K характеризується $2k$ гілками, що виходять від кожного вузла на деревоподібній діаграмі. Гратка і діаграма станів (кожна з них) мають $2^{k(k-1)}$ можливих станів. Є 2^k гілок, що входять у кожний стан, і 2^k гілок, що залишають кожний стан (для гратки та дерева це вірно після настання встановленого режиму).

На рис. 7.9 показаний згортковий кодер зі швидкістю $1/2$ і довжиною обмеження 3.

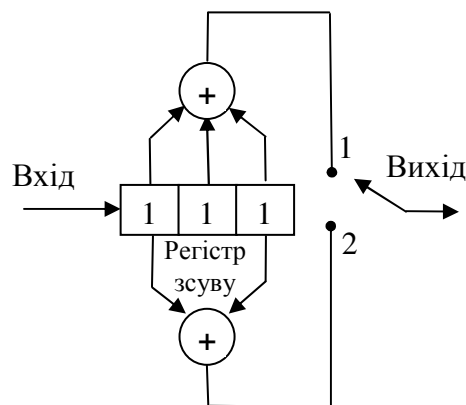


Рисунок 7.9 – Згортковий кодер зі швидкістю $1/2$

У таблиці 7.5 наведено значення виходів кодера, що відповідають деякій вхідній послідовності, наведеній у верхньому рядку таблиці.

Таблиця 7.5 – Вхідні і вихідні сигнали згорткового кодера рис.7.9

Вхід	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1									
Вихід	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1

Гратка, що характеризує роботу розглянутого згорткового кодера, наведена на рис. 7.10. Кожен вузол гратки представляє собою стан кодера. До кожного стану ведуть дві лінії, і з кожного стану виходять дві лінії. Коли на вхід кодера надходить черговий біт інформації, відбувається перехід між поточним станом і новим станом. Лінія, що з'єднує поточний і новий стан, буде суцільною, якщо на вхід кодера надійшов 0, і пунктирною, якщо – 1. Двобітовий підпис на кожному переході характеризує вихід кодера після того, як стався цей перехід.

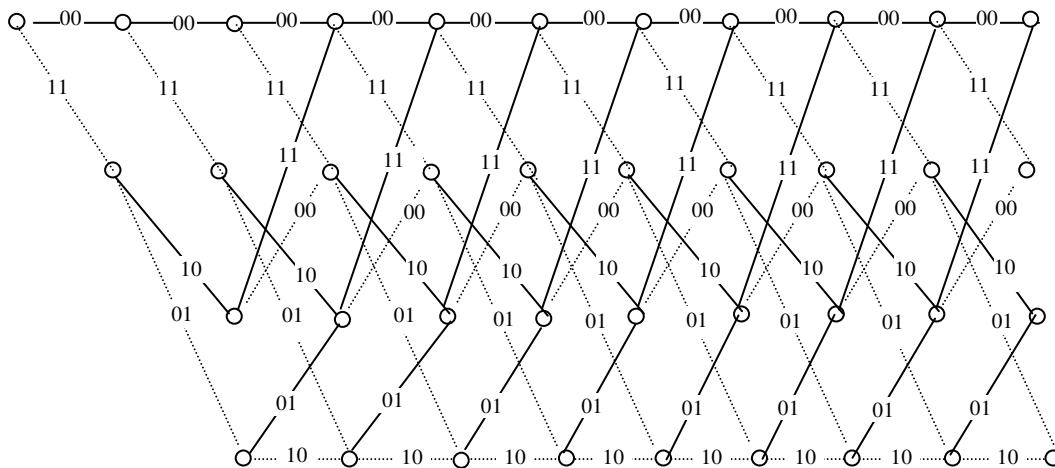


Рисунок 7.10 – Діаграма, що характеризує роботу згорткового кодера зі швидкістю 1/2

Декодування згорткових кодів виконується за алгоритмом Вітербі за допомогою гратки, яка описує роботу кодера. Сутність алгоритму Вітербі полягає в наступному. Кожному переходові (шляху) між вузлами гратки відповідає певна допустима комбінація бітів на виході кодера. Декодер на кожному тактовому інтервалі обчислює відстань у прийнятій метриці, наприклад у метриці Хемінга, від прийнятої з можливими помилками комбінації бітів до всіх комбінацій бітів, відповідних переходам між вузлами гратки. Ці відстані називають метриками шляхів. Метрики шляхів, обчислені на кожному тактовому інтервалі, підсумовуються, утворюючи метрику складеного шляху. При цьому виконується правило, відповідно до якого з усіх шляхів, що надходять в один вузол, таким, що «вижив», вважається той, який має мінімальну метрику. Так, наприклад, для випадку гратки, наведеної на рис.

7.10, такими, що «вижили», на кожному такті будуть чотири шляхи зі своїми метриками. Із зростанням кількості тактів приймання відстані між шляхами, що «вижили», збільшуються, і при деякому значенні алгоритм приймає рішення про вибір шляху з найменшою метрикою. Біти, що відповідають цьому шляху, видаються на вихід декодера, а процес декодування продовжується.

7.1.7 Сигнально-кодові конструкції

Кодування призводить до збільшення необхідної швидкості передавання каналом зв'язку, яке в каналах зв'язку без обмеження смуги частот забезпечується за рахунок розширення смуги частот передаваного сигналу. У каналах зв'язку, смуга частот яких жорстко обмежена, збільшення швидкості передавання здійснюється за рахунок збільшення числа позицій сигналів-переносників. Так, наприклад, замість дворівневої АІМ, яка застосовується для передавання некодованої інформаційної послідовності, для передавання цієї послідовності, кодованої кодом зі швидкістю $\frac{1}{2}$, необхідно використовувати вже як мінімум чотирирівневу АІМ. Але це потягне за собою необхідність збільшення потужності передаваного сигналу приблизно на 4 дБ за умови збереження колишньої ймовірності помилки. Отже, застосовувати кодування має сенс лише у випадку, якщо виграш за його рахунок перевищує втрати, в даному випадку ці 4 дБ. Дослідження показали, що при незалежному від модуляції кодуванні для отримання прийняттого виграшу кодування необхідні потужні коди, що вимагають значних витрат на декодування. Вихід було знайдено на шляху об'єднання кодування з модуляцією. Операція модуляції розглядається спільно з операцією кодування з метою збільшення мінімальної евклідової відстані між парами кодованих сигналів. За такого підходу при досить простих кодах досягається прийнятний виграш кодування. Результат такого об'єднання називають сигнально-ковою конструкцією (СКК). В основі побудови СКК покладено запропонований Унгербоеком в 1982 році метод відображення кодових символів у сигнальні точки [68].

В основі відображення лежить послідовне розділення точок сигнального сузір'я на піднабори-підансамблі, що містять удвічі менше число точок з відповідно більшою мінімальною відстанню між ними.

Продемонструємо цей підхід на прикладі поділу фазомодульованого восьмисигнального ансамблю сигналів ФМ-8 (рис. 7.11).

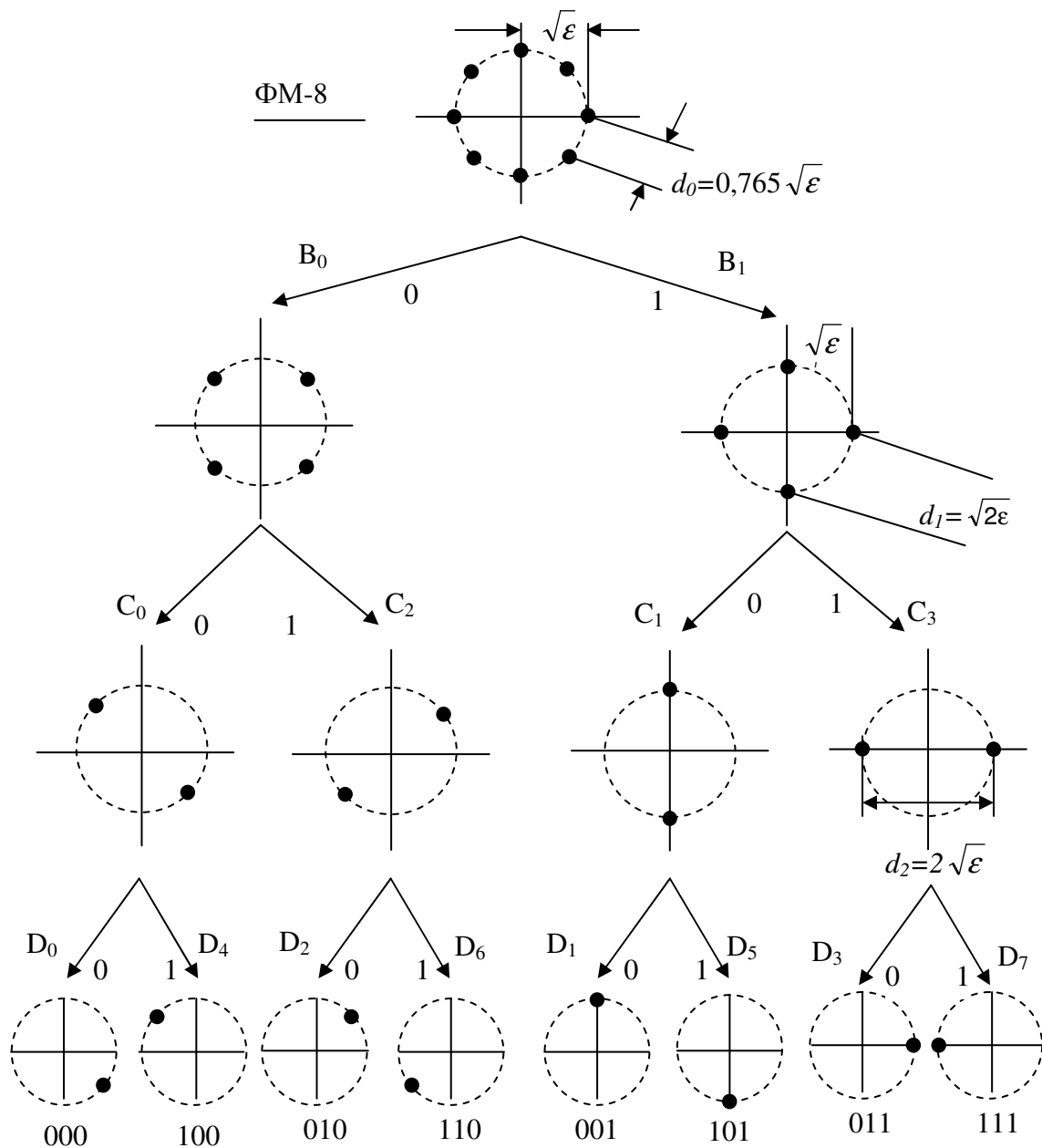


Рисунок 7.11 – Поділ ансамблю сигналів ФМ-8 на підансамблі

При першому розподілі вісім точок ансамблю ФМ-8 поділяються на два підансамблі з чотирьох точок у кожному так, що мінімальна відстань між точками збільшується від $d_0 = 0,765\sqrt{\epsilon}$ до $d_1 = \sqrt{2}\epsilon$. На другому рівні поділу кожен з двох підансамблів знову поділяється на два підансамблі з двох точок, і мінімальна відстань при цьому збільшується до $d_2 = 2\sqrt{\epsilon}$. У результаті вийшло чотири підансамблі з двома точками в кожному. Нарешті, остання ступінь поділу веде до восьми підансамблів, де кожен підансамбль складається з єдиної точки. Зауважимо, що кожен рівень поділу збільшує мінімальну евклідову відстань між сигнальними точками.

Іншим прикладом, який ілюструє підхід Унгербоєка, є поділ сигнального сузір'я КАМ-16 (рис. 7.12).

Шістнадцятиточкове сигнальне сузір'я спочатку поділяється на два підансамблі, як показано на рисунку 7.12. Мінімальна відстань між сигнальними точками збільшується під час першого поділу з $2\sqrt{\varepsilon}$ до $2\sqrt{2\varepsilon}$. Подальше поділення двох підансамблів веде до подальшого збільшення евклідової відстані між сигнальними точками. Для прямокутного сигнального сузір'я кожен рівень поділу збільшує мінімальну евклідову відстань в $\sqrt{2}$ раз, тобто $d_{i+1}/d_i = \sqrt{2}$ для всіх i .

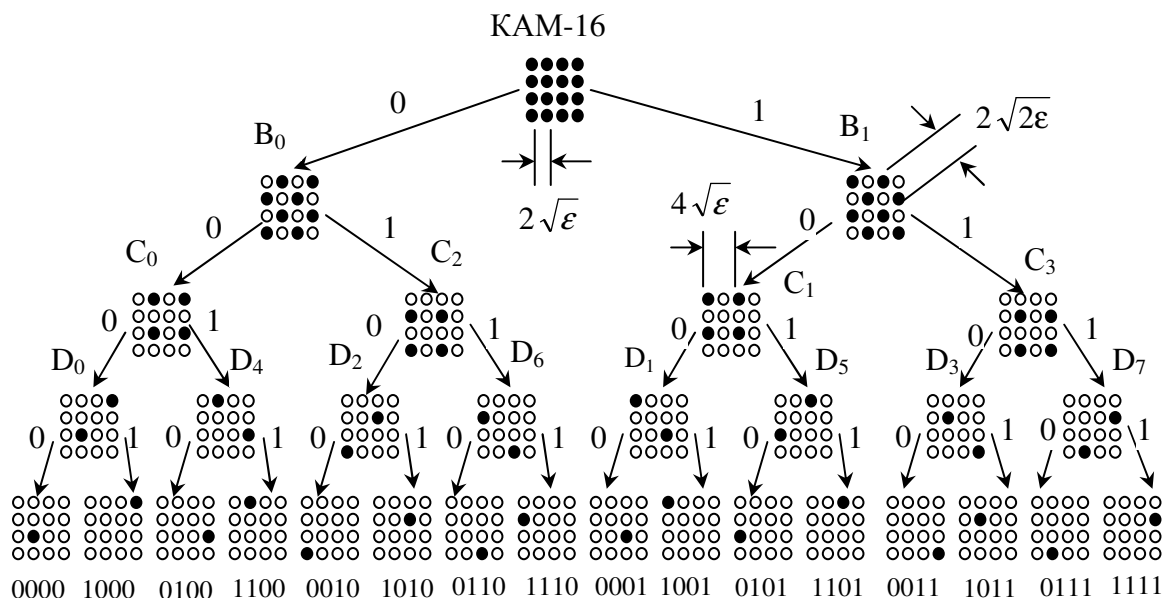


Рисунок 7.12 – Поділ ансамблю сигналів КАМ-16 на підансамблі

У цих двох прикладах поділення ведеться доти, доки кожен підансамбль не буде містити тільки одну сигнальну точку. Загалом, це не завжди необхідно. Наприклад, сигнальне сузір'я 16-точкової КАМ можна поділити тільки двічі, щоб отримати чотири підансамблі з чотирма сигнальними точками в кожному. Аналогічно сигнальне сузір'я восьмифазової ФМ можна поділити двічі, щоб отримати чотири підансамблі з двома сигнальними точками в кожному.

Сенс такого поділу полягає в тому, що воно дає можливість піддавати кодуванню лише ті двійкові символи, яким відповідають сигнальні точки сузір'я, що знаходяться на близьких відстанях, в силу чого вони найбільш схильні до впливу шумів і помилково декодуються. Некодовані біти, наприклад, у разі сигнального сузір'я КАМ визначають квадрант або частину квадранта, в якій буде знаходитись сигнальна точка. Кодовані біти є наймолодшими бітами в КАМ-символі, що визначають координати сусідніх точок сузір'я. Кодування наймолодших бітів зменшує ймовірність того, що сусідні точки сузір'я будуть неправильно декодуватись (це найбільш поширений тип помилок у КАМ).

Алгоритм кодування показаний на рис. 7.13.

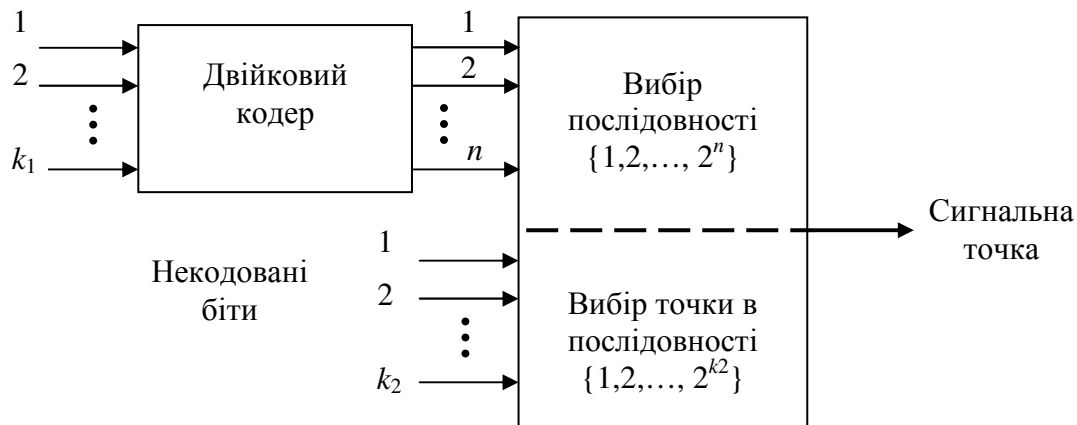


Рисунок 7.13 – Загальна структура комбінованого кодера/модулятора

Блок з m інформаційних символів поділяється на дві групи довжиною k_1 і k_2 ; k_1 символів перекоднуються в n символів, в той час як k_2 символів залишаються некодованими. Потім n символів кодера використовуються для вибору одного з 2^n можливих підансамблів в поділеному ансамблі сигналів, в той час як k_2 символів використовуються для вибору однієї з 2^{k_2} сигнальних точок у кожному підансамблі. Якщо $k_2 = 0$, всі m інформаційних символів кодуються. В якості коду може бути використаний, в принципі, будь-який код, що виправляє помилки. Однак поширення в сигнально-кодових конструкціях отримали згорткові коди.

На рис. 7.14 наведено приклад використання згорткового коду зі швидкістю 1/2 для кодування одного інформаційного символу двобітрової послідовності, в той час як другий інформаційний символ залишається некодованим.

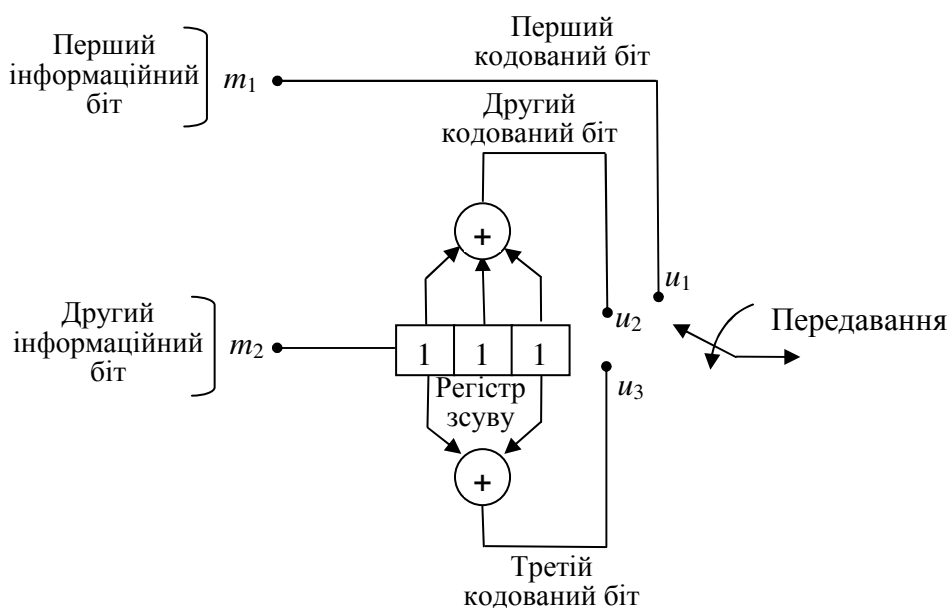


Рисунок 7.14– Кодер СКК зі швидкістю кодування 2/3

В результаті такого перетворення передаваної послідовності утворюється трибітова послідовність, для передавання якої необхідно восьмиточкове сигнальне сузір'я, наприклад восьмифазова ФМ або восьмиточкова КАМ або АІМ. Два кодовані символи використовуються для вибору одного з чотирьох підансамблів сигнального сузір'я, в той час як інформаційний символ, що залишився, використовується для вибору однієї з двох точок всередині кожного підансамблю.

Гратчасту діаграму, що описує схему кодера, наведено на рис 7.15. Коди станів (a, b, c, d) відповідають вмісту двох крайніх правих розрядів регістра зсуву. Паралельні переходи на гратці зумовлені некодованими бітами; некодований біт представлений крайнім лівим бітом кожного переходу гратки. У кожному стані кодера починається чотири переходи: два верхніх переходи – від пари вхідних інформаційних бітів m_1, m_2 , що дорівнюють 00 і 10; два нижніх переходи виникають від пари бітів: 01 і 11. Схема кодера визначає, які кодові слова з'являються на переходах гратки, а розробник системи тільки надає сигнали переходам.

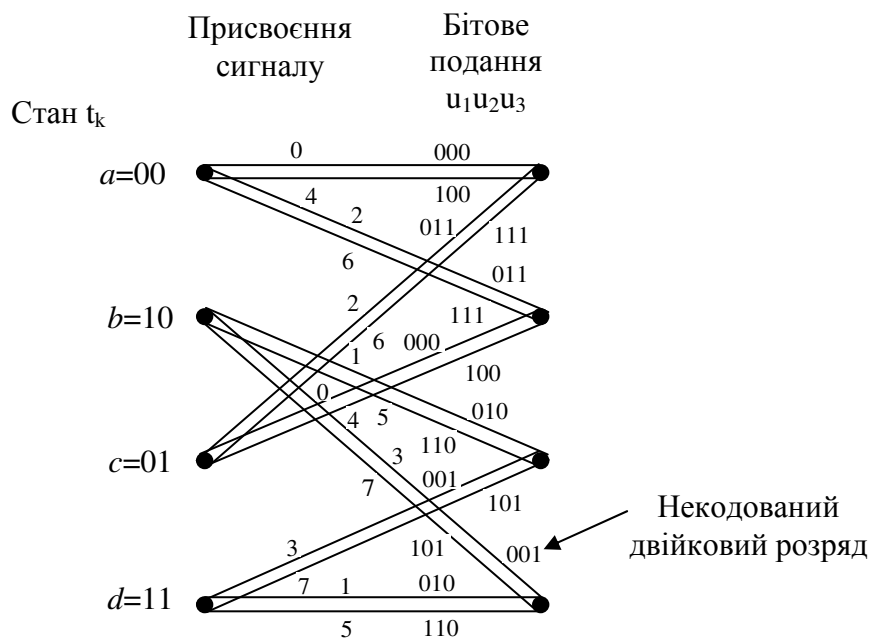


Рисунок 7.15 – Гратчаста діаграма кодера СКК зі швидкістю кодування 2/3

7.1.8 Модуляція і формування спектра

В результаті виконання алгоритму сигнального кодування, яке, підкреслимо, здійснюється індивідуально для кожної несучої СП з урахуванням розподілу потужності передавача по несучих (див. розділ 5), формується (див. розділ 2) на p -му тактовому інтервалі комплексна послідовність, що передається:

$$S(m)_p = a_{mp} + ib_{mp}, m = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (7.5)$$

Модуляція несучих (формування групового сигналу на тривалості тактового інтервалу) здійснюється шляхом обчислення зворотного ДПФ послідовності (7.5):

$$s(n)_p = \sum_{m=0}^{N-1} S(m)_p e^{i \frac{2\pi mn}{N}}, n = 0, 1, 2, \dots, N-1, p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7.6)$$

Отриманий груповий цифровий сигнал доповнюється періодичними відліками на захисному інтервалі.

Формування спектра сигналу завершують операції цифро-аналогового перетворення і фільтрації групового сигналу.

7.2 Алгоритми перетворення сигналів у приймачі СП ОГС

7.2.1 Узагальнена структурна схема приймача СП ОГС

Демодуляція групового сигналу n -канальної СП ОГС здійснюється шляхом обчислення $2n$ коефіцієнтів кореляції вхідного сигналу з когерентними опорними сигналами приймача (проекцій групового сигналу на опорні осі приймача).

Формування когерентних опорних сигналів, компенсація лінійних частотних спотворень групового сигналу, що вносяться каналом зв'язку, визначення оптимального положення інтервалу кореляційної обробки і обчислення коефіцієнтів кореляції сигналу з опорними є основними функціями приймача СП ОГС. Реалізація цих функцій відбиває специфіку використовуваного методу передавання і побудови групового сигналу СП ОГС.

Узагальнена структурна схема приймача, що відображає послідовність виконання та взаємозв'язок алгоритмів оброблення групового сигналу СП ОГС, які виконуються в приймачі в процесі демодуляції сигналу, наведено на рис. 7.16. Розглянемо коротко основні характеристики наведених на рис. 7.16 алгоритмів, а більш детальний опис найважливіших алгоритмів, що відображають специфіку приймача СП ОГС, буде надано в наступних підрозділах. Зазначимо, що залежно від типу СП, структурна схема конкретної СП може містити додатково або не містити деякі блоки поряд з тими, що наведені на рис. 7.16.

Аналоговий груповий сигнал $s(t)$, що надходить на вхід приймача, піддається фільтрації з метою зниження шумів і посиленню, а потім перетворюється в цифрову форму за допомогою аналого-цифрового перетворення (АЦП).

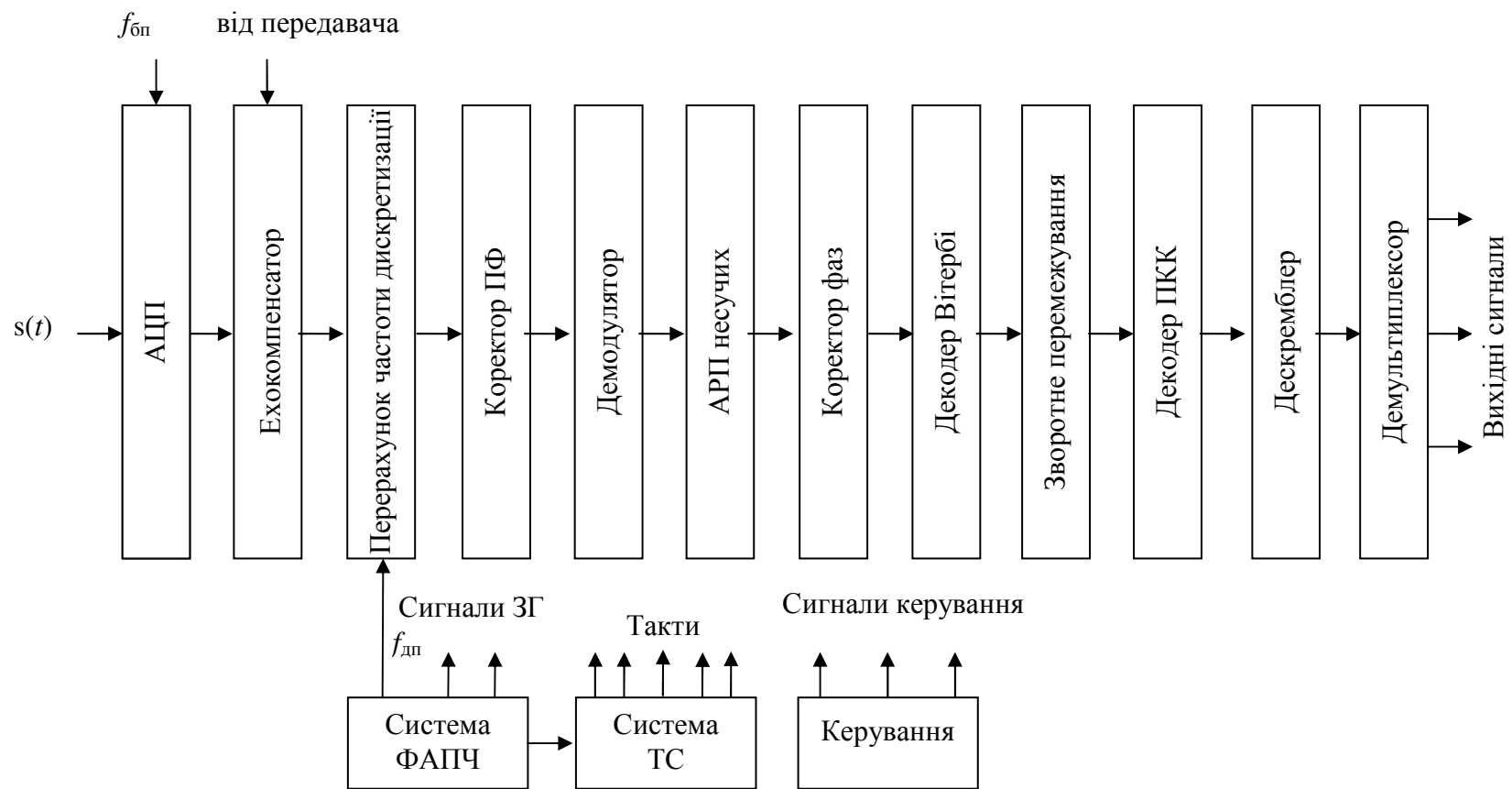


Рисунок 7.16 – Узагальнена структурна схема приймача СП ОГС

У ряді СП, наприклад в СП, відповідних Рекомендації МСЕ G.992, передбачено режим роботи з ехокомпенсатором (блок - ехокомпенсатор). З метою компенсації ехосигналу за дуплексної роботи СП двопроводовими лініями зв'язку аналого-цифрове перетворення здійснюється з частотою дискретизації $f_{\text{дп}}$ ближнього (власного) передавача, а потім, після придушення ехосигналу, якщо передавачі протилежних напрямків передавання не синхронізовані за частотою, здійснюється перерахунок відліків цифрового сигналу з частотою дискретизації $f_{\text{дп}}$ далекого передавача (блок - перерахунок частоти дискретизації). Адаптивне оцінювання і придушення ехосигналу здійснюється за алгоритмом, наведеним нижче (підрозд. 7.2.6).

Далі груповий сигнал обробляється адаптивним коректором з метою компенсації лінійних спотворень, що вносяться ПФ каналу зв'язку (блок - коректор ПФ). Коректор реалізується в частотній області з адаптацією за одним з алгоритмів, наведених у розд. 7.2.4. Секціонування вхідного сигналу в алгоритмі корекції здійснюється синхронно з межами дискретних посилок групового сигналу, що виділяються системою тактової синхронізації.

Багаточастотна структура групового сигналу СП ОГС і ортогональний принцип поділу складових сигналів накладають досить жорсткі вимоги до відновлення спектра (положення спектральних складових) початкового низькочастотного групового сигналу на прийомі для його демодуляції. Зміщення початкового спектра групового сигналу щодо його первинного положення викликає порушення ортогональності і відповідно інтерференційні завади. З цієї причини приймач СП ОГС може мати дві незалежні системи підстроювання частоти. Одна призначена для підстроювання частоти задаючого генератора (ЗГ) приймача під частоту ЗГ протилежного (дальнього) передавача, а друга призначена для оцінення зсуву частоти групового сигналу, внесеного каналом зв'язку. Зсув частоти прийнятого сигналу виникає, наприклад, під час передавання каналами зв'язку з декількома перетвореннями частот [32]. Оцінка розбіжності частот ЗГ і зміщення частоти сигналу здійснюється цифровими системами фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) по пілот-сигналам (блок – система ФАПЧ). Оцінення розбіжності частот ЗГ використовується в алгоритмі перерахунку частоти дискретизації групового сигналу.

Перед обчисленням коефіцієнтів кореляції відкоректований груповий сигнал помножується на додатковий опорний сигнал (ДОС) і «згортається». Обчислення коефіцієнтів кореляції групового сигналу з опорним здійснюється шляхом обчислення прямого ДПФ, помноженого на ДОС групового сигналу (блок – демодулятор):

$$R'(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s'(k) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}, n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (7.7)$$

Отримані в результаті перетворення комплексні коефіцієнти кореляції піддаються індивідуальній амплітудній (блок – АРУ несучих) і фазовій корекції (блок – коректор фаз). По демодульованих сигналах в приймачі оцінюється відхилення обчислених двомірних векторів коефіцієнтів кореляції від еталонних, що задаються сигнальним сузір'ям, і отримані оцінки використовуються для корекції плоскої фази і коефіцієнтів посилення в індивідуальних каналах приймача.

Вирішальний пристрій (блок – РУ) кожному з прийнятих двомірних векторів ставить у відповідність координати найближчої сигнальної точки або відстані до неї по осях використовуваного сигнального сузір'я. Отримані в результаті рішення двійкові сигнали декодуються (блок – алгоритм Вітербі), переставляються в вихідний порядок (блок – зворотне перемежування), декодуються за алгоритмом Ріда – Соломона (блок – декодер ПКК), дескремблюються (блок – дескремблер) і видаються в демультимплексор (блок – демультимплексор), який поділяє прийнятий цифровий потік на відповідні сигнали.

У наступних розділах розглянуто специфічні алгоритми обробки сигналів у приймачі СП ОГС.

7.2.2 Алгоритм тактової синхронізації

Системи тактової синхронізації (СТС) СП ОГС мають ряд специфічних особливостей і будуються за різними алгоритмами [26, 27, 69]. Деякі СТС використовують спеціальний канал синхронізації, яким передається для цілей синхронізації сигнал з амплітудною або фазовою модуляцією. Цей метод синхронізації має низку істотних недоліків. По-перше, спеціальний сигнал синхронізації піддається в каналі зв'язку фазовим спотворенням, відмінним від спотворень інформаційного сигналу. Тому положення виділеного синхроімпульса може не збігатися з межами посилок інформаційного сигналу. По-друге, для організації каналу синхронізації потрібні додаткові витрати потужності сигналу, а також виділення смуги частот або часу, необхідних для передавання синхронізуючих сигналів. Нарешті, канал синхронізації є джерелом додаткових завад для інформаційних каналів. З цих причин спеціальні канали синхронізації використовуються порівняно рідко.

Широке застосування в СП ОГС знайшов спосіб виділення інформації про межі посилок сигналу безпосередньо з інформаційного сигналу. Він оснований на вимірюванні інтерференційних завад, породжених лінійними спотвореннями групового сигналу, в інформаційному або спеціально організованому каналі синхронізації СП ОГС, в якому інформаційний сигнал не передається. При ідеальній роботі пристроїв поділу каналів і відсутності

спотворень групового сигналу інтерференційні завади в каналі синхронізації дорівнюють нулю. Лінійні спотворення групового сигналу (включаючи і зміщення інтервалів інтегрування в кореляторах щодо оптимальних) викликають появу інтерференційних завад у всіх каналах СП ОГС, в тому числі і в каналі синхронізації, причому середня потужність цих завад пропорційна (в межах тривалості захисного інтервалу) відхиленню значущих моментів синхронізації від оптимальних меж тактових інтервалів, за якого завада досягає деякого мінімуму. Завдання СТС полягає у виборі такого положення інтервалу інтегрування, при якому перехідна завада буде мінімальною. В якості каналу синхронізації, в якому вимірюється інтерференційна завада, найчастіше використовують вільні від передавання інформації канали, розташовані в робочій смузі СП ОГС.

У виділеному каналі синхронізації (надалі будемо вважати, що інформація цим каналом не передається) на кожному тактовому інтервалі вимірюється величина інтерференційної завади, що є сумою міжканальної і міжсимвольної перехідних завад, викликаних порушенням ортогональності передаваних сигналів на i -му тактовому інтервалі:

$$\xi_i(t_c) = \sqrt{x_i^2(t_c) + y_i^2(t_c)}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, \quad (7.8)$$

де

$$x_i(t_c) = \int_{t_c+iT}^{t_c+iT+\tau_0} s(t) \cos \omega_c t dt,$$

$$y_i(t_c) = \int_{t_c+iT}^{t_c+iT+\tau_0} s(t) \sin \omega_c t dt, \quad 0 \leq t_c < T,$$

t_c – час, на який зміщено початок кореляційного оброблення відносно меж тактового інтервалу; T , τ_0 – тривалість тактового інтервалу і інтервалу ортогональності;

ω_c – несуча частота каналу синхронізації.

Виміряна випадкова величина (7.8) усереднюється по множині реалізацій:

$$A(t_c) = M(\xi_i(t_c)), \quad (7.9)$$

де M – символ математичного очікування випадкової величини.

Величина $A(t_c)$, таким чином, є ефективним значенням завади при положенні тактової синхронізації, визначеному параметром t_c . Завданням СТС є мінімізація $A(t_c)$ вибором оптимального значення параметра t_c :

$$A = \min[A(t_c)]. \quad (7.10)$$

З метою побудови замкненої системи тактової синхронізації, разом з завадою (7.10), вимірюються завади B і C в зміщені моменти часу (рис. 7.17):

$$B = A(t_c + v),$$

$$C = A(t_c - v), \quad 0 \leq v < \frac{T - \tau_0}{2},$$

де $T - \tau_0 = T_3$ – тривалість захисного інтервалу.

Величини A , B , C дозволяють визначати не тільки оптимальне положення моменту тактової синхронізації, але і напрямок зміщення меж тактового інтервалу (границь інтегрування). Дійсно, значення величин A , B , C (рис. 7.18) залежать від положення інтервалу інтегрування відносно меж елементарних посилок (тактових моментів) і існує положення, за якого завади будуть мінімальні відносно до інших.

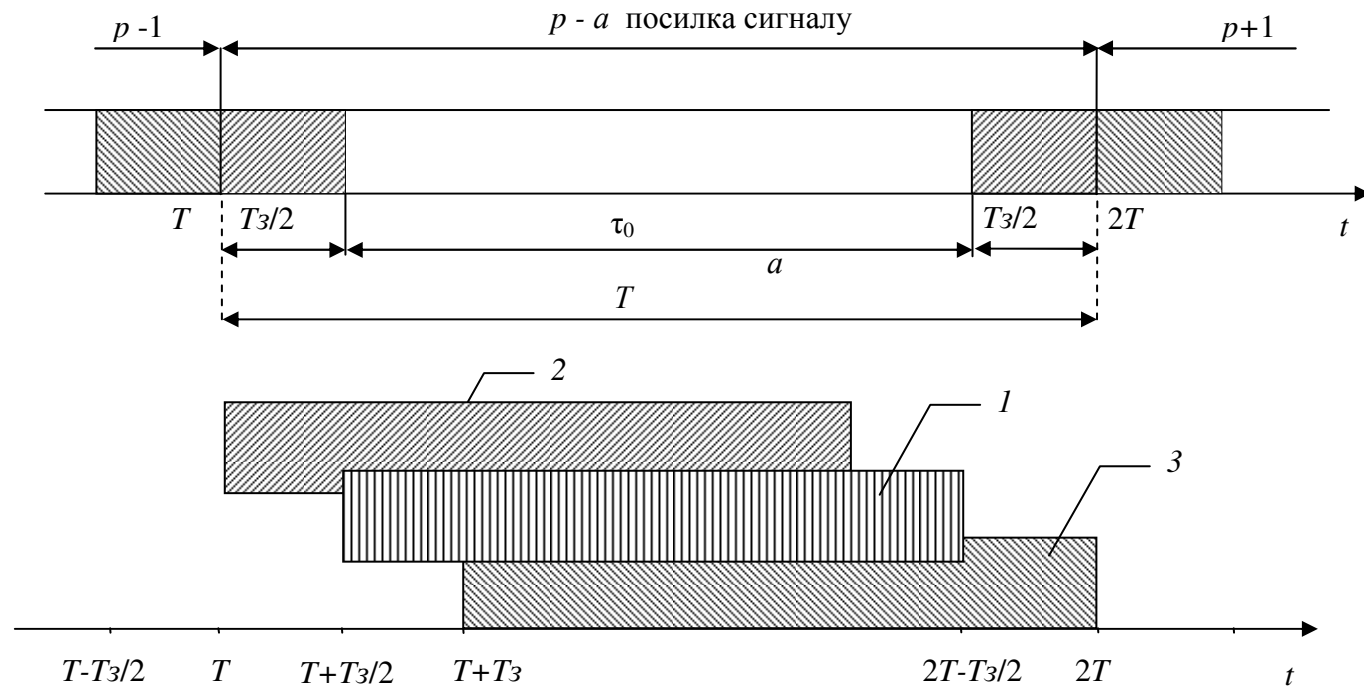
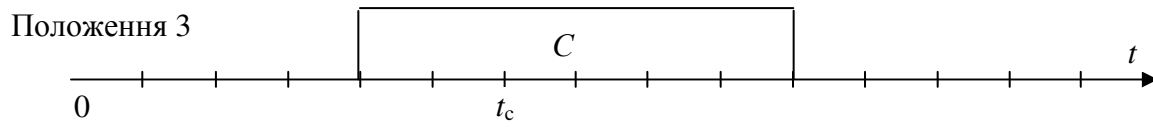
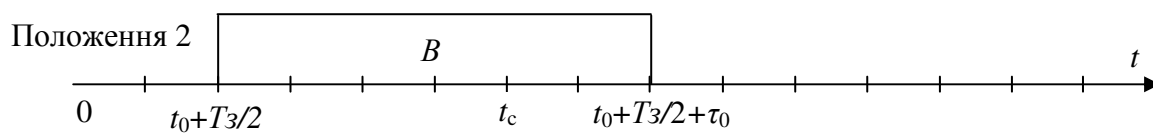
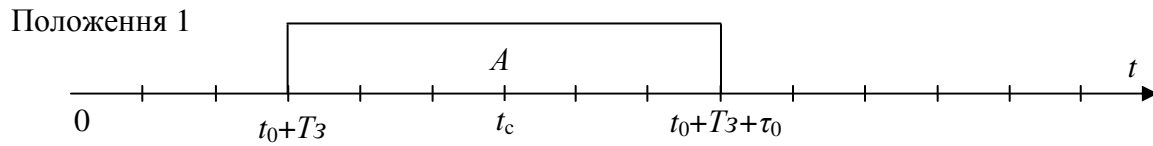
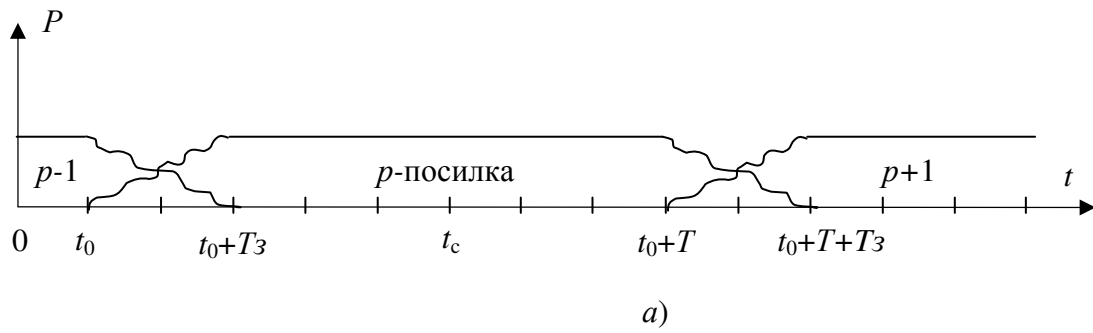


Рисунок 7.17 – Положення інтервалів інтегрування відносно меж посилок сигналів за відсутністю спотворень:

a – межі p -ої послілки сигналу;

b – положення інтервалів 1,2,3, що відповідають значенням A, B, C



б)

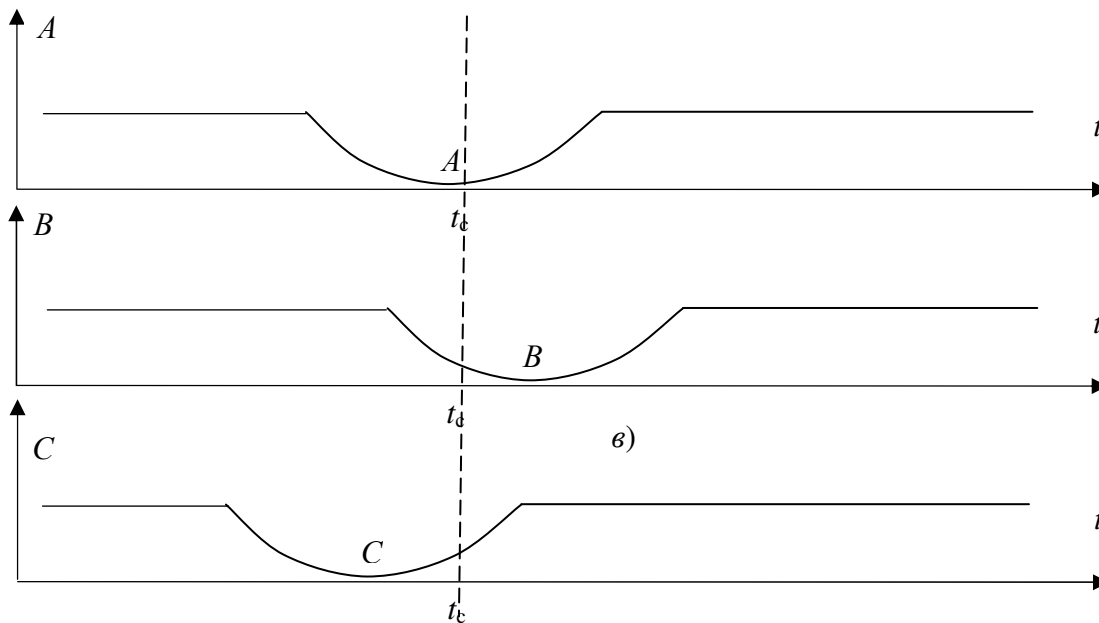


Рисунок 7.18 – Значення величин A , B , C залежно від положення інтервалу інтегрування відносно меж послідовності каналу: а – послідовність послідовності спотворених каналом, б) положення інтервалів інтегрування в каналі синхронізації, в) величини інтерференційних завад в каналах А, В, С синхронізації

Оптимальним є таке положення інтервалу інтегрування, при якому $A \leq B$, $A \leq C$, і при цьому $A < P$ – певного порога, що обмежує максимально допустимий рівень інтерференційних завад.

Виміряні величини A, B, C дозволяють будувати різні алгоритми адаптації СТС. На початку сеансу зв'язку (вмикання приймача СП) за наявності сигналу демодуляція сигналу здійснюється при довільному положенні інтервалу кореляційної обробки. Виміряні в цьому відношенні величини A, B, C порівнюються з певним порогом P і між собою. В умовах відсутності тактового синхронізму A, B і C більше P , і СТС знаходиться в режимі первісного входження в синхронізм (рис. 7.18, в, верхній графік). Цей режим характеризується тим, що пошук положення синхронізму здійснюється кроками Δt_c , співмірними з T_z . Після знаходження положення інтервалу інтегрування, за якого одна або дві з величин A, B, C стають меншими за P , СТС переходить в режим точного підстроювання. Цей режим характеризується кроком пошуку Δt_c , що дорівнює тривалості декількох інтервалів дискретизації групового сигналу. Напрямок зсуву (зсув вліво або вправо по осі часу) задається результатом порівняння величин. Режим синхронізму настає за виконання умови: $A \leq B, A \leq C, A < P$. У цьому режимі крок пошуку $\Delta t_c = \frac{\tau}{T_c}$, а напрямок

зсувів початку інтервалу інтегрування вибирається з умови (7.10). У режимі синхронізму проводиться аналіз значень величин A, B, C з метою виявлення порушень синхронізму і переходу в режим початкового настроювання.

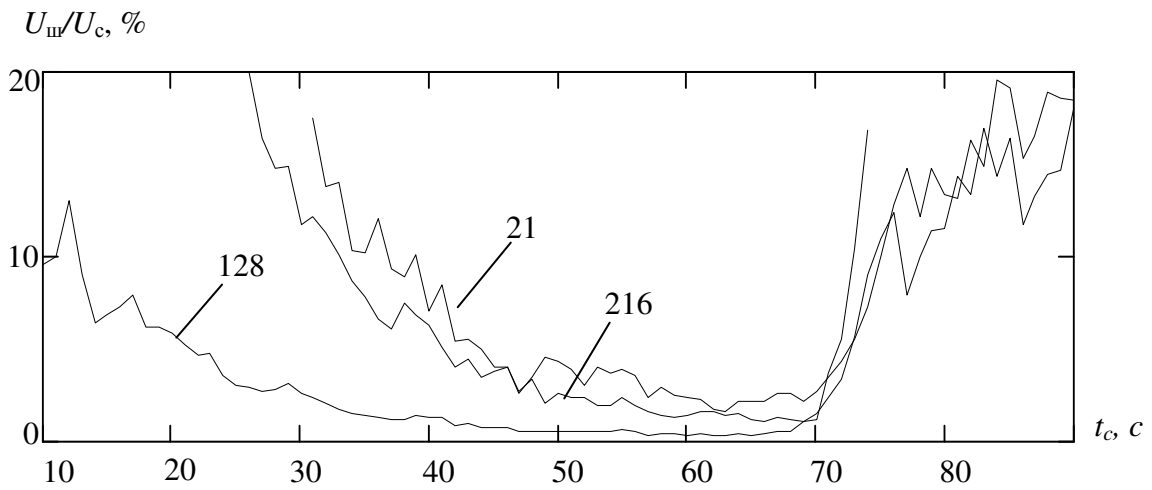
Нерівномірність характеристики ГЧП каналу зв'язку призводить до того, що в різних каналах СП ОГС мінімальні інтерференційні завади досягаються при різних положеннях інтервалу інтегрування (різних t_c). З цієї причини для підвищення завадозахищеності СП ОГС при роботі по каналах зв'язку зі значними лінійними спотвореннями необхідна корекція ПФ каналу зв'язку, що в ряді випадків може полягати лише в корекції характеристики ГЧП. Оптимальна установка фази тактової частоти для кожного з каналів пов'язана зі значними обчислювальними витратами.

З метою дослідження характеристик наведеного алгоритму тактової синхронізації було здійснено його імітаційне моделювання. При моделюванні застосовувалися частотні характеристики каналів К-1...К-4 і СП ОГС з наступними характеристиками групового сигналу (тривалості часових інтервалів задані числом відліків частоти дискретизації):

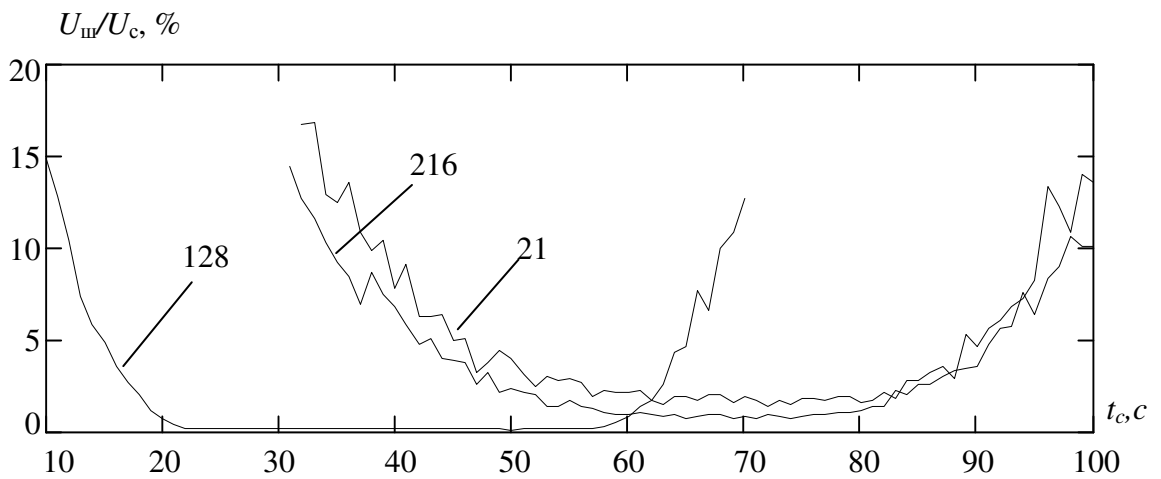
- частота дискретизації групового сигналу – 8 кГц;
- число каналів – 256;
- число відліків на тактовому інтервалі – 576;
- число відліків на захисному інтервалі – 64.

У процесі моделювання обчислювалося відношення напруги завади $U_{ш}$ до напруги сигналу U_c на вході вирішального пристрою різних каналів приймача СП в залежності від положення початку інтервалу кореляційної обробки. При цьому досліджувався вплив звуження корелятором частотних характеристик за допомогою додаткового опорного сигналу на роботу СТС. У моделі застосовувався ДОС з косинусквадратичними фронтами, тривалість яких задавалася 0; 32 і 64 відліки частоти дискретизації. Результати моделювання наведено на рис. 7.19, 7.20. Результати моделювання дозволяють сформулювати такі висновки.

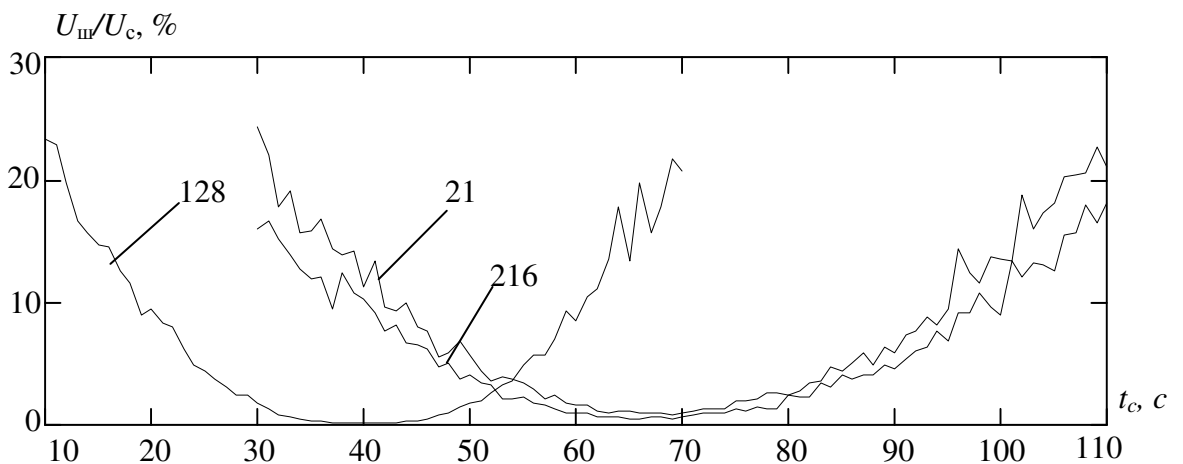
Нерівномірність частотної характеристики ГЧП каналу зв'язку призводить до того, що в різних каналах БППС мінімальні інтерференційні завади досягаються за різних положень інтервалу інтегрування.



а) – момент тактової синхронізації в відліках, ДОС дорівнює 0;

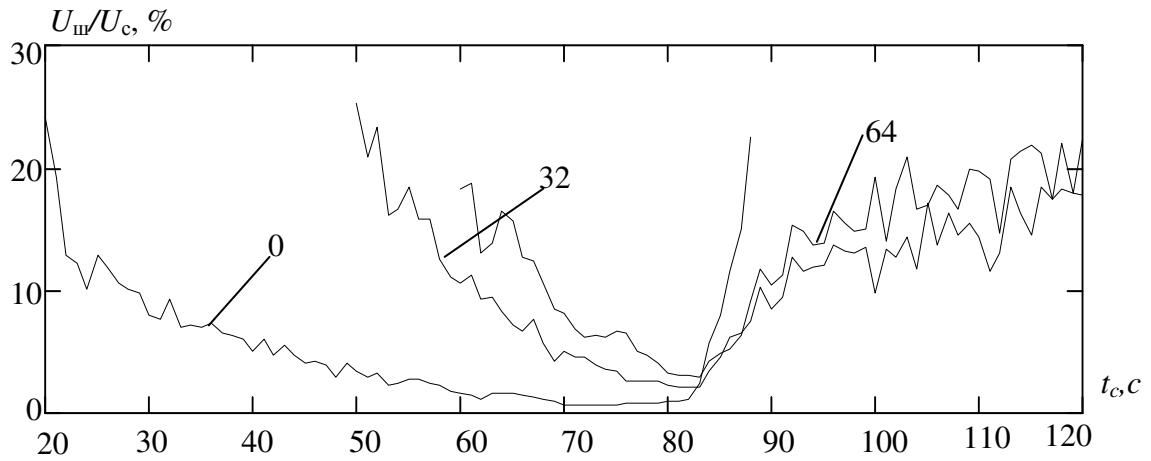


б) – момент тактової синхронізації у відліках, ДОС дорівнює 32;

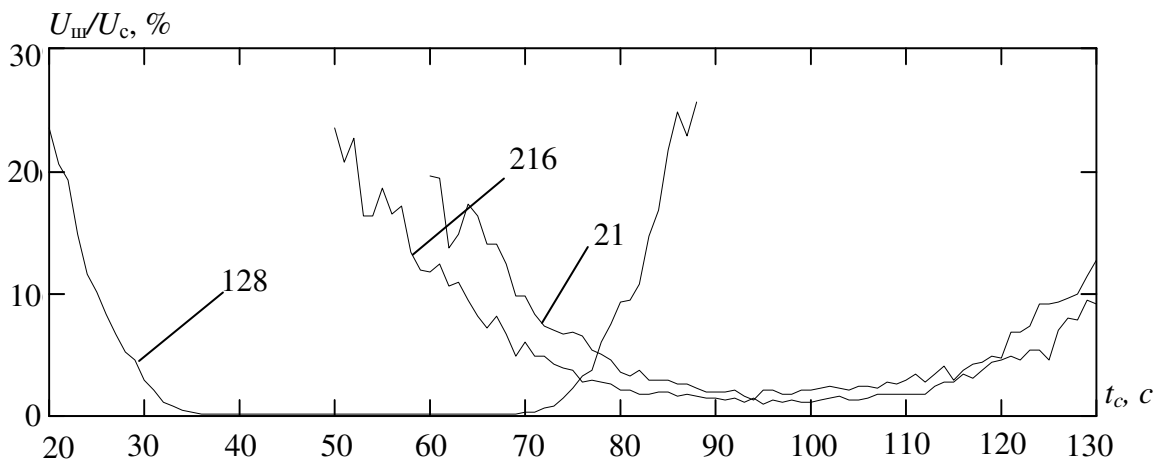


в) – момент тактової синхронізації у відліках, ДОС дорівнює 64

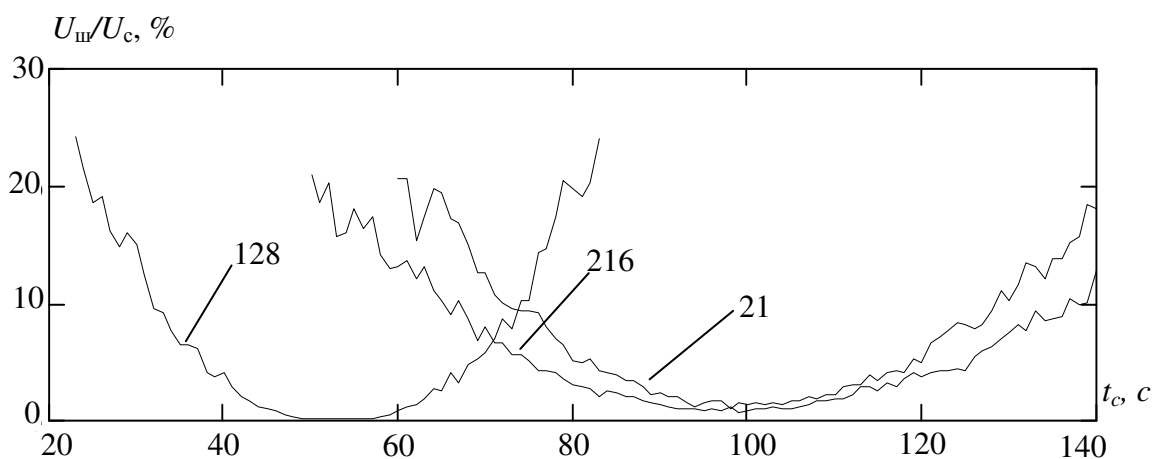
Рисунок 7.19 – Залежність інтерференційної завади від моменту синхронізації для 21, 128 і 216 інформаційних каналів СП ОГС (канал К-2, тривалість фронту ДОС – 0, 32 і 64 відліки дискретизації)



а) – момент тактової синхронізації у відліках, ДОС дорівнює 0;



б) – момент тактової синхронізації у відліках, ДОС дорівнює 32



в) – момент тактової синхронізації у відліках, ДОС дорівнює 64;

Рисунок 7.20 – Залежність інтерференційної завади від моменту синхронізації для 21, 128, 216 інформаційних каналів СП ОГС (канал К-3, тривалість фронту ДОС – 0, 32, 64)

Застосування додаткового опорного сигналу призводить до підвищення частотної вибіркості характеристик кореляторів СП ОГС та зниження рівня інтерференційних завад в каналах, але збільшує зміщення відносно один одного оптимальних положень тактових моментів для різних каналів, що призводить, у свою чергу, до зниження завадозахищеності сигналу за групової (загальною для всіх каналів) синхронізації.

На рис. 7.21, 7.22 наведено тривимірні графіки величин інтерференційних завад (більш світлий тон відповідає більшій потужності завад) в каналах 192-канальної СП ОГС залежно від положення інтервалу обробки при застосуванні ДОС з різними коефіцієнтами округлення α ($\alpha = 0$ і $\alpha = 0,125$). З графіків випливає, що в розглянутій СП при зазначених спотвореннях ПФ за $\alpha = 0$ можлива групова тактова синхронізація, що забезпечує мінімальні інтерференційні завади у всіх 192 каналах. У випадку, коли $\alpha = 0,125$, інтерференційні завади менше (темний тон густіше), однак при цьому загального моменту початку інтегрування (кореляційної обробки) для всіх каналів СП не існує.

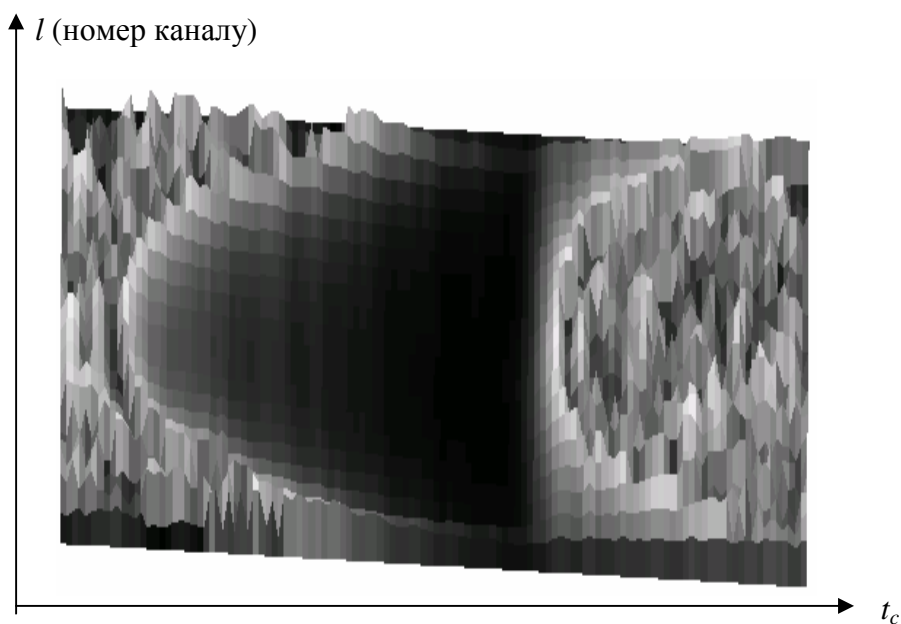


Рисунок 7.21 – Інтерференційні завади в 192-канальній СП ОГС залежно від положення інтервалу інтегрування для $\alpha = 0$ (канал К-3)

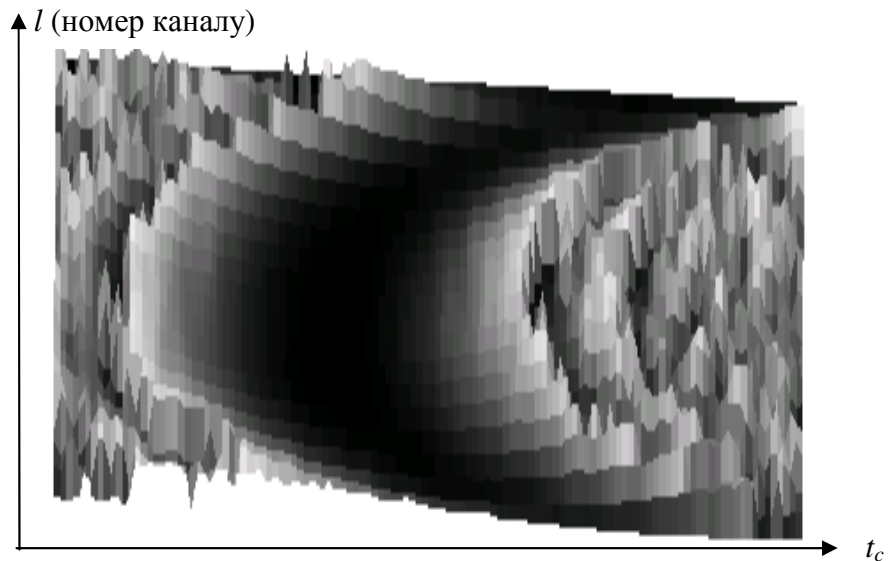


Рисунок 7.22 – Інтерференційні завади в 192-канальній СП ОГС залежно від положення інтервалу інтегрування для $\alpha = 0,125$ (канал К-3)

7.2.3 Ефективні цифрові алгоритми корекції частотних характеристик каналів зв'язку

Алгоритми корекції лінійних спотворень ПФ каналу зв'язку, що застосовуються в СП, розглянуто в розд. 4. За обчислювальною складністю вони не поступаються алгоритмам модуляції/демодуляції сигналів СП ОГС і тому є об'єктом підвищеної уваги розробників. Ефективні в обчислювальному відношенні алгоритми корекції базуються на заміні лінійної згортки сигналів круговою, яка виконується в частотній області. В силу обчислювальної ефективності її називають також "швидкою" згорткою [35].

Гармонічний коректор являється (з точки зору цифрової фільтрації) фільтром зі скінченною імпульсною характеристикою (КІХ-фільтр). Проходження сигналу $x(t)$ через КІХ-фільтр з імпульсною реакцією $g(t)$ описується оператором згортки, який у разі дискретного часу записується так:

$$y(k\tau) = \sum_{m=0}^{N-1} g(m\tau)x(k\tau - m\tau), k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (7.11)$$

де N – число відліків ІР фільтру.

Коректор (цифровий КІХ-фільтр), який реалізує алгоритм "швидкої" згортки, наведено на рис. 7.23

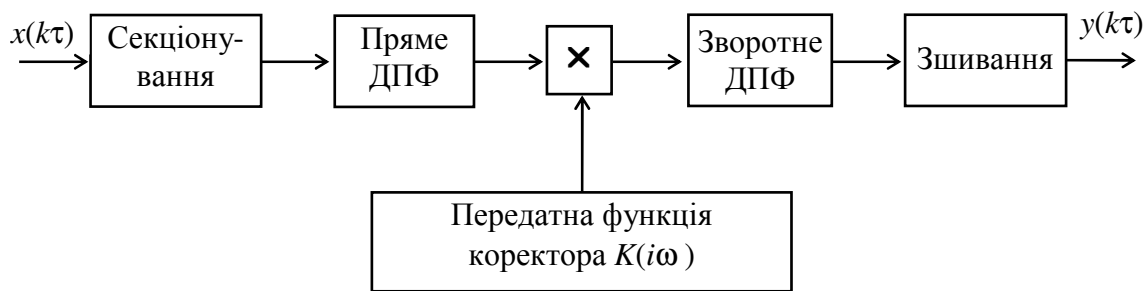


Рисунок 7.23 – Коректор на основі алгоритму "швидкої" згортки

Вхідний дискретизований сигнал $x(k\tau)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, (τ надалі опустимо) розбивається послідовно на секції, що містять по N відліків. Кожна із секцій перетворюється за алгоритмом прямого ДПФ, в результаті чого виходять N спектральних відліків. Спектральні відліки перемножуються з відліками ПФ $K(i\omega)$ коректора, а результуюча послідовність перетворюється за алгоритмом зворотного ДПФ. Отримані в результаті виконання алгоритму зворотного ДПФ часові відліки "зшиваються" у вихідний сигнал $y(k\tau)$.

Секціонування сигналу на вході коректора і зшивання сигналу на виході є специфічними операціями, що відображають перехід від оброблення дискретного сигналу $x(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, до оброблення відтинку сигналу, що містить N відліків $x(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

У силу періодичності комплексних експоненціальних функцій

$$e^{i\frac{2\pi}{N}(m+pN)(k+qN)} = e^{i\frac{2\pi}{N}mk},$$

де $0 \leq m, k < N - 1$ – довільні числа, перетворення Фур'є до визначає початкову скінченну послідовність $x(k)$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$, для всіх цілих k . Таким чином, скінченна послідовність $x(k)$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$, перетворюється в нескінченну періодичну послідовність $x(k + pN)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. З цієї причини згортка, реалізована за схемою, наведеною на рис. 7.23, є згортою двох періодичних послідовностей (тому вона називається періодичною), і результат згортки відрізняється від результату згортки скінченних послідовностей, описуваних формулою (7.11). Однак існують методи, що дозволяють за допомогою періодичної згортки обчислювати аперіодичну згортку скінченних дискретних послідовностей сигналів. Ці методи відомі в літературі як метод перекриття з додаванням і метод перекриття з накопиченням [35]. Розглянемо докладно другий метод обчислення згортки та його застосування для цілей корекції ПФ каналу зв'язку.

Припустимо, що число відліків IP $g(k)$ дорівнює N_1 , а необхідне число правильно розрахованих відліків, що отримуються в результаті згортки, дорівнює N_2 . Питання про вибір N_1 і N_2 розглянемо докладно пізніше.

Обчислення згортки методом перекриття з накопиченням полягає в наступному. Вхідна послідовність $x(k)$ розбивається послідовно на секції по $N_1 + N_2 - 1$ відліків наступним чином:

$$x_n(k) = x(k - nN_2), \quad k = 0, 1, \dots, N_1 + N_2 - 1, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.12)$$

Із (7.12) випливає, що дві послідовно взяті секції перекриваються на $N_1 - 1$ відліків (див. рис. 7.24). Імпульсна реакція $g(k)$ довжиною N_1 відліків доповнюється нульовими відліками до числа $N_1 + N_2 - 1$. Потім виконується ПДПФ послідовностей $x_n(k)$ і $g(k)$. Отримані спектри перемножуються, а від результату береться ОДПФ розмірністю $N_1 + N_2 - 1$. В отриманій послідовності сигналів $y_n(k)$, $k = 0, 1, \dots, N_1 + N_2 - 1$ відкидаються як хибні $N_1 - 1$ відліків, а N_2 відліків, що залишилися, пристиковуються (зшиваються) з отриманими раніше відліками $y_{n-1}(k)$.

Незважаючи на те, що потрібно двічі виконувати ДПФ, вже за $N_1 > 30$ загальне число арифметичних операцій за "швидкої" згортки менше, ніж за традиційної аперіодичної.

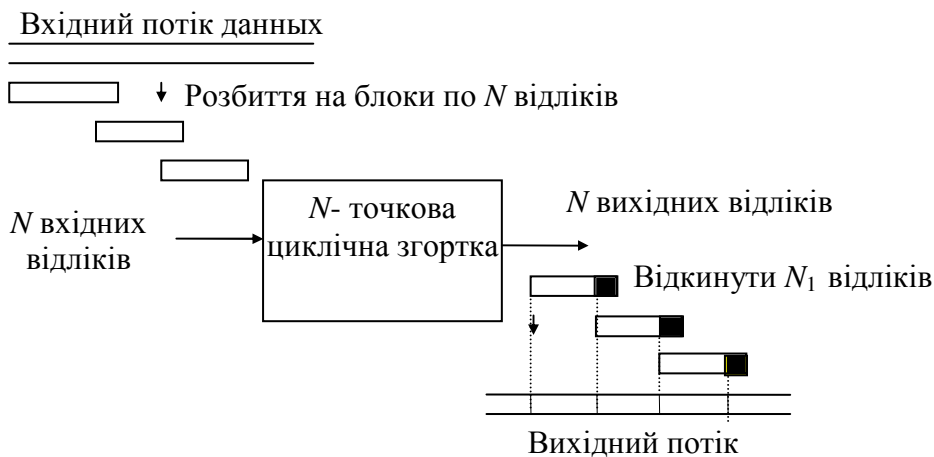


Рисунок 7.24 – Метод згортання перекриттям з накопиченням

Зупинимося на виборі величин: N – розмірності ДПФ, N_1 – довжини ІР коректора і N_2 – числа результуючих відліків кругової згортки, що дорівнюють відлікам аперіодичної. Перелічені величини взаємозалежні, і задавати їх можна виходячи з різних міркувань. Зручно, наприклад, N вибирати рівним ступеню двійки. У цьому випадку застосовні швидкі алгоритми ДПФ за основою два. А величина N залежить від співвідношення N_1 і N_2 .

Значення N_1 визначається вимогами точності корекції та обмежено знизу $N_{1\text{мін}}$, що забезпечує необхідну величину похибки коригування.

Значення N_2 в більшості практичних випадків має вибиратися як кратне числу відліків на тактовому інтервалі передавання сигналів. Це спрощує побудову демодулятора.

Отже, практично слід поступати таким чином. Вибрати прийнятні $N_2 = l \cdot N_{\text{од.е}}$, l – ціле число, що дорівнює 1, 2, ..., $N_{\text{од.е}}$. – число відліків сигналу на одиничному елементі. Визначити $N_{1\text{мін}}$ з вимог до точності корекції лінійних спотворень. Тоді величина $N_2 + N_{1\text{мін}} - 1$ визначає оцінку N , користуючись якою слід вибрати N , а потім уточнити (відкоректувати) значення N_1 і N_2 .

Подальше спрощення алгоритму корекції досягається за рахунок переходу до аналітичного сигналу.

7.2.4 Компенсація лінійних спотворень вихідних сигналів демодулятора

Корекція лінійних спотворень ПФ каналу зв'язку, що здійснюється коректором на вході приймача СП ОГС, забезпечує середньоквадратичне наближення наскрізної частотної характеристики каналу передавання до необхідної характеристики. У силу цього в окремих частотних діапазонах результуюча ПФ може значно відрізнятись від бажаної неспотворювальної. Особливо це буде проявлятися на краях робочого діапазону частот каналу зв'язку. Алгоритми корекції, основані на обмеженні тривалості ІР наскрізного тракту, також не гарантують рівномірності АЧХ та лінійності ФЧХ у всьому діапазоні частот каналу. Ці обставини роблять необхідною індивідуальну корекцію сигналів (компенсацію спотворень) на виході кореляторів. Розглянемо спрощений варіант корекції, припускаючи, що коригуванню підлягають лише коефіцієнти підсилення і плоска фаза каналів СП ОГС.

Компенсація зводиться до перемноження вихідних сигналів кореляторів на p -ому тактовому інтервалі

$$s_{np} = a_{np} + ib_{np}, n = 0, 1, \dots, N_1 - 1, p = 0, 1, 2, \dots,$$

на комплексні коригувальні множники $\dot{K}_{np} = K_{np} e^{-i\Phi_{np}}$:

$$\hat{s}_{np} = s_{np} \cdot \dot{K}_{np}, n = 0, 1, \dots, N_1 - 1,$$

де K_{np} – коефіцієнт, зворотний коефіцієнту посилення n -го каналу на p -м тактовому інтервалі;

Φ_{np} – фазовий зсув прийнятого сигналу відносно ідеального;

N_1 – число інформаційних каналів СП ОГС;

s_{np} – комплексний сигнал на виході n -го каналу в p -й момент.

Практично зручно алгоритм компенсації реалізувати у вигляді двох незалежних кіл авторегулювання: окремо – коефіцієнта посилення, і окремо – плоскої фази.

Для адаптації коефіцієнтів підсилення K_{np} , $n = 0, 1, \dots, N_1 - 1$, в більшості випадків достатньо використовувати алгоритм автоматичного регулювання кола першого порядку:

$$K_{np} = K_{np-1} + \alpha_U \left(|s_{np}| - |s_{np}^e| \right), \quad (7.13)$$

де α_U – коефіцієнт адаптації алгоритму;

$|s_{np}|$ – модуль комплексного сигналу на виході коректора n -го каналу;

$|s_{np}^e|$ – модуль еталонного комплексного сигналу для n -го каналу.

Алгоритм адаптації коригувальних фаз Φ_{np} описується наступною формулою:

$$\Phi_{np} = \Phi_{np-1} + \alpha_\Phi \cdot \hat{\Phi}_{np}, \quad (7.14)$$

де $\hat{\Phi}_{np}$ – оцінка плоскою фази в n -му каналі, що обчислюється як кут між комплексним вектором на виході коректора s_{np} і еталонним сигналом s_{np}^e , який береться з еталонної послідовності в режимі настроювання і з виходу ВП (вирішального пристрою) в режимі передавання даних; α_Φ – коефіцієнт адаптації.

Оскільки обчислення зворотних тригонометричних функцій – досить складна в обчислювальному плані операція, замість кута $\hat{\Phi}_{np}$ часто використовують його оцінку, отриману обчисленням синуса кута:

$$\hat{\Phi}_n \approx \sin \hat{\Phi}_n = \frac{\operatorname{Re}[s_n] \operatorname{Im}[s_n^e] - \operatorname{Im}[s_n] \operatorname{Re}[s_n^e]}{\sqrt{\operatorname{Re}[s_n]^2 + \operatorname{Im}[s_n]^2} \cdot \sqrt{\operatorname{Re}[s_n^e]^2 + \operatorname{Im}[s_n^e]^2}}. \quad (7.15)$$

Точність цієї оцінки тим більша, чим менше кут $\hat{\Phi}_n$. Якщо потрібно підлаштовувати фазу без невизначеності виду $k\pi/2$, $k = 1, 2, 3$, необхідно враховувати також квадранти векторів s_n і s_n^e .

При зміні положення інтервалу інтегрування, викликаного роботою СТС приймача, відбувається стрибок фаз у всіх каналах СП ОГС, пропорційний величині інтервалу часу, на який змістився інтервал інтегрування, та номеру каналу. Кожен раз при зміні положення тактового імпульсу масив фаз Φ_n^i перераховується за такою формулою:

$$\Phi_n^i = \Phi_n^{i-1} + 2\pi f_0 n \Delta\tau, \quad (7.16)$$

де f_0 – основна частота;

n – номер частотного каналу;

$\Delta\tau$ – інтервал зміщення моменту положення тактового імпульсу.

7.2.5 Компенсація розбіжності частот задаючих генераторів приймача і передавача

Залежно від вимог до захищеності сигналу на вході вирішального пристрою (РУ) приймача і величини розбіжності частот задаючих генераторів (ЗГ), можливі різні алгоритми компенсації розбіжності частот ЗГ приймача і передавача. Якщо величина шумів, викликаних порушенням ортогональності сигналів через розбіжності частот несучих та опорних сигналів, невелика і задовольняє вимогам захищеності сигналу, можна здійснювати компенсацію розбіжності частот генераторів Δf_{Δ} відповідною зміною (корекцією) фаз демодульованих сигналів на кожній посилювачі. Якщо ж інтерференційні завади, викликані неортогональністю сигналів внаслідок розбіжності частот несучих та опорних сигналів, виявляються значними, потрібен більш радикальний спосіб, що полягає в безпосередньому підстроюванні частоти ЗГ приймача, яка здійснюється відповідною системою автопідстроювання частоти (АПЧ). Однак застосування традиційної системи АПЧ не завжди є ефективним. Так, наприклад, в СП, що використовують ехокомпенсаційний метод розділення сигналів зустрічних напрямків передавання, аналого-цифрове перетворення сигналу і придушення ехосигналу здійснюються на частоті, синхронній частоті ЗГ власного передавача. І тільки після придушення ехосигналу можлива дискретизація вхідного сигналу з частотою, синхронною частоті ЗГ дальнього передавача. Зміна частоти дискретизації вхідного сигналу приймача спричинить зміну значень відліків вхідного сигналу. Нові значення відліків сигналу, відповідні необхідній частоті дискретизації, можуть бути отримані обчислювальним шляхом за допомогою інтерполяційних формул. Один з можливих алгоритмів інтерполяції дискретного сигналу оснований на перерахунку значень його відліків за формулою Котельникова [1, 2]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n) \frac{\sin \pi F_{\Delta} (t - n\Delta t)}{\pi F_{\Delta} (t - n\Delta t)}, \quad F_{\Delta} > 2F_{\text{в}}, \Delta t = 1/F_{\Delta}, \quad (7.17)$$

де $F_{\text{в}}$ – верхня гранична частота спектра сигналу $s(t)$;

F_{Δ} – частота дискретизації сигналу.

Формула Котельникова дозволяє відновити значення сигналу $s(t)$ за його дискретними значеннями $s(n)$ для будь-якого значення аргументу t , у тому числі і в моменти

$$k\Delta \hat{t} = \frac{k}{F_{\text{а}} \pm \Delta f},$$

де Δf – величина розбіжності частот ЗГ передавача і приймача.

Замінивши в (7.17) неперервну змінну t на дискретну $k\Delta \hat{t}$, отримаємо формулу перерахунку значень відліків, що відповідають різним частотам дискретизації аналогового сигналу:

$$\hat{s}(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n) \frac{\sin \pi F_{\text{д}} (k\Delta t - n\Delta t)}{\pi F_{\text{д}} (k\Delta t - n\Delta t)}; \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7.18)$$

Для практичного застосування замінимо у формулі (7.18) нескінченні межі підсумовування на скінченні і введемо величину $D = \frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{д}} + \Delta f}$, що означає відношення частоти дискретизації вхідного сигналу до частоти дискретизації вихідного сигналу. В результаті отримаємо формулу перерахунку дискретного сигналу:

$$\hat{s}(k) \approx \sum_{n=-N/2+[k/D]}^{N/2+[k/D]} s(n) \frac{\sin \pi(kD + n)}{\pi(kD + n)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (7.19)$$

де N – число членів підсумовування; квадратні дужки $[\]$ позначають операцію взяття цілої частини.

Проведемо в формулі (7.19) заміну змінних $i = n + N/2 - [k/D]$:

$$\hat{s}(k) \approx \sum_{i=0}^{N-1} s(i + N/2 - [k/D]) \frac{\sin \pi(kD - [k/D] + N/2 - i)}{\pi(kD - [k/D] + N/2 - i)}. \quad (7.20)$$

Формула (7.20) служить основою адаптивного алгоритму перерахунку значень відліків вхідного дискретного сигналу у відліки, відповідні змінній частоті дискретизації.

Алгоритм зручно розглядати у вигляді КІХ-фільтра з числом відводів, що дорівнюють N (рис. 7.25).

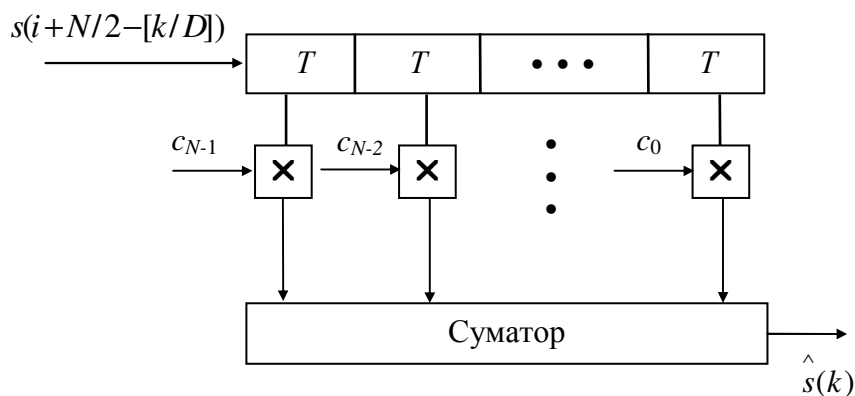


Рисунок 7.25 – Перетворення частоти дискретизації сигналу

На вхід фільтра надходять відліки вхідного сигналу, дискретизованого з частотою $F_{\text{д}}$, робота ж фільтра здійснюється з частотою $F_{\text{д}} = F_{\text{д}} \pm \Delta f$, і з цією частотою йдуть вихідні відліки $\hat{s}(k)$. У силу цього на кожному такті буде відбуватися втрата одного відліку вхідного сигналу (при $D < 1$) або повторення

попереднього відліку (при $D > 1$). Коефіцієнти $c_i, i = 0, 1, \dots, N - 1$, відводів КІХ-фільтра є множниками виду $\frac{\sin x}{x}$ формули (7.20).

Відзначимо той факт, що для отримання чергового вихідного відліку немає необхідності обчислювати N раз функцію синуса. Якщо звернути увагу, що всі аргументи синуса по i відстають один від одного на величину π , то очевидно, що функцію синус достатньо обчислити тільки один раз для обчислення вихідного відліку.

Для оцінення величини спотворень (шумів), що виникають в результаті усікання до N нескінченного ряду при переході від формули (7.18) до (7.20), груповий сигнал СП ОГС, що має досить рівномірний спектр, піддавався подвійному перетворенню частоти дискретизації спочатку вгору, а потім вниз на однакову величину відповідно до описаного алгоритмом. Відношення сигнал / шум обчислювалося за формулою:

$$A_3 = 10 \lg \frac{\sum_{k=1}^L |s_k|^2}{\sum_{k=1}^L |s(k) - \tilde{s}(k)|^2}, \text{ дБ},$$

де $\tilde{s}(k)$ – отриманий в результаті подвійного перетворення частоти дискретизації сигналу $s(k)$.

Графік відношення сигнал/шум в залежності від N (числа членів ряду додовання) наведено на рис. 7.26. Він відображує закон спадання функції $\frac{\sin x}{x}$ зі швидкістю, пропорційною $\frac{1}{x}$.

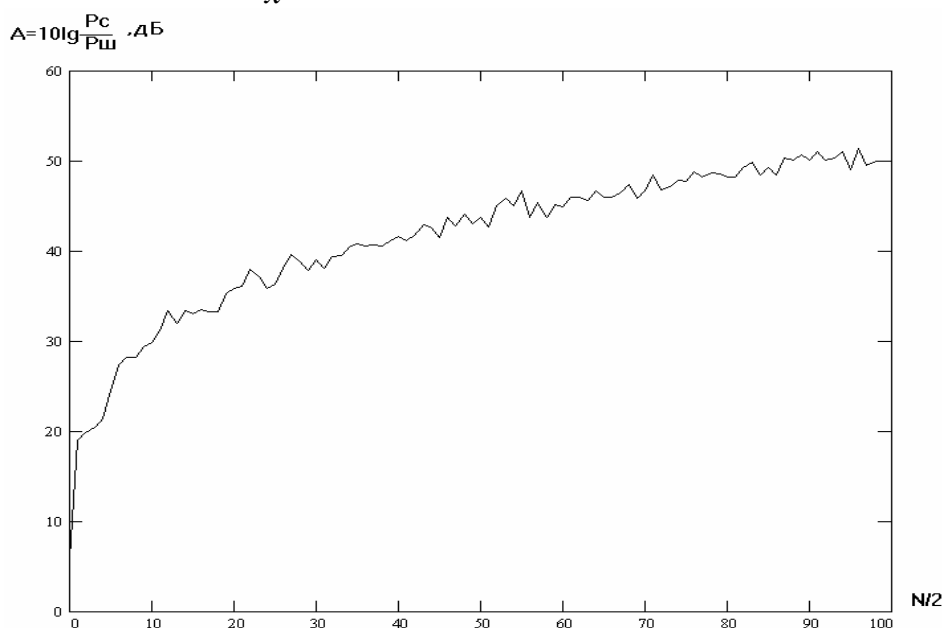


Рисунок 7.26 – Залежність шумів перетворення частоти дискретизації від числа членів додавання

7.2.6 Розділення сигналів зустрічних напрямків передавання

Одним із завдань, що вирішуються приймально-передавальним обладнанням СП, є розділення сигналів зустрічних напрямків передавання. Найбільш поширеним способом розділення є частотний, коли сигналам різних напрямків передавання виділяються незалежні смуги частот і розділення сигналів здійснюється за допомогою відповідних смугових фільтрів (рис. 7.27).

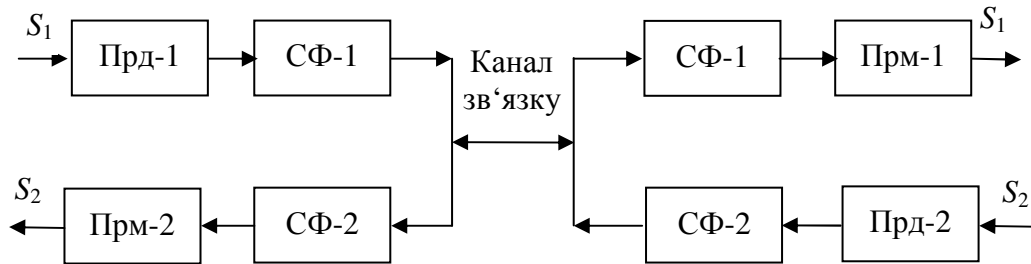
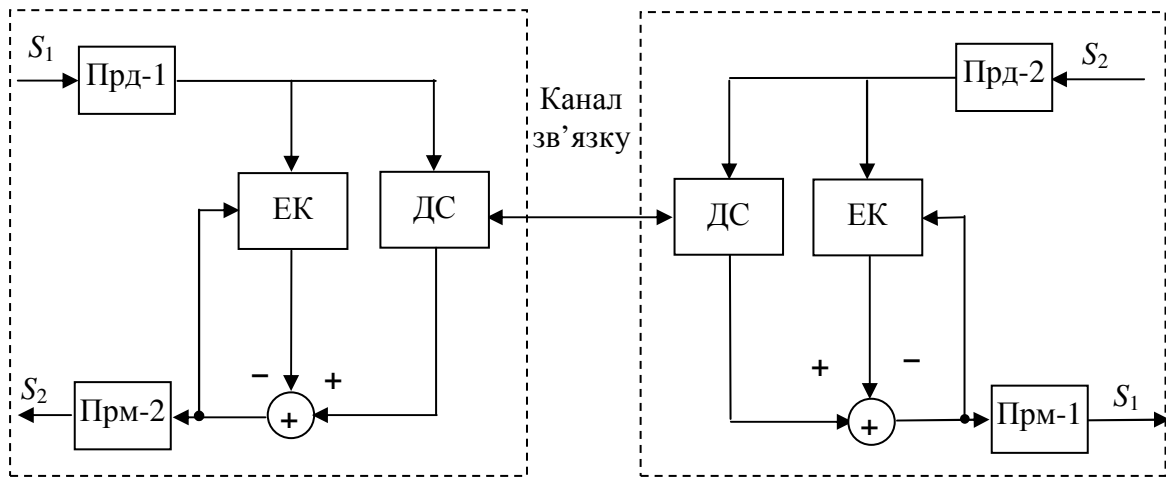


Рисунок 7.27 – Розділення сигналів зустрічних напрямків передавання за частотою (Прд – передавач; Прм – приймач; СФ – смуговий фільтр)

Поряд з цим в СП xDSL, призначених для роботи по провідних лініях зв'язку, використовується ехокомпенсаційний спосіб розділення сигналів зустрічних напрямків передавання.

Перевагою ехокомпенсаційного методу розділення сигналів зустрічних напрямків є висока частотна ефективність використання каналу зв'язку, обумовлена тим, що сигнали зустрічних напрямків передавання передаються одночасно у всій смузі частот, доступній (виділеній) для передавання. Для розділення таких сигналів у телефонному зв'язку застосовуються диференційні системи (ДС). Однак традиційні (не адаптивні) ДС, не дозволяють забезпечити необхідну для СП ОГС величину розв'язки напрямків передавання і приймання. Для забезпечення вимог до розв'язки напрямків передавання застосовується спеціальний пристрій – ехокомпенсатор, що вмикається паралельно ДС (рис. 7.28).

Ехокомпенсатор – це цифровий адаптивний фільтр, на вхід якого надходить сигнал передавача, а вихідний сигнал фільтра віднімається від вхідного сигналу приймача, що являє собою суміш сигналу далекого передавача і завади – сигналу власного передавача. Ехокомпенсатор налаштовується за критерієм мінімуму енергії сигналу передавача на вході власного приймача.



ЕК – ехокомпенсатор

ДС – диференційна система

Рисунок 7.28 – Ехокомпенсаційний спосіб розділення сигналів

Задача ехокомпенсації є однією з різновидів більш загальної задачі адаптивної компенсації завод різного роду [46]. Її рішення спирається на добре розвинену теорію адаптації, основу якої заклали роботи Колмогорова Н.А. і Вінера Н. Для випадків компенсації ближнього ехосигналу задача формулюється наступним чином (рис. 7.29).

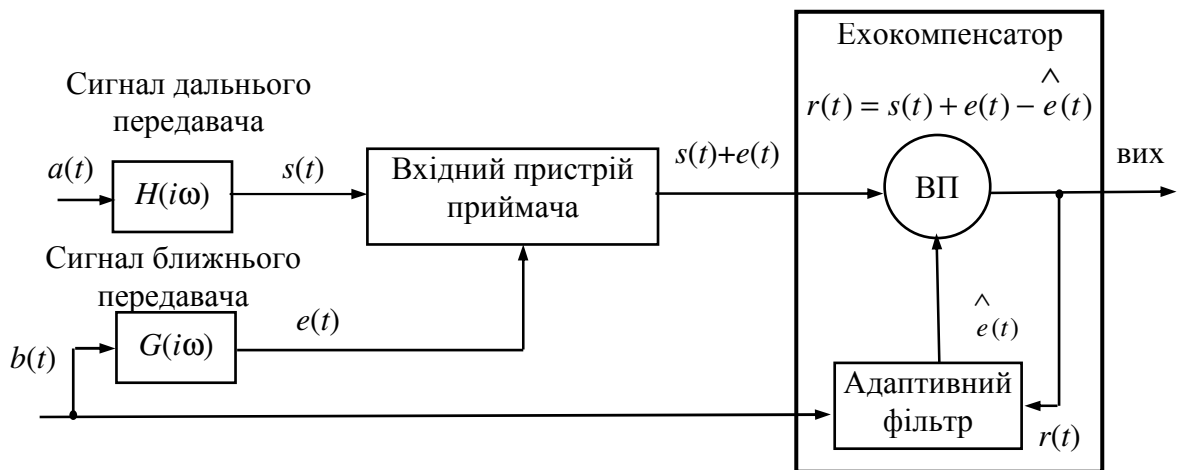


Рисунок 7.29 – Модель адаптивної ехокомпенсації

На вхід приймача надходить сигнал $s(t)$ дальнього кінця, який є результатом проходження інформаційного сигналу $a(t)$ через канал з ПФ $H(i\omega)$, і сигнал $e(t)$ – ехосигнал, який породжується сигналом передавача ближнього кінця $b(t)$, що пройшов через деякий еквівалентний ехотракт з ПФ $G(i\omega)$. Завдання ЕК полягає в придушенні небажаного сигналу $e(t)$, який є заводою під час приймання сигналу $s(t)$. Якщо ПФ $G(i\omega)$ відома, то задача зводиться до проектування відповідного фільтра, перетворюючого $b(t)$ в $e(t)$.

Однак у всіх практично важливих випадках функція $G(i\omega)$ невідома, принаймні, частково. З цієї причини для формування сигналу $e(t)$ використовують адаптивний фільтр [46]. Налаштування фільтру здійснюється за сигналом $r(t)$, який є різницею вхідного сигналу приймача і сигналу $\hat{r}(t)$ адаптивного фільтра, що є оцінкою ехосигналу:

$$r(t) = s(t) + e(t) - \hat{e}(t).$$

Покажемо, що в разі статистичної незалежності сигналів $a(t)$ і $b(t)$ адаптація фільтра за мінімумом енергії вихідного сигналу $r(t)$ дозволяє вирішити задачу ехопридушення.

Зведемо вихідний сигнал $r(t)$ в квадрат:

$$r^2(t) = s^2(t) + \left[e(t) - \hat{e}(t) \right]^2 + 2s(t) \left[e(t) - \hat{e}(t) \right]. \quad (7.21)$$

Обчислимо математичне очікування (7.21), враховуючи статистичну незалежність $s(t)$ і $e(t)$.

$$\begin{aligned} E[r^2(t)] &= E[s^2(t)] + E\left\{ 2s(t) \left[e(t) - \hat{e}(t) \right] \right\} + E\left[\left\{ e(t) - \hat{e}(t) \right\}^2 \right] = \\ &= E[s^2(t)] + E\left[\left\{ e(t) - \hat{e}(t) \right\}^2 \right]. \end{aligned} \quad (7.22)$$

В процесі адаптації ЕК за критерієм мінімізації (7.22) величина $E[s^2(t)]$ не змінюється і тому

$$\min E[r^2(t)] = E[s^2(t)] + \min E\left[\left\{ e(t) - \hat{e}(t) \right\}^2 \right].$$

Останнє, очевидно, досягається при мінімальному (в середньоквадратичному значенні) доданку:

$$E\left[\left\{ e(t) - \hat{e}(t) \right\}^2 \right].$$

Іншими словами, $\hat{e}(t)$ є найкращою середньоквадратичною оцінкою $e(t)$.

Наведений аналіз показує принципову можливість придушення некорельованих сигналів – можливість ехокомпенсації. Для виконання вимог некорельованості сигналів зустрічних напрямків передавання використовують скремблери.

Найбільшого поширення набули ЕК із скінченною імпульсною характеристикою (СІХ) на базі трансверсального фільтра (ТФ) – ЕК-ТФ і на базі переглядових таблиць (ПТ) – ЕК-ПТ [70, 71].

У випадку ЕК-ТФ оцінка ехосигналу обчислюється за формулою дискретної згортки (7.11), де в якості сигналу, що згортається, виступає сигнал власного передавача, а в якості ІР фільтра адаптивно оцінювана ІР ехотракту (рис.7.30, а):

$$\hat{e}(k) = \sum_{j=0}^{N-1} a(k-j)c(j), \quad (7.23)$$

де N – число відліків імпульсної реакції ЕК;

$a(k), k = 0, 1, \dots$, – інформаційні сигнали передавача ближнього кінця;

$c(j), j = 0, 1, \dots, N-1$, – адаптовані коефіцієнти відводів фільтра ЕК.

ЕК-ТФ може компенсувати ехосигнал, який породжується стаціонарним у часі лінійним колом. Придушення ехосигналу може виявитися недостатнім, наприклад, через наявність нелінійностей у вихідному пристрої передавача, АЦП, ЦАП і дифсистемі.

Для вирішення цієї проблеми були запропоновані ЕК на переглядових таблицях ЕК-ПТ (рис. 7.30, б). Принцип роботи такого ЕК оснований на тому, що кожна можлива комбінація з N інформаційних символів розглядається в якості "адреси" (adr) відповідного значення компенсуючого сигналу, що зберігається в оперативному запам'ятовуючому пристрої (ОЗП) ЕК- (RAM). Цю "адресу" використовує для генерації зазначеного сигналу при його модифікації (адаптації) і для компенсації ехосигналу на кожному тактовому інтервалі

$$\hat{e}(k) = RAMq(k), \quad (7.24)$$

де $q(k) = adr\{a(k), a(k-1), \dots, a(k-N+1)\}$ – адреса, що утворена N останніми інформаційними символами власного передавача на k -му кроці роботи ЕК;

$RAMq(k)$ – вміст ОЗП за адресою $q(k)$ на k -ому кроці роботи ЕК.

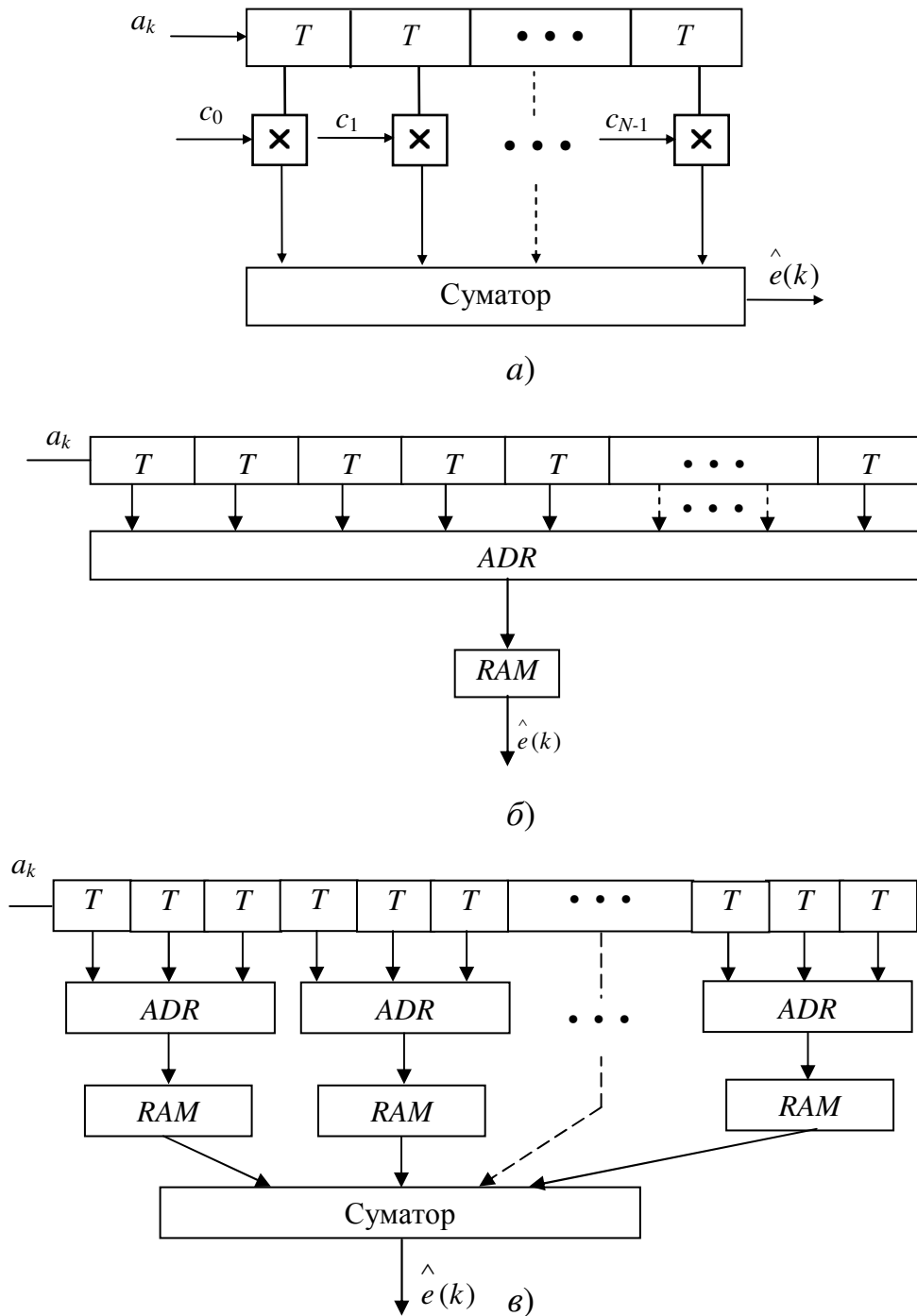


Рисунок 7.30 – Варіанти побудови ехокомпенсатора а) на КІХ фільтрі, б), в) на переглядових таблицях

ЕК-ПТ дозволяє компенсувати ехосигнал, породжений ехотрактом з довільною імпульсною реакцією тривалістю не більше за N відліків. Проте зі збільшенням N експоненціально зростає час налаштування ЕК і обсяг ОЗП. Цей недолік ЕК-ПТ можна усунути застосуванням багатосекційних переглядових таблиць. У цьому випадку регістр зсуву, який містить інформаційні символи $a(j)$, $j = 0, 1, \dots, N - 1$, логічно розбивається на m секцій довжиною N/m кожна (рис. 7.30, в), а оцінка ехосигналу формується згідно з формулою:

$$\hat{e}(k) = \sum_{i=1}^m RAM_{i, q_i}(k),$$

де $q_i(k) = \text{adr}\{a[k - (i-1)N/m], a[k-1 - (i-1)N/m], \dots, a[k+1 - iN/m]\}$,

$i = 1, 2, \dots, m$ – адреса, що задається i -ою секцією регістра зсуву на k -му кроці роботи ЕК;

$RAM_{i, q_i}(k)$ – вміст i -ої секції ОЗП за адресою $q_i(k)$ на k -ому кроці роботи ЕК.

Закон адаптації коефіцієнтів у відводах ЕК-ТФ по LMS-алгоритму (мінімізації середньоквадратичної помилки) описується рекурентним виразом:

$$c_{k+1} = c_k + \alpha \cdot r(k) a_k,$$

а оновлення значень секціонованих переглядових таблиць здійснюється відповідно до формули:

$$RAM_{i,j}(k+1) = \begin{cases} RAM_{i,j}(k) + \alpha \cdot r(k), & j = q_i(k), \quad i = 1, 2, \dots, m, \\ RAM_{i,j}(k), & j \neq q_i(k), \end{cases}$$

де α – коефіцієнт адаптації;

$r(k)$ – сигнал на виході віднімаючого пристрою;

i – номер секції ПТ, $1 \leq i \leq m$;

j і $q_i(k)$ – адреса i -ої секції ПТ на k -му кроці роботи ЕК $1 \leq j \leq A$;

A – розмір секції ПТ.

Знаковий алгоритм є модифікацією LMS алгоритму з метою його спрощення. Замість сигналу помилки $r(k)$ використовується лише його знак:

$$\text{sgn } r(k) = \begin{cases} 0, & r(k) = 0 \\ \text{sgn } r(k), & r(k) \neq 0, \end{cases}$$

що дозволяє спростити технічну реалізацію. Для знакового алгоритму закон адаптації набуває такого вигляду:

для ЕК-ТФ

$$c_{k+1} = c_k + \alpha \cdot \text{sgn } r(k),$$

для ЕК-ПТ

$$RAM_{i,j}(k+1) = \begin{cases} RAM_{i,j}(k) + \alpha \cdot \text{sgn } r(k), & j = q_i(k) \\ RAM_{i,j}(k), & j \neq q_i(k) \end{cases}.$$

Найважливішою характеристикою ЕК є ступінь придушення ехосигналу. Одним з факторів, що обмежують придушення ехосигналу, є прийнятий корисний сигнал, який є завадою (шумом), для процесу адаптації ЕК. З метою усунення цієї завади в приймачі за прийнятими сигналам адаптивно формується прийманий корисний сигнал, який потім віднімається від сигналу $r(t)$, за яким

здійснюється адаптація ЕК. Іншим важливим фактором, що визначає досяжну ступінь придушення ехосигналу, є розрядність подання цифрових сигналів і виконання арифметичних операцій в процесі налаштування та функціонування ЕК. На рис. 7.31 і 7.32 наведені результати моделювання ехокомпенсатора з метою аналізу впливу зазначених факторів на характеристики ЕК. Імітаційна програмна модель включала моделі каналу зв'язку, ехотракту і ехокомпенсатора типу ЕК-ТФ. Придушення ехосигналу розраховувалося за формулою:

$$A_3 = 20 \lg \frac{e(t)}{\hat{e}(t)}, \text{ дБ.}$$

Отримана величина A_3 усереднювалась за деякою множиною вимірювань. Наведені графіки не тільки відображають залежність досяжного A_3 від розрядності подання цифрових сигналів, а й демонструють швидкість адаптації в залежності від числа тактів настроювання. На графіках рис. 7.32 точка зі значенням абсциси $50 \cdot 10^3$ відповідає моменту початку придушення прийнятого сигналу в сигналі настроювання ЕК.

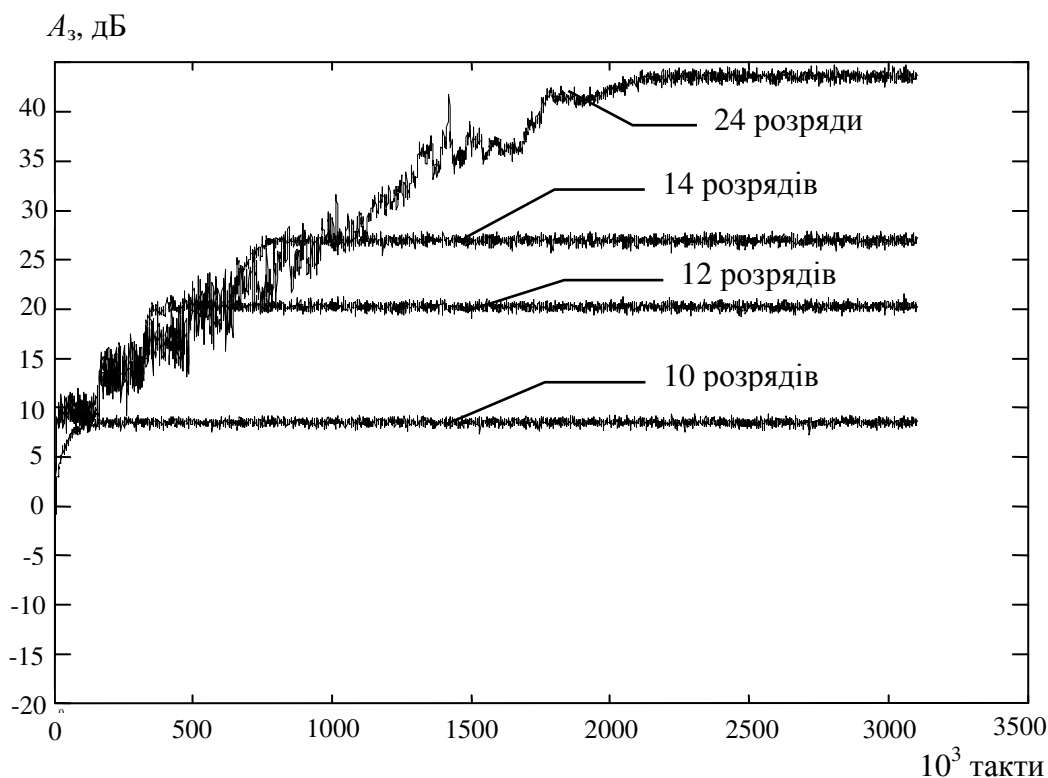


Рисунок 7.31 – Графіки настроювання ЕК з сигналом, що приймається, в колі адаптації

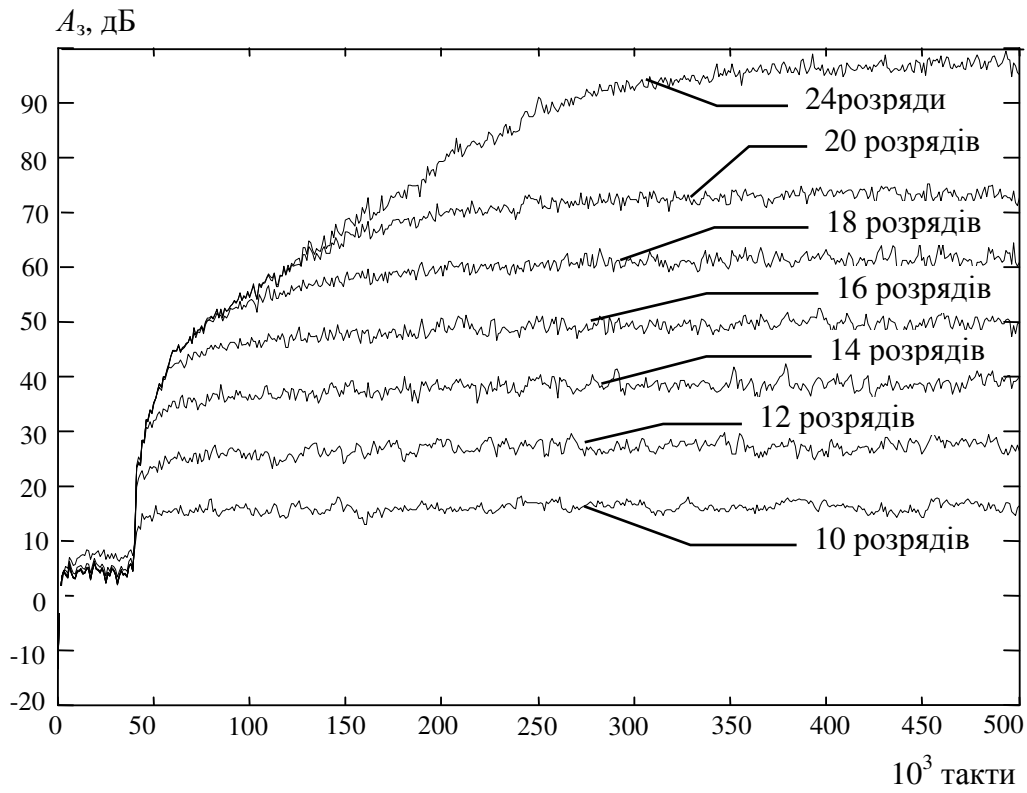


Рисунок 7.32 – Графіки настроювання ЕК виключенням сигналу з кола адаптації

Питання і завдання до розділу 7

1. Яким вимогам має задовольняти лінійний сигнал для спрощення систем регулювання СП?
2. Дати математичне пояснення алгоритмам скремблювання і дескремблювання.
3. У чому полягають переваги методу каскадного кодування?
4. Чим викликано застосування операцій перемежування сигналів? Які алгоритми перемежування використовуються?
5. Переваги згорткових кодів. Алгоритм декодування згорткових кодів.
6. Принцип побудови сигнально-кодових конструкцій.
7. Метод Унгербоєка кодування сигнальних сузір'їв
8. Призначення алгоритмів оброблення сигналів у приймачі СП ОГС (рис. 7.16).
9. Які системи тактової синхронізації застосовуються в СП ОГС?
10. Пояснити графіки рис. 7.18.
11. Які ефекти в тактовій синхронізації викликає застосування ДОС?
12. Умови застосування в СП ОГС алгоритмів «швидкої» згортки.
13. Чим викликана необхідність індивідуальної по несучих сигналах корекції фаз і посилення?
14. Яким чином відображається робота системи тактової синхронізації на фазах демодульованих сигналів СП ОГС?
15. У чому особливість системи підстроювання частоти в СП ОГС?
16. Переваги ехокомпенсаційного методу поділу сигналів.
17. Який з типів ехокомпенсаторів дозволяє компенсувати нелінійні характеристики каналів?
18. Пояснити причину відмінності графіків, поданих на рис. 7.31 і рис. 7.32.

8 СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ, ЩО ВІДПОВІДАЮТЬ РЕКОМЕНДАЦІЯМ МСЕ -Т G.992 – G.993

8.1 Загальні характеристики СП, що відповідають Рекомендаціям G.992 – G.993

Метод передавання ортогональними гармонічними сигналами (ОГС) використовується в СП, що набули широкого поширення і відповідають Рекомендаціям G.992 – G.993 [59-63; 72-74]. Цей клас СП розроблено для побудови цифрових абонентських ліній (АЛ) широкосмугового доступу з використанням кабелів існуючої телефонної мережі. Він отримав скорочену назву СП xDSL (Digital Subscriber Line). Основні типи СП цього класу і рекомендації МСЕ-Т, яким вони задовольняють, наведено в табл. 8.1. Відмінною рисою цього класу СП є те, що, з урахуванням характеру трафіку мережі Інтернет, швидкості передавання у напрямках до абонента і від абонента вибрані різними – асиметричними, хоча передбачено також варіант симетричних швидкостей передавання. Через те цифрові абонентські лінії, побудовані із застосуванням обладнання цього класу, отримали назви асиметричних цифрових АЛ – ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line). Коротко опишемо основні характеристики наведених у таблиці типів обладнання СП xDSL.

Таблиця 8.1 – Типи СП xDSL та рекомендації МСЕ-Т, яким вони задовольняють

Тип СП xDSL	Рекомендації МСЕ-Т
ADSL	G.992.1
ADSL G.Lite (Splitterless ADSL – ADSL без сплітера)	G.992.2
ADSL2	G.992.3
Splitterless ADSL2 (ADSL2 без сплітера)	G.992.4
ADSL2+	G.992.5
VDSL	G.993.1
VDSL2	G.993.2

Асиметрична цифрова абонентська лінія ADSL (Asymmetric DSL), відповідно до Рекомендації МСЕ-Т G.992.1, забезпечує швидкість передавання до 6,144 Мбіт/с у низхідному напрямку і до 640 кбіт/с – у висхідному. Обладнання більшості виробників забезпечує швидкість передавання до 8 Мбіт/с в низхідному напрямку і до 1 Мбіт/с – у висхідному. Асиметричність швидкості передавання в комплексі з постійно встановленим з'єднанням (коли виключається необхідність кожного разу набирати телефонний номер і чекати встановлення з'єднання) робить технологію ADSL ідеальною для організації доступу до мережі Інтернет. Технологія ADSL дозволяє зберегти телефонний зв'язок шляхом використання частотних розгалужувачів (сплітерів) – одного на

АТС та іншого в приміщенні користувача. До одного входу сплітера в приміщенні користувача підключається аналоговий телефонний апарат, а до іншого – ADSL-модем, який залежно від реалізації може виконувати також функції маршрутизатора, комутатора або моста. При цьому робота ADSL-модему не заважає функціонуванню традиційного телефонного зв'язку, що працює незалежно від того, чи функціонує канал ADSL.

Асиметрична цифрова абонентська лінія ADSL G.Lite, згідно з Рекомендацією МСЕ-Т G.992.2, – це варіант технології лінії ADSL, що забезпечує швидкість передавання в низхідному напрямку до 1,5 Мбіт/с, а у висхідному напрямку – до 512 кбіт/с. Обладнання за технологією G.Lite є більш простим в установленні і дешевшим за ADSL. Одним із шляхів спрощення встановлення модемів ADSL G.Lite стало введення високочастотної частини сплітера в корпус модемів, що позбавило необхідності встановлення зовнішнього сплітера (звідси і назва – Spllterless ADSL (ADSL без сплітера)).

Асиметрична цифрова абонентська лінія ADSL2, згідно з Рекомендацією МСЕ-Т G.992.3, є вдосконаленою версією ADSL. Технологія ADSL2 забезпечує швидкість передавання в низхідному напрямку до 8 Мбіт/с, а у висхідному напрямку – до 800 кбіт/с. Обладнання більшості виробників забезпечує швидкість передавання до 12 Мбіт/с в низхідному напрямку і до 1 Мбіт/с у висхідному напрямку. Збільшення швидкості передавання, порівняно з ADSL за Рекомендацією G.992.1, зумовлено внесенням цілого ряду описаних нижче удосконалень.

1. Більш гнучка і ефективна побудова кадра, що дозволяє керувати кількістю службової інформації (від 4 кбіт/с до 64 кбіт/с), тобто зменшити її кількість, а отже збільшити швидкість передавання корисної інформації, що особливо важливо на довгих лініях.

2. Структура кадрів дозволяє більш ефективно використовувати виграш кодування Ріда – Соломона.

3. Оновлені процедури діагностики лінії, призначені для виявлення несправностей і моніторингу характеристик ліній ADSL2 під час роботи: приймачі-передавачі ADSL2 можуть здійснювати вимірювання рівня шуму в лінії, загасання і відношення сигнал/шум на обох кінцях лінії. При цьому вимірювання цих параметрів можуть здійснюватися навіть за неможливістю встановлення нормального з'єднання на даній лінії.

4. Додана підтримка однобітових кодових сузір'їв, що дозволяє отримати велику дальність роботи системи на малих швидкостях.

5. Поліпшено процедури управління передаванням. Наприклад, система може адаптувати швидкість передавання даних в режимі реального часу. Це нововведення, зване фоновою адаптацією швидкості (Seamless Rate Adaptation, SRA), дозволяє системам ADSL2 змінювати швидкість передавання даних прямо під час роботи без переривань зв'язку або бітових помилок. Для цього система діагностує зміни характеристик каналу зв'язку (наприклад, коли

місцева АМ-радіостанція вимикає свій передавач на ніч) і непомітно для користувача змінює швидкість передавання.

6. Додана функція регулювання споживаної потужності, що дозволяє системі знаходитися в стійкому режимі *L0* (режимі постійного передавання корисної інформації), режимі низького споживання потужності *L2* (споживана потужність залежить від характеру трафіку) або в режимі холостого ходу *L3* (сплячий режим, коли інформація тривалий час не передається).

Асиметрична цифрова абонентська лінія ADSL2 без сплітера, згідно з Рекомендацією G.992.4, – наступне покоління технології ADSL G.Lite. У порівнянні з технологією ADSL G.Lite, ADSL2 без сплітера має ряд удосконалень:

- поліпшена підтримка цифрових служб і передавання голосу;
- поліпшена можливість зміни характеристик лінії «на ходу»;
- поліпшені процедури управління спектром передавання;
- додана підтримка однобітових кодових сузір'їв;
- додано повністю цифровий режим роботи.

Асиметрична цифрова абонентська лінія ADSL2+, згідно з Рекомендацією G.992.5, забезпечує швидкість передавання в низхідному напрямку до 16 Мбіт/с, а у висхідному – до 800 кбіт/с. Обладнання ADSL2 + більшості виробників забезпечує швидкість передавання у висхідному напрямку до 1 Мбіт/с, а в низхідному напрямку – до 24 Мбіт/с. Таке збільшення швидкості передавання стало можливим за рахунок майже двократного (до 2,208 МГц) розширення смуги частот, що використовується для передавання в низхідному напрямку.

Основні відмінності ADSL2+ від ADSL2:

- підтримка до 3 кодових слів коду Ріда – Соломона на один DMT-символ;
- удосконалено процедури управління спектром при встановленні з'єднання і під час передавання інформації;
- поліпшена підтримка послуг, що вимагають високих швидкостей передавання даних в низхідному напрямку (наприклад, широкосмугові розважальні послуги).

Надвисокошвидкісна цифрова абонентська лінія VDSL (Very high speed Digital Subscriber Line), відповідно до Рекомендації G.993.1, забезпечує в асиметричному варіанті швидкість передавання в низхідному напрямку до 57 Мбіт/с, а у висхідному – до 33 Мбіт/с. У симетричному варіанті швидкість передавання в обох напрямках становить до 33 Мбіт/с (проте така висока швидкість передавання досягається тільки на невеликих відстанях: близько 300 м при швидкості 57 Мбіт/с і близько 1,8 км при швидкості 13 Мбіт/с). Технологія VDSL може використовуватися з тими ж цілями, що й ADSL, а також для передавання сигналів телебачення високої чіткості (HDTV), відео за запитом тощо.

Надвисокошвидкісна цифрова абонентська лінія VDSL2, відповідно до Рекомендації G.993.2, забезпечує сумарну швидкість передавання в низхідному і висхідному напрямках до 200 Мбіт/с.

Основні відмінності VDSL2 від VDSL:

- визначено плани частот до 30 МГц, що дозволяє одержати сумарну швидкість передавання до 200 Мбіт/с (швидкість передавання в низхідному напрямку плюс швидкість передавання у висхідному напрямку);
- визначено більшу кількість профілів для підтримки широкого спектра сценаріїв установа (наприклад, на АТС, в розподільній шафі (ящику) з підведеною до нього оптоволоконної лінією, в будівлі абонента тощо);
- збільшено до 20,5 дБм максимальну потужність передавання в низхідному напрямку;
- регламентовано обов'язкову підтримку гратчастого кодування;
- поліпшено процедури ініціалізації;
- регламентовано обов'язкову підтримку всіх типів сигнальних сузір'їв для передавання від 1 біта до 15 бітів протягом тактового інтервалу;
- підтримка широкого спектру параметрів тестування (аналогічно ADSL 2);
- покращено будову кадра, основу на ADSL2, з поліпшеним службовим каналом;
- поліпшено можливості надлишкового кодування і перемежування, поширено спектр налаштувань кодуючого пристрою коду Ріда – Соломона й пристрою перемежування;
- повна підтримка цифрового режиму роботи.

Основні характеристики СП xDSL зведено в табл. 8.2.

Таблиця 8.2 – Основні характеристики СП xDSL

Різновид СП xDSL	Рекомендація MCE-T	Швидкість передавання, кбіт/с		Номінальна СПМ в смузі частот найбільшого зосередження спектра, дБм/Гц		Максимальна потужність сигналу на виході передавача в смузі пропускання, дБм		Діапазон частот, кГц		Рознесення між сусідніми несучими кГц	Мінімальне загасання асиметрії, дБ		Маска спектра сигналу на виході передавача	
		низх.	висх.	низх.	висх.	низх.	висх.	низх.	висх.		низх.	висх.	низх.	висх.
1	2	3		4		5		6		7	8		9	
ADSL Annex A	G.992.1	32–6144 з кроком 32	32 – 640 з кроком 32	-40	-38	20,4	12,5	від 25,875 до 1104 (з перекриттям спектрів сигналів зустрічних напрямків передавання) або від 138 до 1104 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	40 (в діапазоні частот від 30 до 1104 кГц)	Рис. 5.1 і 5.2	Рис. 5.3	
ADSL Annex B		32– 6144 з кроком 32	32 –640 з кроком 32	-40	-38	19,9	13,3	від 138 до 1104	від 138 до 276	4,3125	40 (в діапазоні частот від 138 до 1104 кГц)	Рис. 5.4	Рис. 5.5	
ADSL Annex C		32–6144 з кроком 32	32–640 з кроком 32	-40	-38	20,4	12,5	від 25,875 до 1104 (з перекр.) або від 138 до 1104 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	40 (в діапазоні частот від 30 до 1104 кГц)	Рис. 5.1 и 5.2	Рис. 5.3	

Таблиця 8.2 (продовження)

1	2	3		4		5		6		7	8	9	
ADSL Annex L	G.992.1	32–6144 (опція 24448) з кроком 32 (опція 96)	32–640 з кроком 32	-40	-38	20,9(з перекр.) 20,4 (без перекр.)	12,5	від 25,875 до 2208 (з перекр.) або від 138 до 2208 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	40 (в діапазоні частот від 30 до 2208 кГц)	Рис. 5.6 и 5.7	Рис. 5.3
ADSL Annex H		192–1600 з кроком 32	192–1600 з кроком 32	-40	-40	20,4	20,4	від 25,875 до 1104 або від 4,3125 до 1104	від 25,875 до 1104 або від 4,3125 до 1104	4,3125	40 (в діапазоні частот від 4,3125 до 1104 кГц)	Рис. 5.8	Рис. 5.8
ADSL G.Lite Annex A		32–1536 з кроком 32	32–512 з кроком 32	-40	-38	16,2	12,5	від 138 до 552	від 25,875 до 138	4,3125	40 (в діапазоні частот від 30 до 552 кГц)	Рис. 5.9	Рис. 5.3
ADSL G.Lite Annex B		32–1536 з кроком 32	32–512 з кроком 32	-40	-38	17,2	12,5	від 25,875 до 552	від 25,875 до 138	4,3125	40 (в діапазоні частот від 30 до 552 кГц)	Рис. 5.10	Рис. 5.3
ADSL G.Lite Annex C	G.992.2	32–1536 з кроком 32	32–512 з кроком 32	-40	-38	16,2 або 17,2	12,5	від 138 до 552 або від 25,875 до 552	від 25,875 до 138	4,3125	40 (в діапазоні частот від 30 до 552 кГц)	Рис. 5.9 або рис. 5.10	Рис. 5.3

Таблиця 8.2 (продовження)

1	2	3		4		5		6		7	8		9	
ADSL2 Anex A	G.992.3	32–8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13	від 25,875 до 1104 (з перекр.) або від 138 до 1104 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	50 (в діап. від 30 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104 кГц)	Рис. 5.11, 5.12	Рис. 5.3
ADSL2 Annex B		32–8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38	20,4 (з перекр.) 19,8 (без перекр.)	13,8	від 120 до 1104 (з перекр.) або від 254 до 1104 (без перекр.)	від 120 до 276	4,3125	50 (в діап. від 120 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 120 до 1104 кГц)	Рис. 5.13, 5.14	Рис. 5.15
ADSL2 Annex C.A		32–8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13	від 25,875 до 1104 (з перекр.) або від 138 до 1104 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	50 (в діап. від 30 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104 кГц)	Рис. 5.11, 5.12	Рис. 5.3
ADSL2 Annex C.B		32–8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 41	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13	від 25,875 до 1104 (з перекр.) або від 138 до 1104 (без перекр.)	від 25,875 до 276	4,3125	50 (в діап. від 120 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104 кГц)	Рис. 5.11, 5.12	Рис. 5.16

Таблиця 8.2 (продовження)

1	2	3		4		5		6		7	8		9	
ADSL2 Annex L	G.992.3	32–8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13,8	від 3 до 1104 (з перекр.) або від 138 до 1104 (без перекр.)	від 3 до 138	4,3125	50 (в діап. від 4 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 4 до 1104 кГц)	Рис. 5.17, 5.18	Рис. 5.19
ADSL2 Annex J		32–8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38 (см. табл. 5.4)	20,9 (з перекр.) 19,8 (без перекр.)	13,9	від 3 до 1104 (з перекр.) або від 254 до 1104 (без перекр.)	від 3 до f_1 (див. табл. 5.4)	4,3125	50 (в діап. від 4 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 4 до 1104 кГц)	Рис. 5.17, 5.14	Рис. 5.20
ADSL2 Annex L		32–8000 з кроком 32	32 – 800 з кроком 32	- 40	- 36,4 (маска 1), - 32,9 (маска 2)	19,4 (з перекр.) 19,3 (без перекр.)	13	від 25,875 до 552 (з перекр.) или від 138 до 552 (без перекр.)	від 25,875 до 103,5 (маска 1) або від 25,875 до 60,375 (маска 2)	4,3125	50 (в діап. від 30 до 103,5 кГц), 40 (в діап. от 103,5 до 552 кГц)	0 (в діап. від 30 до 552 кГц)	Рис. 5.21, 5.22	Рис. 5.23 (маска 1) 5.24 (маска 2)
ADSL2 Annex M		32– 8000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38 (см. табл. 5.3)	20,9 (з перекр.) 19,8 (без перекр.)	13 (см. табл. 5.3)	від 25,875 до 1104 (з перекр.) або від 254 до 1104 (без перекр.)	від 25,875 до f_1 (см. табл. 5.3)	4,3125	50 (в діап. від 30 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 1104 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104кГц)	Рис. 5.11 і 5.14	Рис. 5.16

Таблиця 8.2 (продовження)

1	2	3		4		5		6		7	8		9	
Spillterless ADSL2 Annex A	G.992.4	32–1536 з кроком 32	32–512 з кроком 32	- 40	- 38	17,7 (з перекр.) 16,7 (без перекр.)	13	від 25,875 до 552 (з перекр.) або від 138 до 552 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	50 (в діап. від 30 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 552 кГц)	50 (в діап. від 30 до 552 кГц)	Рис. 5.10, 5.9	Рис. 5.3
Spillterless ADSL2 Annex L		32–1536 з кроком 32	32–512 з кроком 32	- 40	- 38	17,7 (з перекр.) 16,7 (без перекр.)	13,8	від 3 до 552 (з перекр.) або від 138 до 552 (без перекр.)	від 3 до 138	4,3125	50 (в діап. від 4 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 552 кГц)	50 (в діап. від 4 до 552 кГц)	Рис. 5.25, 5.26	Рис. 5.19
ADSL2+ Annex A	G.992.5	32–16000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13	від 25,875 до 2208 (з перекр.) або від 138 до 2208 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	50 (в діап. від 30 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104 кГц), 40 (в діап. від 1104 до 2208 кГц)	Рис. 5.6, 5.7	Рис. 5.27
ADSL2+ Annex B		32–16000 з кроком 32	32–800 з кроком 32	- 40	- 38	20,4 (з перекр.) 19,8 (без перекр.)	13,8	від 120 до 2208 (з перекр.) або від 254 до 2208 (без перекр.)	від 120 до 276	4,3125	50 (в діап. від 120 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 120 до 1104 кГц), 40 (в діап. від 1104 до 2208 кГц)	Рис. 5.28, 5.29	Рис. 5.30

Таблиця 8.2 (продовження)

1	2	3		4		5		6		7	8		9	
ADSL2+ Annex C.A	G.992.5	32–16000 з кроком 32	32– 800 з кроком 32	- 40	- 38	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13	25,875 - 2208 (з перекр.) або від 138 до 2208 (без перекр.)	від 25,875 до 138	4,3125	50 (в діап. від 30 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104 кГц), 40 (в діап. від 1104 до 2208 кГц)	Рис. 5.6, 5.7	Рис. 5.27
ADSL2+ Annex C.B		32–16000 з кроком 32	32– 800 з кроком 32	- 40	- 41	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13	25,875- 2208 (з перекр.) або від 138 до 2208 (без перекр.)	від 25,875 до 276	4,3125	50 (в діап. від 120 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 30 до 2208 кГц)	Рис. 5.6, 5.7	Рис. 5.16
ADSL2+ Annex L		32–16000 з кроком 32	32– 800 з кроком 32	- 40	- 38	20,9 (з перекр.) 20,4 (без перекр.)	13,8	3– 2208 (з перекр.) або від 138 до 2208 (без перекр.)	від 3 до 138	4,3125	50 (в діап. від 4 до 138 кГц), 40 (в діап. від 138 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 4 до 1104 кГц), 40 (в діап. від 1104 до 2208 кГц)	Рис. 5.31, 5.32	Рис. 5.33
ADSL2+ Annex J		32–16000 з кроком 32	32– 800 з кроком 32	- 40	- 38 (см. табл. 5.4)	20,9 (з перекр.) 19,8 (без перекр.)	13,9	3- 2208 (з перекр.) або від 254 до 2208 (без перекр.)	від 3 до f_1 (табл. 5.4)	4,3125	50 (в діап. від 4 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 4 до 1104 кГц), 40 (в діап. від 1104 до 2208 кГц)	Рис. 5.31, 5.29	Рис. 5.20
ADSL2+ Annex M		32–16000 з кроком 32	32– 800 з кроком 32	- 40	- 38 (см. табл. 5.3)	20,9 (з перекр.) 19,8 (без перекр.)	13 (см. табл. 5.3)	25,875 – 2208 (з перекр.) або від 254 до 2208 (без перекр.)	від 25,875 до f_1 (табл. 5.3)	4,3125	50 (в діап. від 30 до 276 кГц), 40 (в діап. від 276 до 2208 кГц)	50 (в діап. від 30 до 1104 кГц), 40 (в діап. від 1104 до 2208 кГц)	Рис. 5.6, 5.29	Рис. 5.16

Закінчення таблиці 8.2

1	2	3		4		5		6		7	8	9	
VDSL Annex E	G.993.1	від 64 до 57024 з кроком 64	від 64 до 33024 з кроком 64	- 40	- 38	14,5	11,5	смуги плану частот А: від 25,875 до 138 (опціональна), від 138 до 3750, від 5200 до 8500; смуги плану частот В: від 25,875 до 138 (опціональна), від 138 до 3000, від 5100 до 7050	смуги плану частот А: від 25,875 до 138 (опціональна), від 3750 до 5200, від 8500 до 12000; смуги плану частот В: від 25,875 до 138 (опціональна), від 3000 до 5100, від 7050 до 12000	4,3125	55 (в діап. від 0 до 25 кГц), від 55 на част. 25 кГц до 43 на частоті 30 МГц (див. п. 8.1.3 [45])	див. п. 8.1.5.3 [45], рис. 5.34, 5.35	див. п. 8.1.5.3 [45], рис. 5.36, 5.37
VDSL Appendix LLL	G.963.1	від 64 до 57024 з кроком 64	від 64 до 33024 з кроком 64	- 40	- 38	14,5	11,5	смуги плану частот А: від 25,875 до 138 (опціональна), від 138 до 3750, від 5200 до 8500; смуги плану частот В: від 25,875 до 138 (опціональна), від 138 до 3000, від 5100 до 7050	смуги плану частот А: від 25,875 до 138 (опціональна), від 3750 до 5200, від 8500 до 12000; смуги плану частот В: від 25,875 до 138 (опціональна), від 3000 до 5100, від 7050 до 12000	8,625	55 (в діап. до 25 кГц), від 55 на част. 25 кГц до 43 на частоті 30 МГц (див. п. 8.1.3 [45])	див. п. 8.1.5.3 [45], рис. 5.34, 5.35	див. п. 8.1.5.3 [45], рис. 5.36, 5.37
VDSL2 Annex B	G.993.2	до 100000	до 100000	- 40	- 38	20,5	14,5	смуги плану частот А: від 25,875 до 138 (опціональна), від 138 до 3750, від 5200 до 8500; смуги плану частот В: від 25,875 до 138 (опціональна), від 138 до 3000, від 5100 до 7050	смуги плану частот А: від 25,875 до 138 (опціональна), від 3750 до 5200, від 8500 до 12000; смуги плану частот В: від 25,875 до 138 (опціональна), від 3000 до 5100, від 7050 до 12000	4,3125 або 8,625	38 (в діап. до 12 МГц)	див. п. В.2 Рек. G.993.2 [38], рис. 5.38, 5.39	див. п. В.2 Рек. G.993.2 [38], рис. 5.40, 5.41

Варіанти СП xDSL, регламентованих Рекомендаціями МСЕ, принципово відрізняються один від одного лише числом ортогональних несучих і відповідно швидкостями передавання. Так, наприклад, за Рекомендацією G.992.1, СП ADSL може максимально використовувати 255 ортогональних несучих, а СП VDSL, за Рекомендацією G.993.1, використовує 2782 ортогональних несучих. Інші відмінності носять непринциповий, інженерний характер. У зв'язку з цим надалі будуть розглянуті докладно лише характеристики і алгоритми функціонування СП ADSL за Рекомендацією G.992.1, для решти СП будуть вказані в міру необхідності лише принципові відмінності в алгоритмах і характеристиках.

Важливою перевагою СП ADSL є можливість спільної роботи по одній АЛ з аналоговим телефоном традиційної телефонної мережі. Для розв'язки сигналів і збереження телефонного зв'язку на станційному і абонентському боці СП ADSL утримують розділові пристрої – сплітери (рис. 8.1).

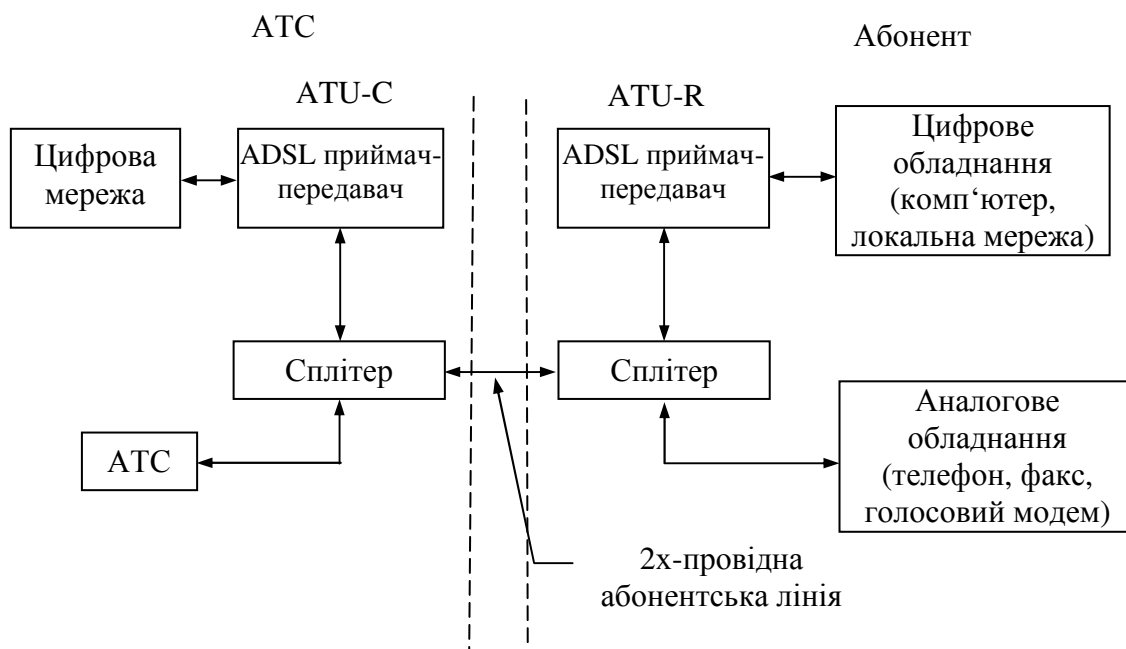


Рисунок 8.1 – Сполучення СП ADSL з телефонним обладнанням, що використовує смугу частот 0,3 – 3,4 кГц

Поділ сигналів зустрічних напрямків передавання в СП ADSL здійснюється або за частотою за допомогою фільтрів, або за рахунок частотної вибіркової сигналів-переносників, або ехокомпенсаційним способом за допомогою ехокомпенсатора, що вмикається між виходом передавача і входом приймача. Спектр лінійного сигналу ADSL для варіанту частотного розділення сигналів зустрічних напрямків передавання зображено на рисунку 8.2.

Знизу спектр сигналу обмежений частотою близько 30 кГц (точніше, 25,875 кГц згідно з Рекомендацією G.992.1, Annex A), що дозволяє зберегти телефонний канал. Є також варіант спектра ADSL, що починається з частоти 138 кГц, що забезпечує сумісність з сигналами ISDN за роботи на одній лінії (Рекомендація G.992.1, Annex B).

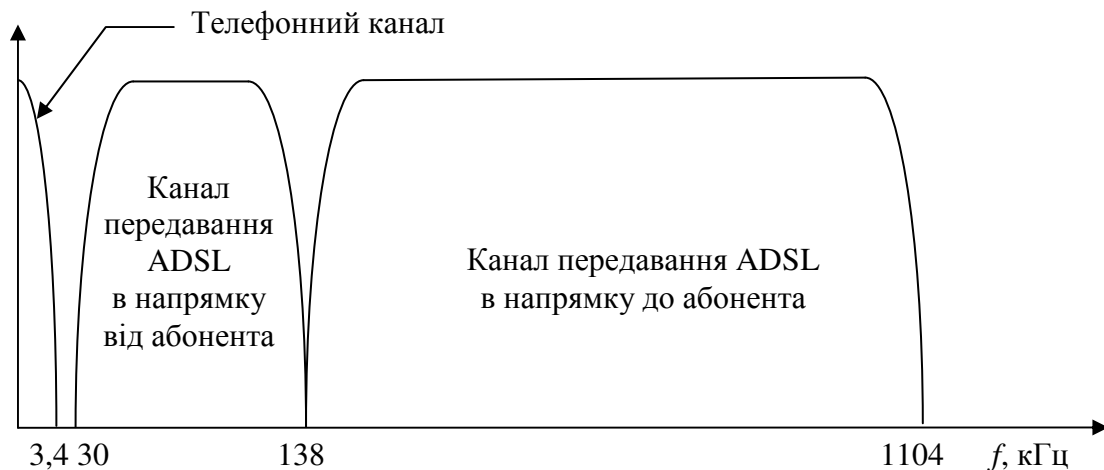


Рисунок 8.2 – Спектр лінійного сигналу ADSL (частотне розділення сигналів зустрічних напрямків)

Існують і варіанти «повністю цифрового режиму» ADSL2 і ADSL2 +, за якого допускається використання смуги частот, починаючи з 3 кГц (G.992.3, Annex L і Annex J, G.992.5, Annex L і Annex J). Гнучкість у формуванні спектра лінійного сигналу є однією з переваг технології ADSL.

8.2 Алгоритми модуляції та демодуляції СП ADSL

Рекомендацією G.992.1 визначено наступні основні параметри групового сигналу:

- рознесення за частотою між сусідніми несучими $\Delta F = 4,3125$ кГц;
- максимальне число несучих (включаючи невикористовувані) становить:
 - в низхідному напрямку (downstream) $N = 256$,
 - у висхідному напрямку (upstream) $N = 32$;
- використовувані несучі мають номери $l_1 \dots l_2$;
- несуча $l = 64$ (відповідна частоті $l\Delta F = 276$ кГц) призначена для передавання пілот-сигналу в низхідному напрямку.

Відповідно до розглянутих вище алгоритмів модуляції сигналів в СП ОГС (див. розділ 3), структура спектра групового сигналу станційного передавача (ATU-C) визначається значеннями координат сигнальних точок a_l і b_l , $l = l_1, l_1 + 1, l_1 + 2, \dots, l_2 - 1, l_2$, які утворюють комплексний вектор R_l згідно з наступним правилом:

$$\begin{aligned}
 R_l &= 0, \quad l = 0, 1, 2, \dots, l_1 - 1, l = l_2 + 1, \dots, 255, \\
 R_l &= a_l + ib_l, \quad l = l_1, l_1 + 1, l_1 + 2, \dots, l_2 - 1, l_2, \\
 R_{64} &= a_{64} + ib_{64}, \\
 R_l &= \bar{R}_{512-l}, \quad l = 256, 257, \dots, 511,
 \end{aligned}
 \tag{8.1}$$

де a_{64}, b_{64} – немодульовані амплітуди синфазної і квадратурної складових пілот-сигналу; риса над R означає операцію комплексного спряження.

В результаті виконання зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ) вектору R_l

$$s_{zp}(n) = \sum_{l=0}^{511} R_l e^{\frac{i2\pi ln}{512}}, n = 0, 1, 2, \dots, 511, \quad (8.2)$$

формується 512 відліків групового сигналу, які доповнюються відліками префікса (захисного інтервалу), що збігаються з 32-ма відліками з номерами $n = 480 \dots 511$, отриманими в результаті ЗДПФ-перетворення, що дозволяє сформувати 544 відліки групового сигналу в низхідному напрямку на кожному тактовому інтервалі.

В абонентському передавачі (ATU-R) вектор R_l , відповідний висхідному потоку, формується таким чином:

$$\begin{aligned} R_l &= 0, l = 0, 1, 2, \dots, l_1 - 1, l = l_2 + 1, \dots, 32, \\ R_l &= a_l + ib_l, l = l_1, l_1 + 1, l_1 + 2, \dots, l_2 - 1, l_2, \\ R_l &= R_{64-l}, l = 32, 33, \dots, 63. \end{aligned}$$

В результаті здійснення ЗДПФ-перетворення вектора R_l :

$$s_{zp}(n) = \sum_{l=0}^{63} R_l e^{\frac{i2\pi ln}{64}}, n = 0, 1, 2, \dots, 63,$$

формується 64 відліки групового сигналу, які доповнюються відліками префікса (захисного інтервалу), що збігаються з чотирма відліками з номерами $n = 60 \dots 63$, отриманими в результаті ЗДПФ-перетворення, що дозволяє сформувати 68 відліків групового сигналу у висхідному напрямку на кожному тактовому інтервалі.

Дискретні спектри, які формуються передавачем ATU-C за ехокомпенсаційного та фільтрового поділу сигналів, наведено на рис. 8.3 і 8.5 відповідно. На рис. 8.6 наведено дискретний сигнал ATU-C. Дискретний спектр і груповий сигнал, що формуються передавачем ATU-R, наведені на рисунках 8.4 і 8.7 відповідно. Штрихуванням на рис. 8.6 і 8.7 відзначені (внаслідок додавання захисного інтервалу) області групового сигналу, що збігаються на тактовому інтервалі.

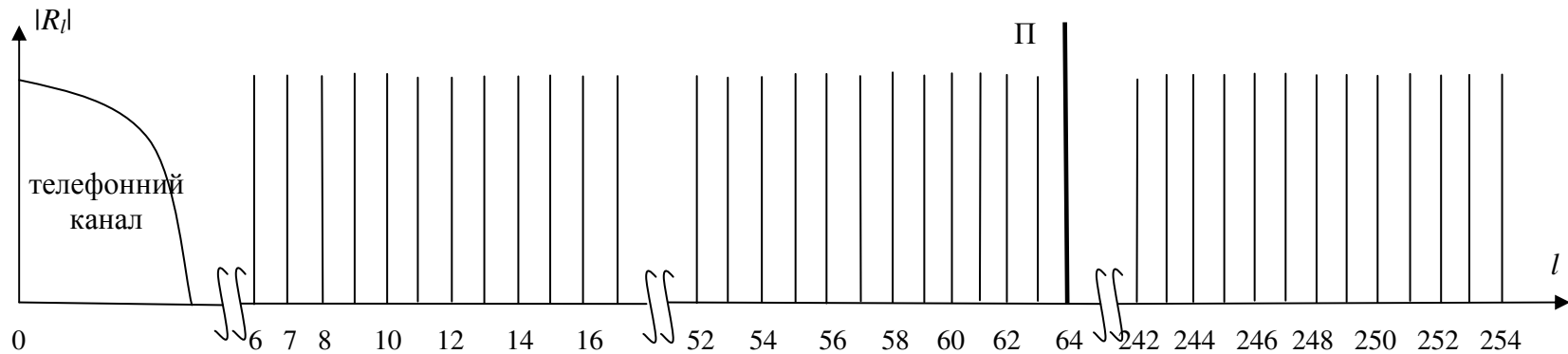


Рисунок 8.3 – Дискретний спектр ADSL (ATU-C) при ехокомпенсаційному розділенні сигналів зустрічних напрямків передавання (l – номери несучих сигналів, П – пілот-сигнал)

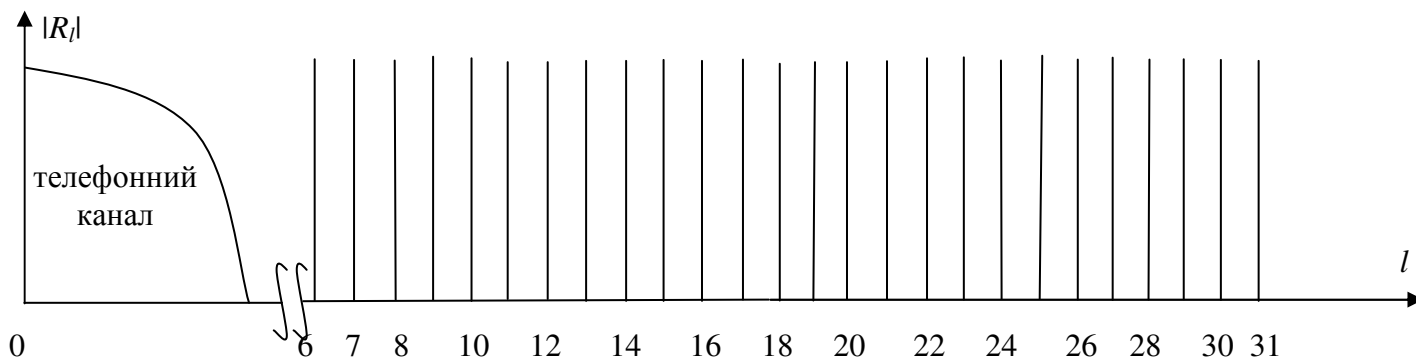


Рисунок 8.4 – Дискретний спектр ADSL (ATU-R) (l – номери несучих сигналів)

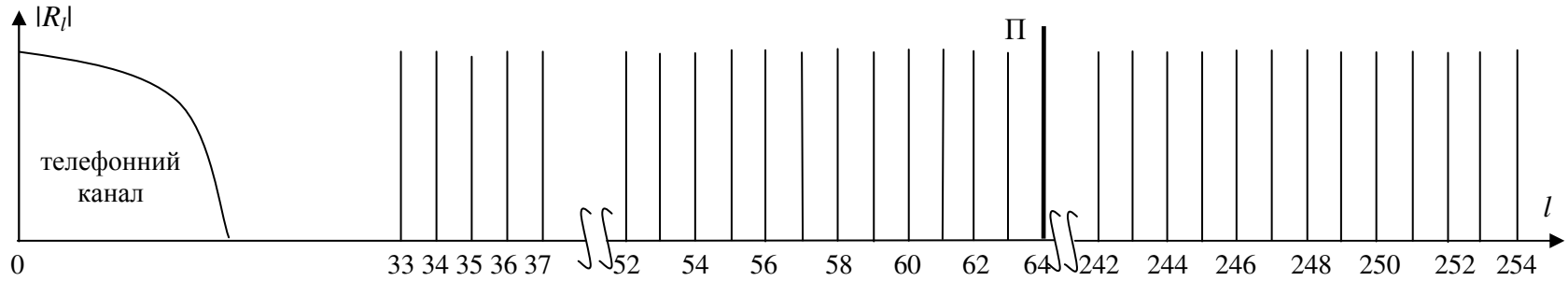


Рисунок 8.5 – Дискретний спектр ADSL (ATU-C) при фільтровому поділі сигналів зустрічних напрямків передавання
(l – номери несучих сигналів, П – пілот-сигнал)

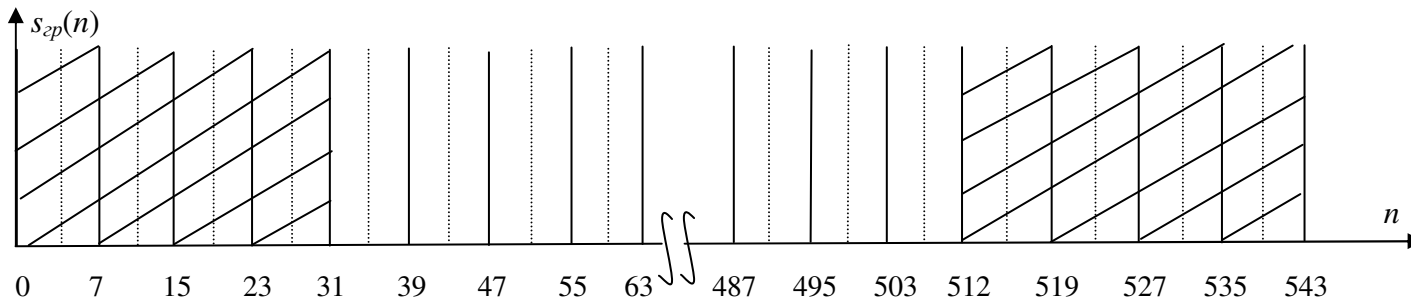


Рисунок 8.6 – Дискретний сигнал ADSL (ATU - C) (n – номер відліку) (заштриховано збіжні області групового сигналу)

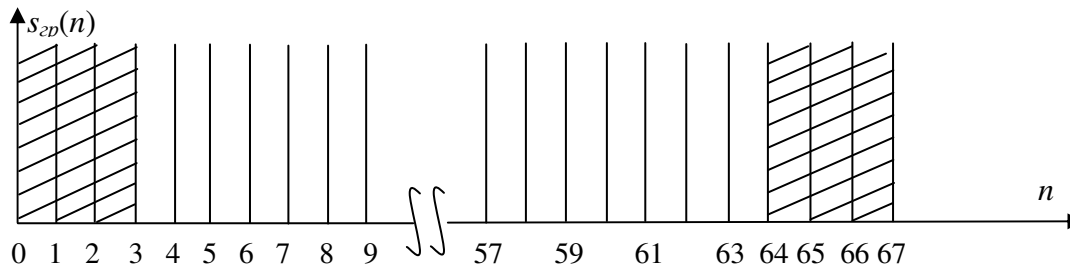


Рисунок 8.7 – Дискретний сигнал ADSL (ATU-R) (n – номер відліку) (заштриховано збіжні області групового сигналу)

8.3 Структурна схема передавача

Структурна схема передавача ADSL станційного боку (ATU-C), що відповідає Рекомендації MCE-T G.992.1, наведена на рис.8.8.

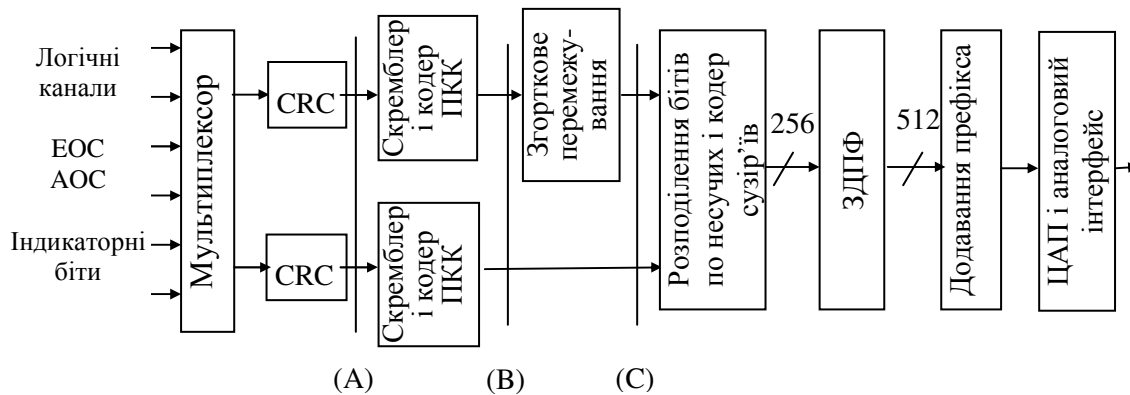


Рисунок 8.8 – Передавач СП ADSL (ATU-C)

Передавач СП ADSL утворює поряд з фізичним каналом ряд інформаційних і службових, які називаються *логічними* чи *транзитними каналами*. Всі види інформації, окрім корисної інформації, називаються *службовою інформацією*.

СП ADSL дозволяє одночасно передавати сигнали декількох інформаційних каналів. Для передавання службової інформації використовують вбудований робочий канал – ЕОС (*embedded operations channel*), службовий канал керування – АОС (*ADSL overhead control channel*), а також службові (індикаторні) біти. Комбінування і поділ логічних каналів в передавачі і приймачі здійснюється за допомогою кадрової структури сигналу, що наведена нижче. Таким чином, у фізичному каналі ADSL створюється ряд *логічних каналів*.

У СП ADSL в низхідному напрямку (у напрямку від станції до абонента) може бути організовано до чотирьох симплексних логічних каналів і до трьох повнодуплексних логічних каналів, які мультиплексуються в єдиний фізичний канал блоком «Мультиплексор» (див. рис.8.8).

Сімплесні канали позначені як AS0, AS1, AS2 і AS3, а дуплексні – як LS0, LS1 і LS2. Дуплексні канали можуть мати різні швидкості передавання в різних напрямках, включаючи і нульову швидкість в одному або обох напрямках. Коли швидкість дуплексного каналу дорівнює нулю в одному напрямку, він перетворюється в симплексний канал у напрямку з ненульовою швидкістю. Допустимі швидкості різних транзитних каналів перелічено в табл. 8.3.

Таблиця 8.3 – Логічні канали ADSL

Канал	Тип	Допустимі швидкості	Коментарі
AS0	Низхідний симплексний	0 – 6,144 Мбіт/с	Найчастіше використовується як один низхідний канал
AS1	Низхідний симплексний	0 – 4,608 Мбіт/с	
AS2	Низхідний симплексний	0 – 3,072 Мбіт/с	
AS3	Низхідний симплексний	0 – 1,536 Мбіт/с	
LS0	Дуплексний	0 – 640 кбіт/с	Може мати різні швидкості в кожному напрямку. Найчастіше використовується як висхідний симплексний канал
LS1	Дуплексний	0 – 640 кбіт/с	Може мати різні швидкості в кожному напрямку.
LS2	Дуплексний	0 – 640 кбіт/с	Може мати різні швидкості в кожному напрямку.

Для всіх логічних каналів реальні швидкості передавання є кратними 32 кбіт/с. У багатьох реалізаціях в низхідному напрямку використовується тільки один симплексний канал, а у висхідному напрямку дуплексний канал використовується в симплексному режимі. Зазвичай в цих випадках використовуються канали AS0 і LS0.

Можливість використання різних логічних каналів дозволяє ADSL бути достатньо гнучкою для підтримки різних програм. Наприклад, одним з застосувань ADSL є відео за запитом по телефонній лінії. У цьому випадку для передавання цифрових відео- та аудіосигналів може використовуватися, наприклад, низхідний симплексний канал AS0, тоді як для передавання і приймання інформації про керування (команди паузи або перемотування) може використовуватися, наприклад, дуплексний канал LS0.

Характерною особливістю передавача є наявність в ньому 2-х трактів – *швидкого і з перемешуванням*. Ці назви зобов'язані своїм походженням тому факту, що дані тракту з перемешуванням, звані згодом *данними з перемешуванням*, з метою декореляції потоку помилок, що призводить до підвищення завадозахищеності, піддаються операції згорткового

перемежування, яка вносить в ці дані затримку. Дані ж швидкого тракту (*швидкі дані*) не містять блоку перемежування і тому проходять через цей тракт швидше. Таке рішення пов'язане з тим, що використовуваний в ADSL метод паралельного передавання ОГС вносить в передавані дані значні затримки, зумовлені тривалістю тактового інтервалу. Але для деяких видів передаваної інформації, наприклад, телефонних повідомлень, затримки суворо нормуються і великі затримки неприпустимі. І для того щоб не вносити в такі сигнали додаткову затримку, викликану перемежуванням, ці дані передають окремим (швидким) трактом, в якому відсутнє перемежування

Слід зазначити, що будь-який логічний канал призначається швидкому тракту або тракту з перемежуванням, але ніяк не обом. Тим не менш, обидва тракти можуть бути активними одночасно (якщо кожному буде призначено один або більше логічних каналів). Однак у багатьох реалізаціях використовується тільки один тракт.

Функціонально передавач станційного модему ATU-C і передавач абонентського модему ATU-R реалізуються за одним і тим же алгоритмом. Однак між ними існують і незначні відмінності, пов'язані з різними швидкостями передавання "вниз" і "вгору". Перш за все, ATU-C і ATU-R відрізняються числом використовуваних несучих сигналів. Інші розходження між ATU-C і ATU-R виходять з цього і будуть розглянуті у ході описування передавача ADSL.

Розглянемо призначення блоків передавача. Блок мультиплексування об'єднує до чотирьох симплексних (AS0 – AS3) і до трьох дуплексних (LS0 – LS2) інформаційних (логічних) сигналів, синхронізованих з тактовою частотою 4 кГц, з сигналами управління, адміністрування і експлуатації в два окремих потоки даних: швидкий і з перемежуванням. Кожен з потоків піддається незалежним CRC-кодуванню, скремблюванню та кодуванню кодом, що виправляє помилки (пряме коригувальне кодування – ПКК), – кодом Ріда – Соломона. Потім дані тракту з перемежуванням піддаються операції згорткового перемежування. Сформовані потоки двійкових символів розподіляються по каналах (несучих) передавача у відповідності з оптимальним розділенням потужності передавача і числа бітів передаваної інформації по несучим. Це розділення визначається у приймачі модему ATU-R і передається на протилежний бік. Відповідно до цього розділення вибирається вид сигнального сузір'я (при цьому використовуються сигнально-кодові конструкції) і коефіцієнт посилення в кожному каналі. В результаті формується комплексний вектор (8.1), який перетворюється за алгоритмом ЗДПФ (8.2). Цифровий сигнал, отриманий в результаті ЗДПФ-перетворення, доповнюється сигналами префікса, перетворюється в аналоговий сигнал і передається абонентською лінією.

8.4 Структура кадрів ADSL

Кадрова та надкадрова структура сигналу ADSL дозволяє об'єднувати (мультиплексувати) і розділяти логічні канали за передавання їх по фізичному каналу ADSL.

Найбільшим елементом сигналу ADSL є надкадр. Надкадр має тривалість 17 мс і складається з 68 інформаційних кадрів, нумерованих від 0 до 67, і одного кадра (символу) синхронізації. Кадр синхронізації має ту саму тривалість, що й кадр даних, і він може розглядатися як кадр, що не переносить даних користувача.

Кожен кадр ADSL, включаючи і кадр синхронізації, відповідає одному ADSL-символу. Частота проходження кадрів складає $\frac{69 \text{ кадрів}}{17 \text{ мс}} \approx 4,0588 \text{ кГц}$.

Оскільки інформаційних кадрів за 17 мс передається всього 68 (символ синхронізації є службовим і тут не враховується), то частота передавання інформаційних кадрів становить $\frac{68 \text{ кадрів даних}}{17 \text{ мс}} = 4 \text{ кГц}$.

Структура кадра і надкадра передавача ATU-C наведена на рис. 8.9. Всі інформаційні кадри мають аналогічну структуру. Кожен кадр розбивається на дві частини: півкадр, що містить дані швидкого тракту, і півкадр, що містить дані тракту з перемежуванням.

Півкадри, в свою чергу, розбиваються на байти. Кожен півкадр містить точно певну кількість байтів даних, що відносяться до кожного з активних логічних каналів. У кожному півкадрі даних містяться також і байти службової інформації, проте ці службові байти різні для різних номерів кадрів.

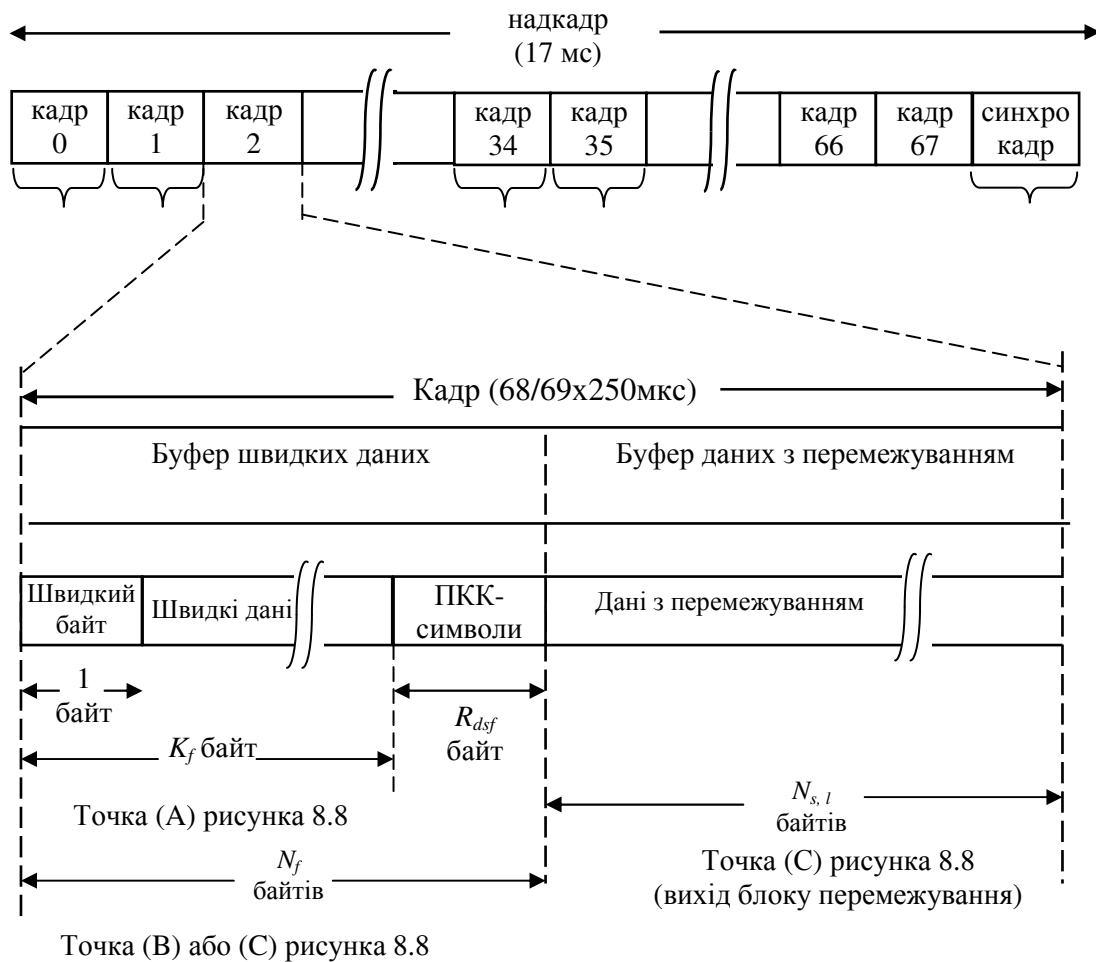


Рисунок 8.9 – Структура надкадра ADSL (передавач ATU-C)

На рис. 8.10 зображено загальну структуру інформаційного кадра ADSL, що відповідає точці (А) рис. 8.8 (на виході блоку CRC або на вході скремблера).

Службова інформація швидкого тракту	Дані швидкого тракту	Службова інформація швидкого тракту	Службова інформація тракту з перемежуванням	Дані тракту з перемежуванням	Службова інформація тракту з перемежуванням
-------------------------------------	----------------------	-------------------------------------	---	------------------------------	---

Рисунок 8.10 – Структура кадра, що включає компоненти швидкого тракту і тракту з перемежуванням (відповідає точці (А) на рис. 8.8)

На рис. 8.11 зображено більш детальну структуру півкадра висхідного і низхідного напрямків передавання швидкого тракту на виході блоку CRC.

З рис. 8.11 видно, що кожен логічний канал наділяється певною кількістю байтів. Кадр даних, що використовується в низхідному напрямку, має місця для всіх семи транзитних каналів, а кадр висхідного напрямку може переносити тільки байти LS-каналів, тому що у висхідному напрямку AS-канали не передаються. Якщо певний логічний канал не використовується у швидкому

тракті, то кількість відповідних цьому каналу байтів дорівнює нулю (тому він не буде займати місце в цьому тракті).

Швидкий байт	Байти AS0	Байти AS1	Байти AS2	Байти AS3	Байти LS0	Байти LS1	Байти LS2	Байт AEX	Байт LEX
--------------	-----------	-----------	-----------	-----------	-----------	-----------	-----------	----------	----------

Швидкий байт	Байти LS0	Байти LS1	Байти LS2	Байт LEX
--------------	-----------	-----------	-----------	----------

Рисунок 8.11 – Детальна структура швидкої частини кадра ADSL для низхідного напрямку (зверху) і висхідного напрямку (знизу), що відповідає точці (А) на рис. 8.8

Через те що розділення інформації з кадрів (а інформаційні кадри прямують один за одним з частотою 4 кГц) відбувається байтами, а не частинами байтів, швидкість передавання даних з інформаційного каналу кратна величині $4 \text{ кГц} \times 8 \text{ біт} = 32 \text{ кбіт/с}$.

Фактично швидкість передавання даних з інформаційного каналу можна визначити з наступного виразу:

$$R_{\text{channel}} = \text{кількість байтів на кадр} \times 8 \frac{\text{біт}}{\text{байт}} \times 4000 \frac{\text{кадрів}}{\text{с}} \text{ (біт/с)}.$$

У кадрі даних швидкого буфера присутні і кілька службових байтів – *швидкий байт* і *LEX-байт*; *AEX-байт* – в низхідному напрямку і *LEX-байт* – у висхідному напрямку.

Перший байт швидкої частини кадра називається «швидким байтом» і служить для передавання кодової, службової та синхронізуючої інформації. Швидкий байт – це скорочення для *байта синхронізації швидкого тракту*. Швидкий байт завжди присутній, навіть якщо швидкий тракт не використовується жодним транзитним каналом. Він виконує 4 різні функції залежно від номера кадра (від 0 до 67). Ці чотири функції такі:

- перенесення CRC-інформації відносно попереднього надкадра швидкого тракту;
- передавання індикаторних бітів;
- перенесення вбудованого (внутрішнього) робочого каналу – *ЕОС (embedded operations channel)*;
- перенесення інформації керування синхронізацією для того, щоб керувати вкладанням і вийманням байтів з метою синхронізації (вирівнювання) швидкості логічного каналу з користувальницькою швидкістю (швидкістю, яку необхідно забезпечити).

Призначення каналу ЕОС і індикаторних бітів залишається за межами розгляду даного довідника.

Байти AEX і LEX використовуються для того, щоб включати додатковий байт в AS-і LS-канал з метою вирівнювання швидкості логічного каналу з користувальницькою швидкістю (швидкістю, яку необхідно забезпечити).

На рис. 8.12, *а* і 8.12, *б* зображено структуру швидкої частини кадра ADSL на виході блоку скремблювання та кодування (див. рис. 8.8) для висхідного і низхідного напрямків відповідно. Відмінністю структури сигналу швидкої частини в цій точці від структури на виході блоку CRC є скремблювання даних та наявність доданих кодером байтів ПКК.

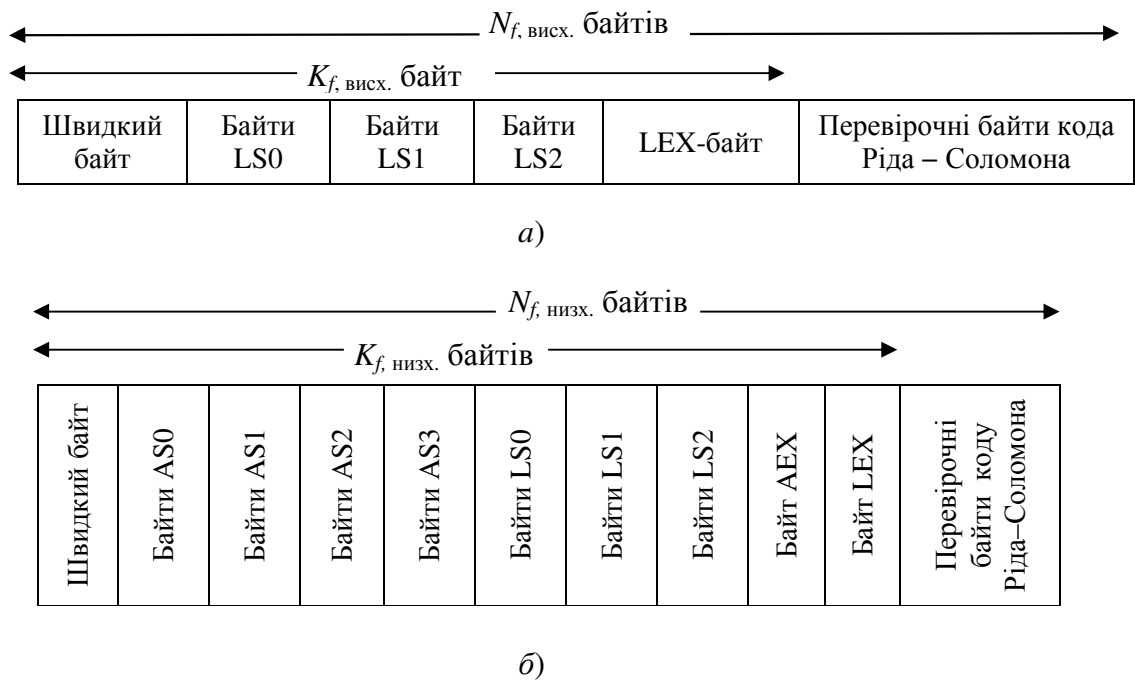


Рисунок 8.12 – Структура швидкої частини кадра ADSL після блоку ПКК (точка (В) на рис. 8.8): *а* – для висхідного напрямку; *б* – для низхідного напрямку

На рис. 8.13, *а* і 8.13, *б* зображено структуру півкадра з перемежуванням, відповідно виходу блоку CRC (див. рис. 8.8).

Перший байт півкадра з перемежуванням називається *байтом синхронізації* і виконує такі основні функції (деякі з цих функцій аналогічні функції швидкого байта):

- передавання CRC-інформації щодо попереднього надкадра тракту з перемежуванням;
- перенесення інформації керування синхронізацією для додавання та видалення байтів з транзитних каналів тракту з перемежуванням;
- перенесення АОС-каналу, коли тракт з перемежуванням не використовується жодним з транзитних каналів.

Призначення каналу АОС залишається за межами розгляду даного посібника.

Байт синхронізації	Байти LS0	Байти LS1	Байти LS2	Байт LEX
-----------------------	--------------	--------------	--------------	-------------

a)

Байт синхронізації	Байти AS0	Байти AS1	Байти AS2	Байти AS3	Байти LS0	Байти LS1	Байти LS2	Байт AEX	Байт LEX
-----------------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	-------------	-------------

b)

Рисунок 8.13 – Структура півкадра з перемешуванням на виході блоку CRC (точка (A) на рис. 8.8):

a – для висхідного напрямку; б – для низхідного напрямку

В тракті з перемешуванням кодове слово ПКК, на відміну від кодового слова в швидкому тракті, може бути складено з декількох кадрів. Реальна кількість кадрів S в кодовому слові ПКК тракту з перемешуванням встановлюється в процесі ініціалізації. Якщо кожен з цих кадрів містить K корисних байтів, то кодер Ріда – Соломона додає до $S \times K$ корисних даних R перевірючих байтів, формуючи кодове слово довжиною $S \times K + R$ байтів. Після рівномірного розподілення перевірючих байтів по S кадрам на виході блоку ПКК кожен кадр тракту з перемешуванням міститиме $(S \times K + R)/S$ байтів. Після кодування Ріда – Соломона кодові слова ПКК піддаються згортковому перемешуванню, в результаті якого кадри, що надходять на вхід кодера сузір'їв (точка (C) на рис. 8.8), складаються з байтів, що належать кільком кодовим словам ПКК.

8.5 Алгоритми формування сигналів на передаванні

8.5.1 Циклічна надлишкова перевірка

Циклічна надлишкова перевірка (CRC) призначена для оцінки кількості прийнятих надкадрів, що містять помилки, не виправлені блоком ПКК. Існує два типи циклічної надлишкової перевірки: одна для швидкого тракту, інша для тракту з перемешуванням. Вони генеруються для кожного надкадра і передаються в нульовому кадрі наступного надкадра. Для циклічної надлишкової перевірки в кожному надкадрі виділяється вісім бітів для кожного тракту (у швидкому тракті перевірючі біти CRC передаються в "швидкому байті" (8 біт) кадра 0, а в тракті з перемешуванням – в "синхробайті" (8 біт) кадра 0). Ці біти розраховуються з k біт повідомлення згідно з наступною рівністю:

$$\text{crc}(D) = M(D) D^8 \bmod G(D),$$

где $M(D) = m_0 D^{k-1} \oplus m_1 D^{k-2} \oplus \dots \oplus m_{k-2} D \oplus m_{k-1}$ – багаточлен повідомлення;

$G(D) = D^8 \oplus D^4 \oplus D^3 \oplus D^2 \oplus 1$ – утворюючий багаточлен;

$\text{crc}(D) = c_0D^7 \oplus c_1D^6 \oplus \dots \oplus c_6D \oplus c_7$ – перевірочний багаточлен;
 \oplus – означає додавання за модулем 2 (виключне або);
 D – оператор затримки.

Для кожного з трактів біти, контрольовані CRC (біти, на основі яких розраховуються перевірочні біти CRC), містять всі біти, що передаються цим трактом протягом надкадра, крім бітів ПКК, бітів попереднього CRC і синхрокадра (кадр 68)..

8.5.2 Скремблювання

Відповідно до Рекомендації G.992.1 МСЕ, потоки двійкових даних кожного тракту (швидкого і з перемешуванням) після CRC-кодування повинні незалежно один від одного скремблюватися за наступним алгоритмом:

$$d'_n = d_n \oplus d_{n-18}' \oplus d_{n-23}'$$

де d_n – n -й біт на вході скремблера відповідного тракту;

d'_n – n -й біт після операції скремблювання у відповідному тракті.

Даний алгоритм повинен застосовуватися для всіх послідовних потоків даних незалежно від кадровутворення або синхронізації символів. Дескремблювання в приймачі виконується незалежно від синхронізації символів.

Структурні схеми скремблера і дескремблера наведено на рис. 7.2 і 7.3.

8.5.3 Попередня корекція помилок і перемешування

Після скремблювання дані обох трактів (швидкого і з перемешуванням) піддаються незалежно попередньому коригувальному кодуванню (ПКК). Обидва тракту використовують код Ріда – Соломона в полі Галуа GF (256). Кількість k перевірочних байтів і кількість n корисних байтів, які складають кодове слово, визначаються в процесі ініціалізації ADSL-з'єднання. У швидкому тракті кожному кадру відповідає одне кодове слово. В тракті з перемешуванням кодове слово може складатися з цілого числа S кадрів, де S – число, що дорівнює ступеню двійки, менше або рівне 16 ($S = 1, 2, 4, 8$ або 16). Для обох трактів кількість перевірочних байтів може бути будь-яким парним числом між 0 і 16 включно. Відношення кількості перевірочних байтів до кількості корисних байтів має бути близьким до нуля. Таке ставлення дає прийнятний виграш кодування без значної надлишковості.

Для формування кодового слова Ріда – Соломона розміром $n = k + r$ байт до k інформаційних байтів $m_0, m_1, \dots, m_{k-2}, m_{k-1}$ повинні додаватися r перевірочних надлишкових байтів $c_0, c_1, \dots, c_{r-2}, c_{r-1}$. Перевірочні байти обчислюються з інформаційного байта наступним чином:

$$C(D) = M(D) D^r \text{ mod } G(D),$$

де

$M(D) = m_0 D^{k-1} \oplus m_1 D^{k-2} \oplus \dots \oplus m_{k-2} D \oplus m_{k-1}$ – багаточлен повідомлення;

$C(D) = c_0 D^{r-1} \oplus c_1 D^{r-2} \oplus \dots \oplus c_{r-2} D \oplus c_{r-1}$ – перевірочний багаточлен;

$G(D) = \Pi (D \oplus \alpha^l)$ – утворюючий багаточлен коду Ріда – Соломона, де Π позначає множення, а l змінюється від 0 до $r-1$.

Арифметика виконується в полі Галуа GF (256), де α – примітивний елемент, який задовольняє примітивному бінарному багаточлену $x^8 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$ (ϵ його коренем). Байт даних $(d_7, d_6, \dots, d_1, d_0)$ ідентичний елементу поля Галуа $d_7 \alpha^7 \oplus d_6 \alpha^6 \oplus \dots \oplus d_1 \alpha \oplus d_0$.

Число перевірочних байтів r і розмір кодового слова n можуть змінюватися.

Кодований сигнал в тракті з перемежуванням піддається операції згорткового перемежування. Глибина перемежування варіюється, але завжди повинна бути кратна 2. Згорткове перемежування здійснюється за таким правилом.

Кожен байт кодової конструкції Ріда – Соломона B_0, B_1, \dots, B_{N-1} затримується на величину, яка пропорційна індексу байта. Інакше кажучи, байт B_l затримується на $(D-1)*l$ байт, де D – глибина перемежування.

Приклад для $n = 5, d = 2$ показаний в табл. 8.4, де B_l^j відповідає l -му байту j -го кодового слова.

Відповідно до розглянутих правил і вибраної глибини перемежування (кратної 2), в разі непарного n , байти на виході буфера з перемежуванням завжди займають «свій» часовий інтервал. Незавжди перевірити, що якщо n є парним, то таке перемежування здійснити неможливо: байти з попереднього кодового слова «накладаються» на байти наступного кодового слова. Наприклад, при $d = 2$ і $n = 4$ байт B_2^j мав би зайняти місце байта B_0^{j+1} . Виходом із цього становища є додавання холостого байта в початок кодового слова на вході блоку перемежування, завдяки чому довжина кодового слова стає непарною. Кодове слово, що вийшло, потім піддається згортковому перемежуванню, а холостий байт вилучається на виході блоку перемежування.

Таблиця 8.4 – Згорткове перемежування для $n = 5, d = 2$

Вхід блоку перемежування	B_0^j	B_1^j	B_2^j	B_3^j	B_4^j	B_0^{j+1}	B_1^{j+1}	B_2^{j+1}	B_3^{j+1}	B_4^{j+1}
Вихід блоку перемежування	B_0^j	B_3^{j-1}	B_1^j	B_4^{j-1}	B_2^j	B_0^{j+1}	B_3^j	B_1^{j+1}	B_4^j	B_2^{j+1}

8.5.4 Розподіл бітів по несучих

Перед надходженням на блок модуляції дані, що підлягають передаванню, накопичуються в буферах даних швидкого тракту і тракту з перемежуванням. У процесі ініціалізації на протилежному боці вимірюється захищеність сигналу на частоті кожної несучої. За результатами вимірювань в приймачі ATU-R визначається кількість бітів даних, яка може бути передана

на кожній несучій протягом одного тактового інтервалу і розраховується оптимальна потужність кожної несучої. Результати розрахунків передаються на АТУ-С. Для ADSL кількість бітів на одну несучу може бути від 2-х до 15-ти включно, або нулем (у ADSL2 і ADSL2 + забезпечена можливість передавання одного біта в каналі). Приклад розподілу бітів, що підлягають передаванню, по несучих наведено на рис. 8.14.

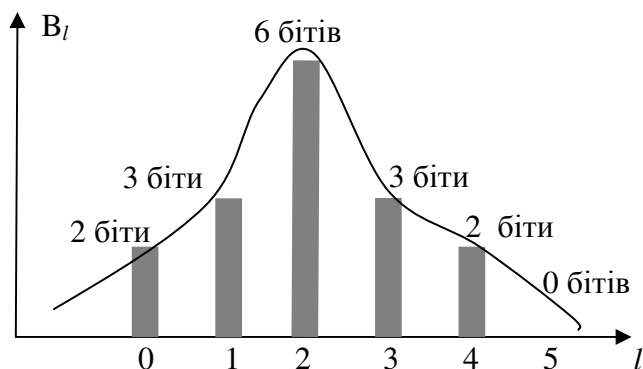


Рисунок 8.14 – Приклад розподілу кількості передаваних протягом тактового інтервалу бітів V_l по несучих l

Важливою особливістю розподілу бітів по несучих є те, що біти швидкого тракту розподіляються по несучих з невеликою кількістю бітів, а біти тракту з перемежуванням – з великою кількістю бітів. Це здійснюється з метою мінімізувати ймовірність помилки під час дії в каналі зв'язку імпульсних завад. Імпульсні завади абонентської лінії практично однаково впливають на кожну несучу в силу рівномірного спектра завади. Однак помилок при цьому буде породжуватися більше за демодуляції несучих, модульованих більш щільними сигнальними сузір'ями. Це збільшення числа помилок після демодуляції та здійснення внутрішнього рівня декодування буде компенсовано більшою здатністю зовнішнього коду виправляти помилки в тракті з перемежуванням.

8.5.5 Внутрішнє кодування та перетворення бітів

Розподілені по несучих біти інформації, що передається, перед модуляцією піддаються внутрішньому кодуванню, рекомендований алгоритм якого наведено на рис. 8.15.

На вхід схеми кодування надходить двійковий символ $u = (u_{z'}, u_{z'-1}, \dots, u_1)$, який складається з z' біт інформації, що підлягає передаванню на двох сусідніх несучих СП ADSL. Молодші біти символу u (u_1 і u_2) перетворюються за допомогою згорткового кодера (див. рис. 8.16) в біти u_0, u_1 і u_2

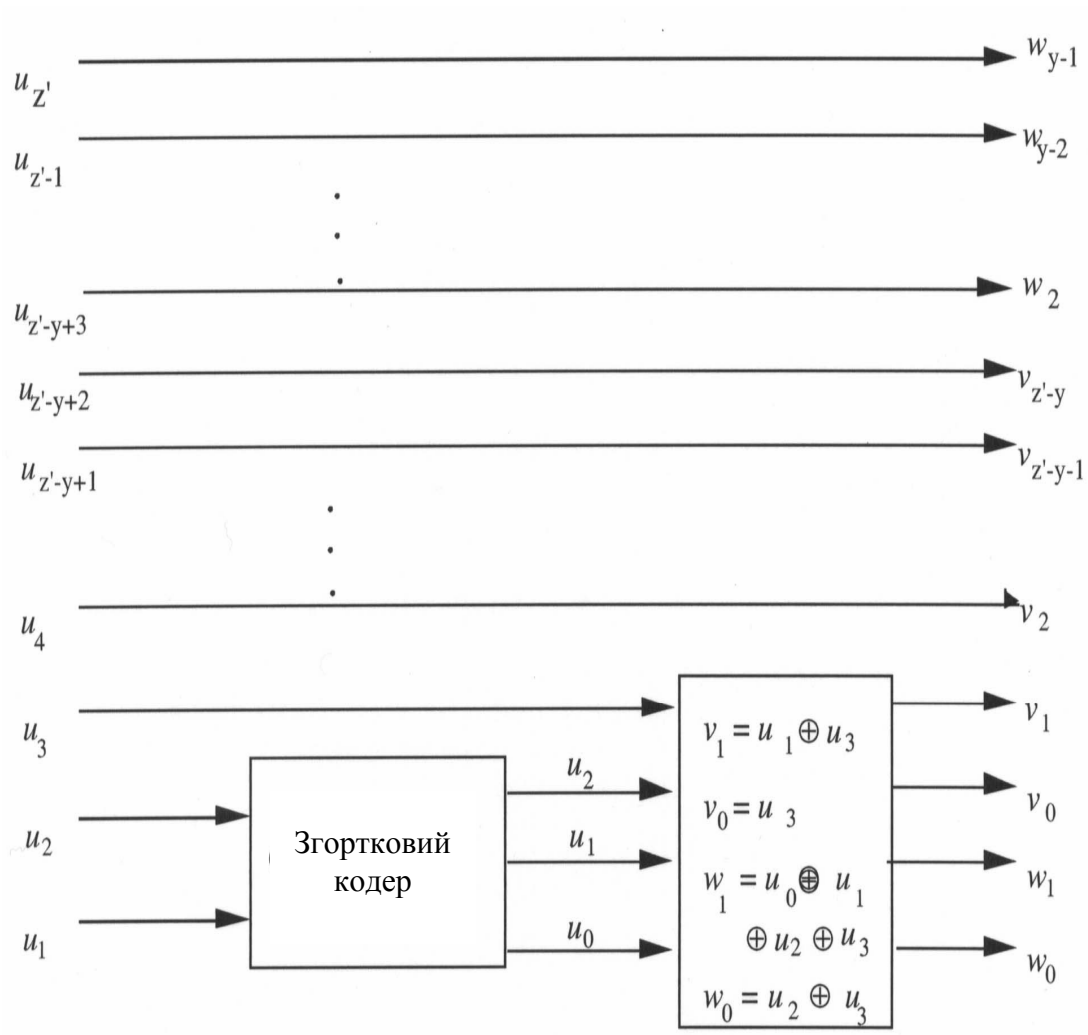


Рисунок 8.15 – Перетворення бітів в СП ADSL

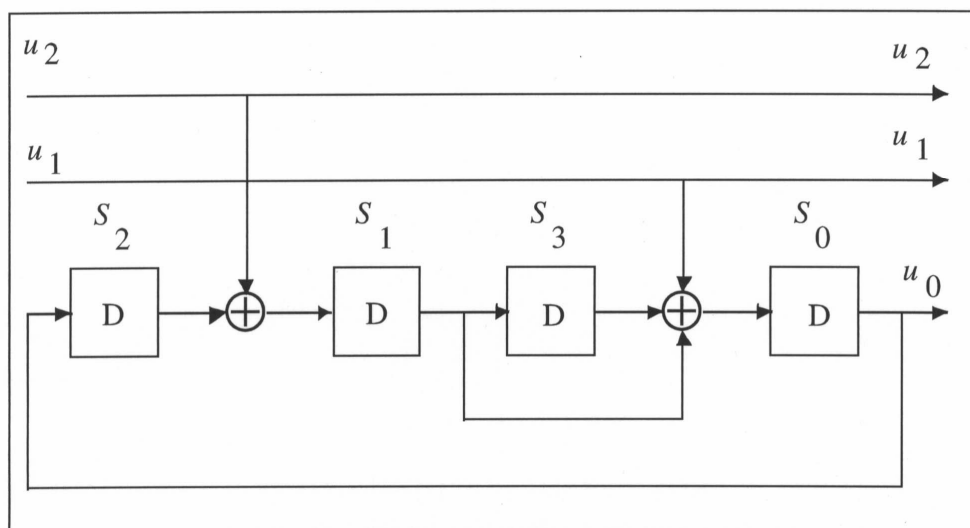


Рисунок 8.16 – Згортковий кодер СП ADSL

Відповідна згортковому кодеру ґратчаста діаграма приведена на рис. 8.17.

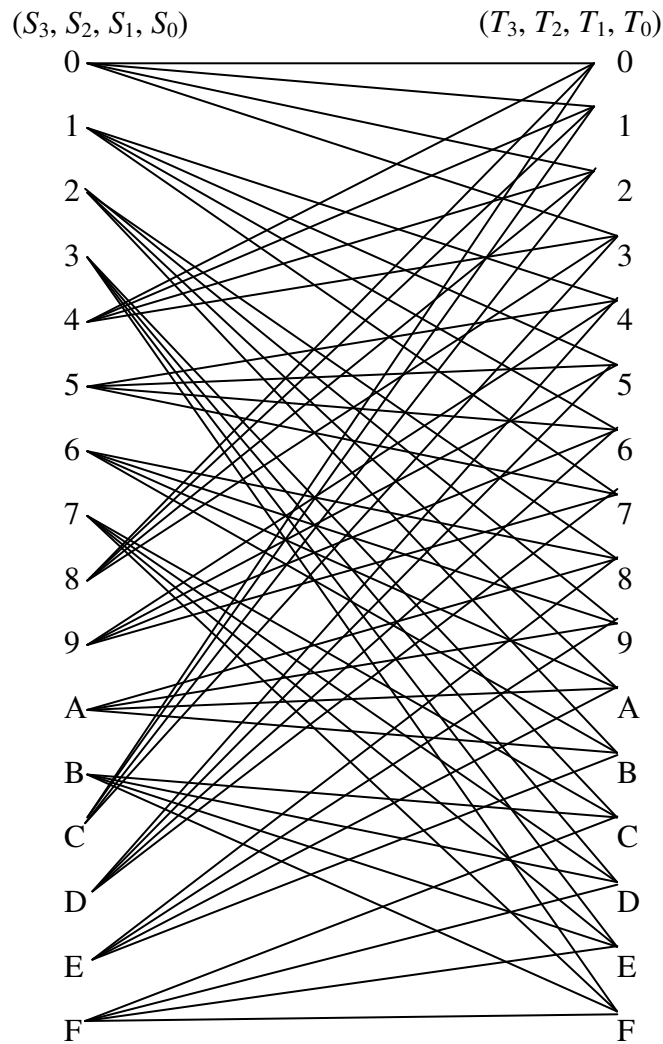


Рисунок 8.17 – Ґратчаста діаграма

На цьому рисунку $S = (S_3, S_2, S_1, S_0)$ – двійкове подання поточного стану (від 0 до F), у той час як $T = (T_3, T_2, T_1, T_0)$ є двійковим поданням наступного стану (також від 0 до F). Розглянута ґратчаста діаграма використовується під час декодування коду за алгоритмом Вітербі. В результаті кодування двійкове слово $u = (u_{z'}, u_{z'-1}, \dots, u_1)$ перетворюється в два двійкових слова: $v = (v_{z'-y}, \dots, v_0)$ і $w = (w_{y-1}, \dots, w_0)$, – кожне з яких використовується для задання точки сузір'я на відповідній несучій.

8.5.6 Кодер сузір'їв

Для кожної несучої кодер сузір'їв повинен перетворити двійкові слова (символи) v і w в точку (a_l, b_l) сигнального сузір'я, де координати a_l, b_l є непарними цілими числами. Для зручності описування кожна точка сузір'я позначається цілим числом, двійкове представлення якого відповідає набору

бітів, що підлягає кодуванню. Наприклад, при кількості бітів $n = 2$ сузір'я, що підлягають кодуванню, складаються з чотирьох точок, які позначаються як 0, 1, 2, 3 і відповідають наборам бітів (0, 0), (0,1), (1, 0), (1, 1) відповідно. На рис. 8.18 зображено приклади сузір'їв для $n = 2$ і $n = 4$.

Чотирибітове сузір'я може бути отримано з двобітового сузір'я шляхом заміни кожної точки x блоком точок 2×2 :

$$\begin{array}{cc} 4x+1 & 4x+3 \\ 4x & 4x+2 \end{array}$$

Така сама процедура може бути застосована для конструювання сузір'їв з більшим парним числом бітів. Сузір'я для парного числа $n \in$ квадрат.

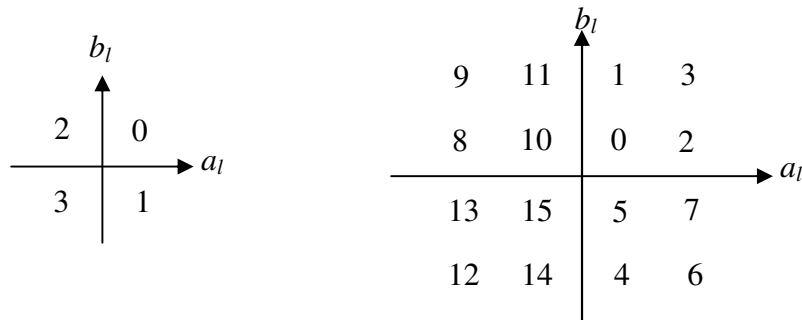


Рисунок 8.18 – Точки сузір'я для $n = 2$ і $n = 4$

На рис. 8.19 і 8.20 показано сузір'я для $n = 3$ і $n = 5$ відповідно.

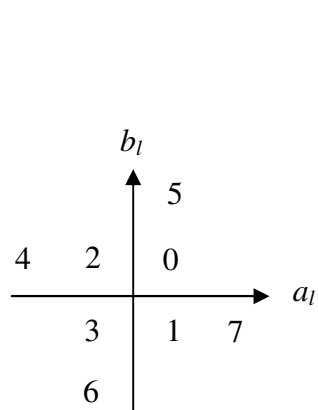


Рисунок 8.19 – Точки сузір'я для $n = 3$

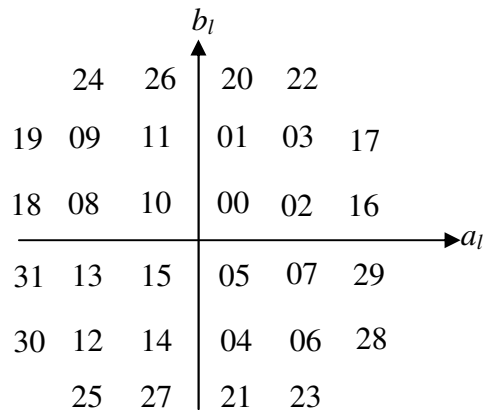


Рисунок 8.20 – Точки сузір'я для $n = 5$

Семибітове сузір'я може бути отримано з п'ятибітового шляхом заміни кожної точки x блоком точок $2 \cdot 2$:

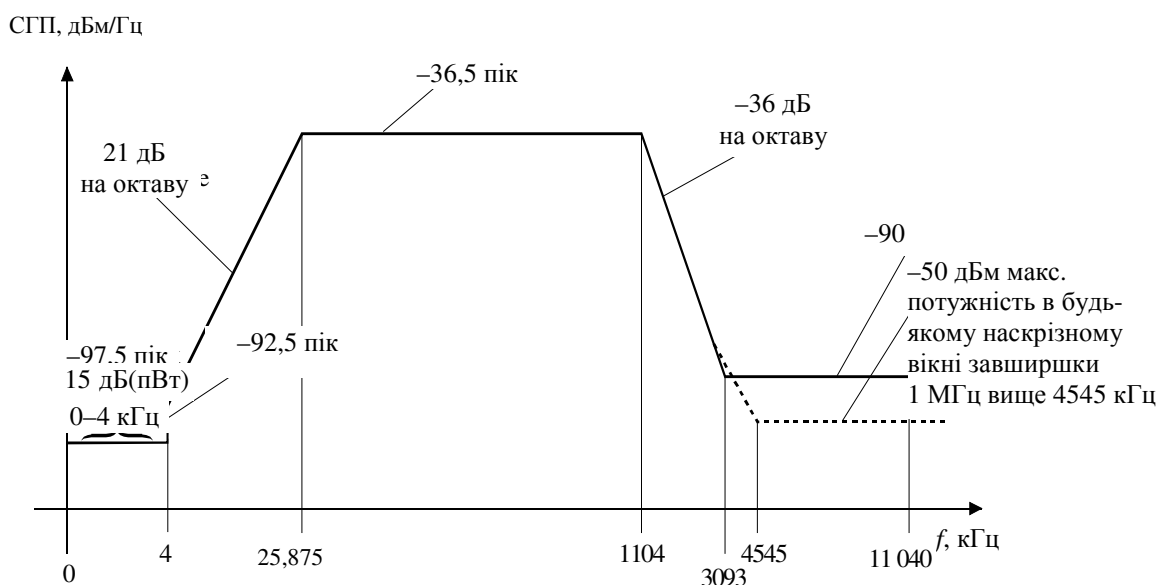
$$\begin{array}{cc} 4x + 1 & 4x + 3 \\ 4x & 4x + 2 \end{array}$$

Така сама процедура може потім здійснюватися для конструювання сузір'їв з більшим непарним числом бітів.

8.5.7 Алгоритм модуляції

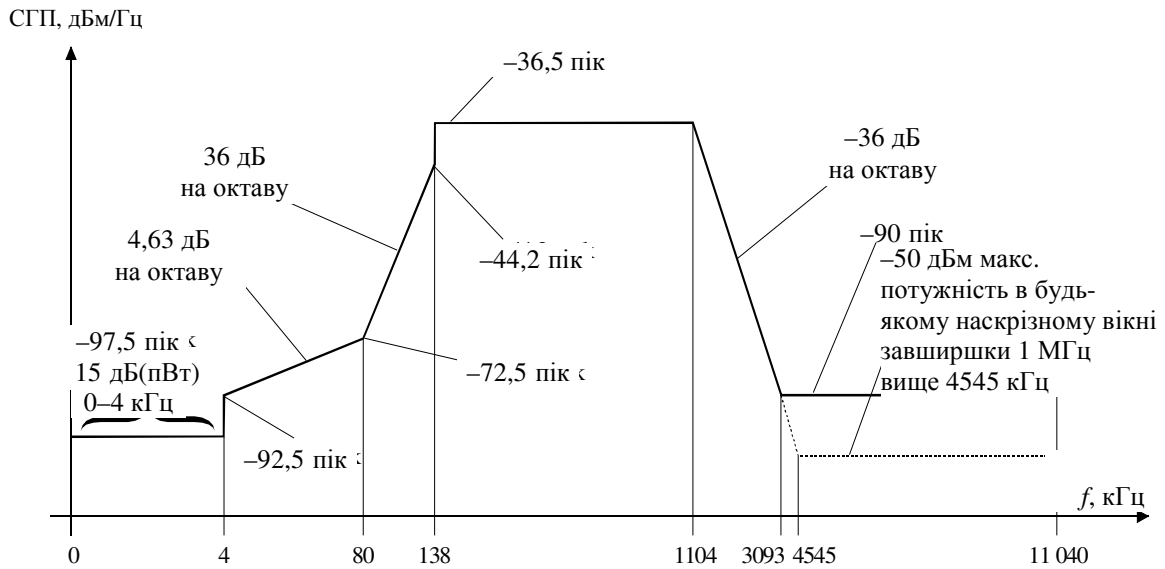
У результаті вибору виду сузір'я на кожній несучій координати сигнальних точок a_l і b_l , $l = l_1, l_1 + 1, l_1 + 2, \dots, l_2 - 1, l_2$, утворюють комплексний вектор R_l (ф. 8.1), який перетворюється за допомогою алгоритму ЗДПФ в 512 цифрових відліків групового сигналу, які доповнюються відліками префікса (захисного інтервалу), що збігаються з 32-ма відліками з номерами $n = 480 \dots 511$, отриманими в результаті ЗДПФ-перетворення. Таким чином, формуються 544 відліки групового сигналу (один символ) у низхідному напрямку на кожному тактовому інтервалі.

Формування аналогового лінійного сигналу здійснюється відповідними колами передавача. При цьому спектр вихідного сигналу нормується з метою забезпечення електромагнітної сумісності з іншими СП, які працюють по паралельним парам багатопарного телефонного кабелю зв'язку. Маски спектрів групового сигналу для аналізованого варіанта СП наведено на рис. 8.21.



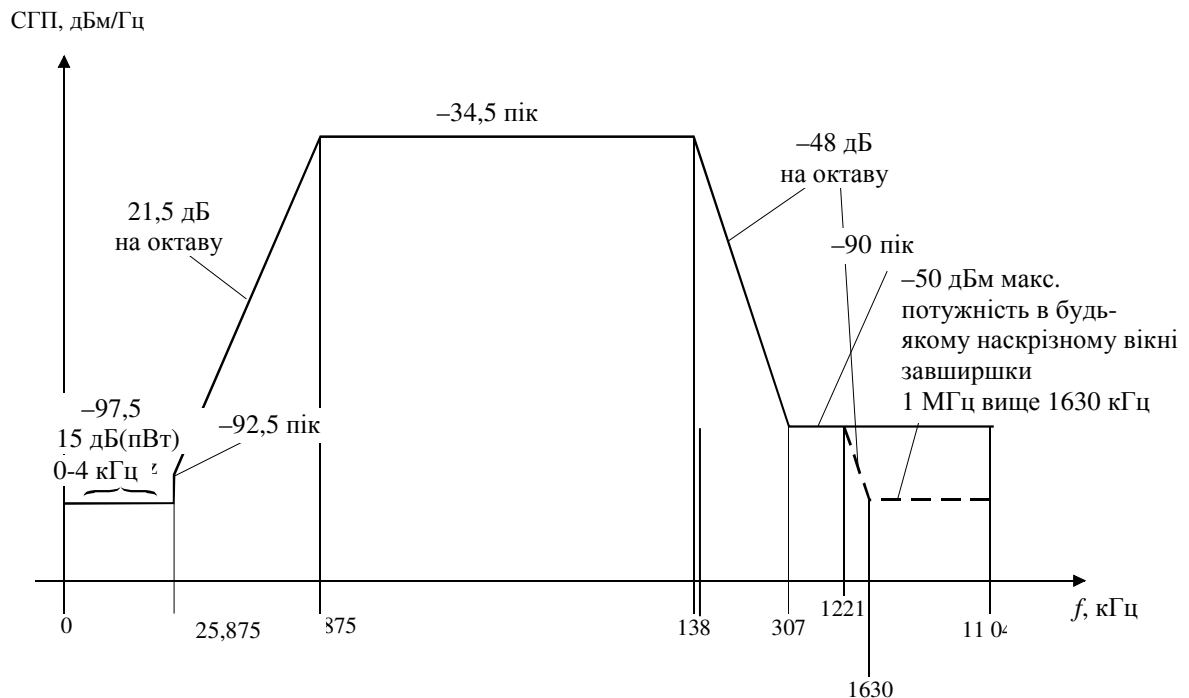
Примітка. Штриховою лінією зображено графік залежності потужності від частоти f в діапазоні частот від f МГц до $(f + 1)$ МГц ($f > 3093$ кГц).

Рисунок 8.21 – Маска спектральної густини потужності сигналу на виході передавача ATU-C (G.992.1 Annex A) в режимі з перекриттям спектрів передавання і приймання



Примітка. Штриховою лінією зображено графік залежності потужності від частоти f в діапазоні частот від f МГц до $(f+1)$ МГц ($f > 3093$ кГц).

Рисунок 8.22 – Маска спектральної густини потужності сигналу на виході передавача ATU-C (G.992.1 Annex A) в режимі без перекриття спектрів передавання і приймання



Примітка. Штриховою лінією зображено графік залежності потужності від частоти f в діапазоні частот від f МГц до $(f+1)$ МГц ($f > 1221$ кГц).

Рисунок 8.23 – Маска спектральної густини потужності сигналу на виході передавача ATU-R (G.992.1 Annex A)

8.6 Потенційні характеристики СП ADSL

Під потенційними характеристиками цифрових абонентських ліній розуміють отримані розрахунковим шляхом залежності швидкості передавання по АЛ від характеристик телефонного кабелю, довжини лінії, типу обладнання xDSL та потужності адитивних шумів з рівномірною спектральною густиною на вході приймача. Наведені в цьому розділі потенційні характеристики для СП ADSL і ADSL + розраховані за методикою, викладеною нижче.

Сумарна швидкість передавання R xDSL-лінією складається з числа бітів інформації, передаваних за одиницю часу по всіх несучих СП. Число несучих n і кількість передаваних на кожній несучій біт інформації $b(l)$ задається адаптивно залежно від характеристик каналу зв'язку, що визначає як швидкість передавання, так і займану смугу частот каналу:

$$R = 4000 \cdot \sum_{l=l_1}^{l_2} b(l), \quad (8.3)$$

де l – номер несучої, відповідної частоті $l \cdot 4,3125$ кГц,

l_1 і l_2 – номери першої та останньої використовуваних несучих;

4000 – число передаваних посилок в секунду.

Максимальна кількість бітів інформації $b(l)$, що передається протягом послідовності на l -й несучій, пов'язана із відношенням сигнал/шум SNR (l) на частоті l -ої несучої і ймовірністю помилки p на виході приймача співвідношенням [66]:

$$b(l) = \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{3 \text{SNR}(l)}{h^2} \right) \right\}, \quad (8.4)$$

де $\text{floor}\{x\}$ – операція відкидання дробової частини числа x ,

h – відношення "піввідстані" між найближчими точками сигнального сузір'я до середньоквадратичного значення гаусового шуму в l -му каналі модему.

Величина h розраховується за формулою:

$$h = Q^{-1} \left(\frac{p}{1,7} \right), \quad (8.5)$$

де $Q^{-1}(x)$ – функція, зворотна $Q(x)$, $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$;

p – ймовірність помилки при $p = 10^{-7}$ $h \approx 5,3$.

У СП ADSL швидкість передавання інформації кратна 32 кбіт/с, тому праву частину формули (8.3) потрібно округлити в нижню сторону до найближчого кратного 32 кбіт/с:

$$R = 32 \cdot \text{floor} \left\{ \frac{4000 \cdot \sum_{l=l_1}^{l_2} b(l)}{32000} \right\} \text{ кбіт/с.} \quad (8.6)$$

Відношення сигнал/завада на вході приймача на частоті l -й несучої

$$SNR(l) = 10^{0,1(PSD(l) - A(l) - N(l))},$$

де $PSD(l)$ – номінальна спектральна густина потужності передаваного сигналу на частоті l -й несучої (див. табл. 8.2),

$A(l)$ – загасання на частоті l -й несучої, яке визначається частотною характеристикою абонентського кабелю (кілометричним загасанням і довжиною кабелю),

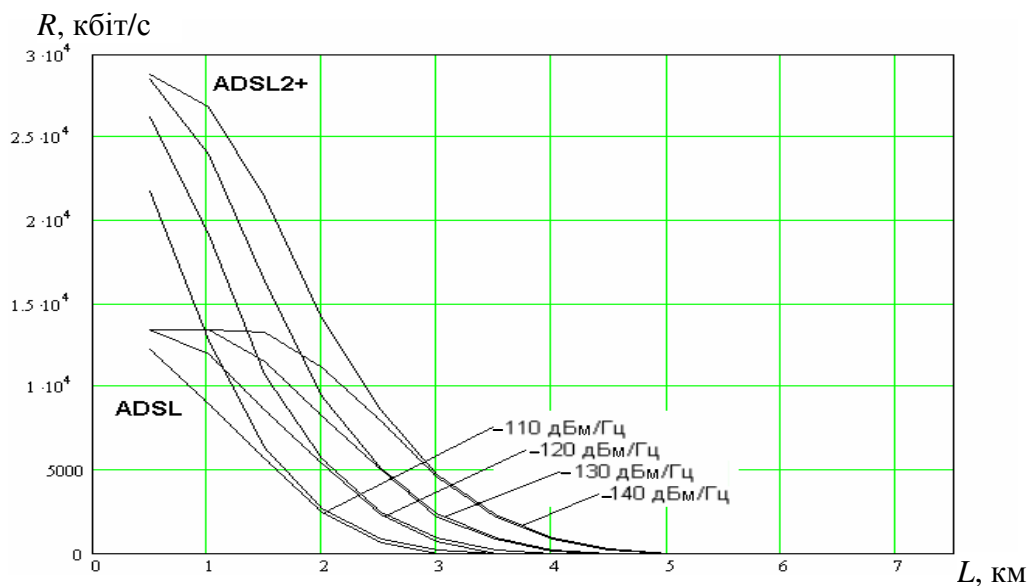
$N(l)$ – спектральна густина потужності завади на частоті l -й несучої на вході приймача.

В обладнанні xDSL кількість бітів $b(l)$ встановлюється зазвичай трохи нижче максимальної, що визначається формулою (8.4), з метою недопущення розриву з'єднання внаслідок непередбачуваної зміни рівня завад. Тому в розрахунках необхідно врахувати запас завадозахищеності (SNRmargin) $\Delta SNR(l)$, тому у формулу (8.4) підставляється:

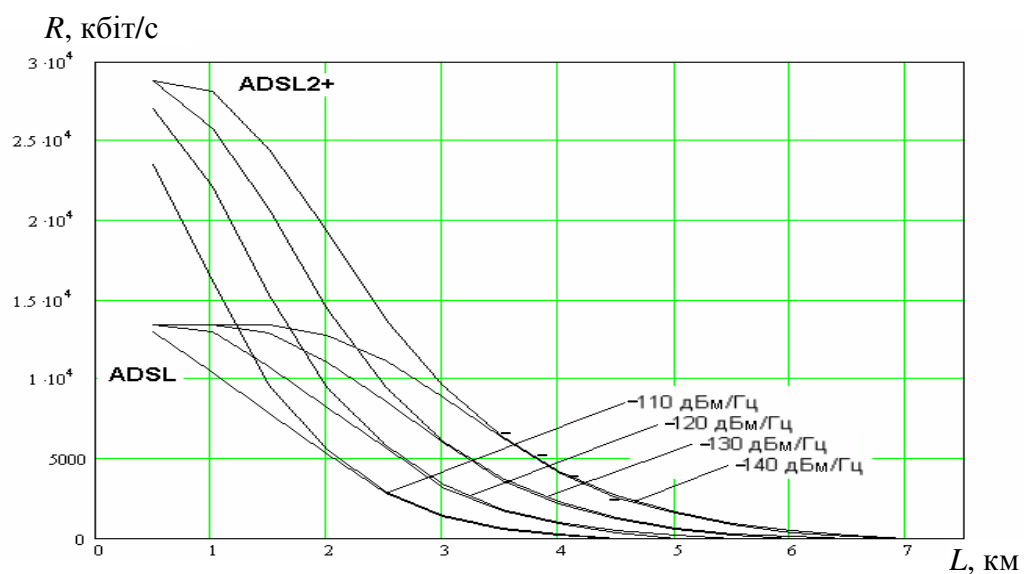
$$SNR(l) = 10^{0,1(PSD(l) - A(l) - N(l) - \Delta SNR(l))}.$$

Отже, знаючи відношення сигнал/завада на вході приймача і задавшись необхідною ймовірністю помилки p , можна визначити максимальну кількість бітів інформації $b(l)$, яку можливо передати протягом посилки на кожній l -й несучій, а потім і сумарну швидкість передавання інформації конкретною лінією.

Деякі результати розрахунків за описаною методикою досяжних швидкостей передавання по СП ADSL наведено на рис. 8.24 – 8.27. Розрахунки проведено за рівномірної за частотою спектральної густини потужності адитивних завад і $p = 10^{-7}$.

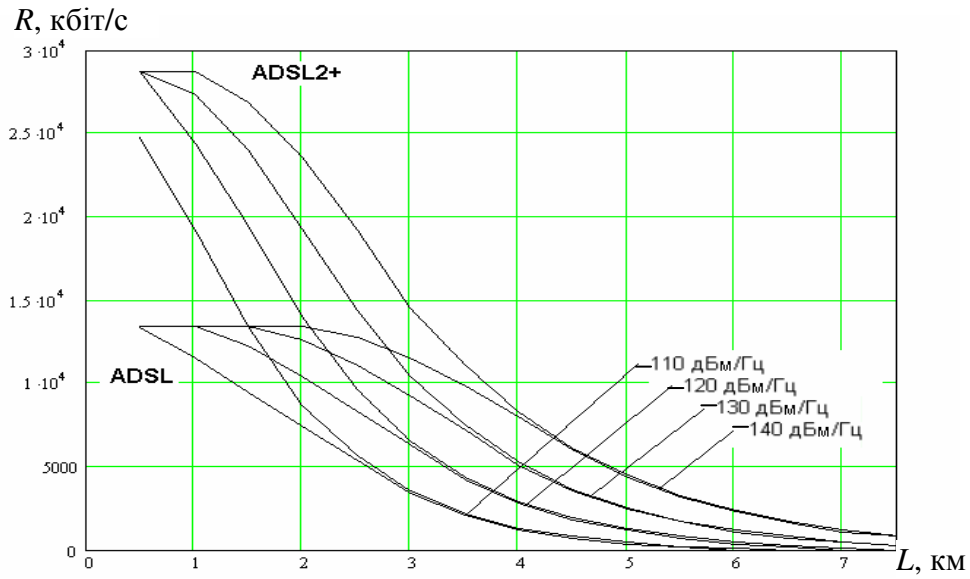


а) ТП 0,32 мм

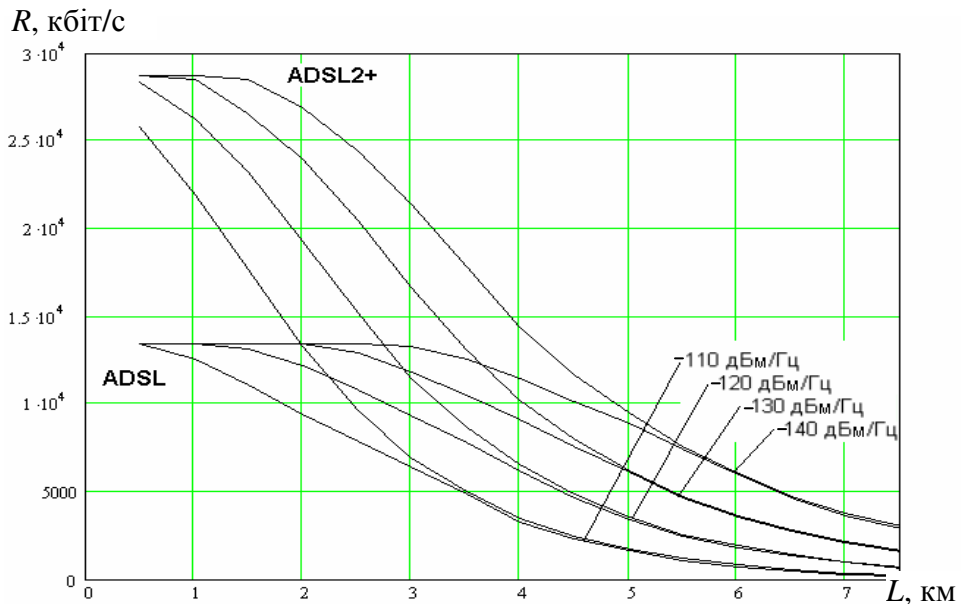


б) ТП 0,4 мм

Рисунок 8.24 – Залежність швидкості передавання від довжини лінії кабелю ТП з діаметром жил 0,32 мм і 0,4 мм за різної потужності завад



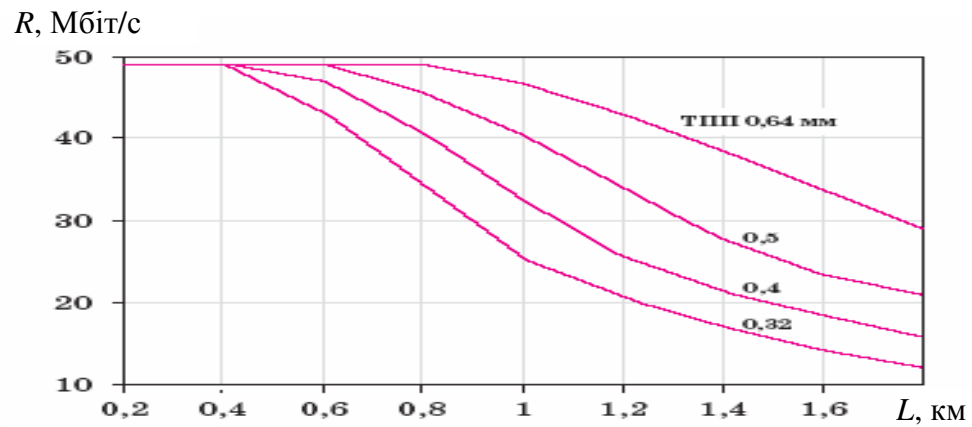
а) ТП 0,5 мм



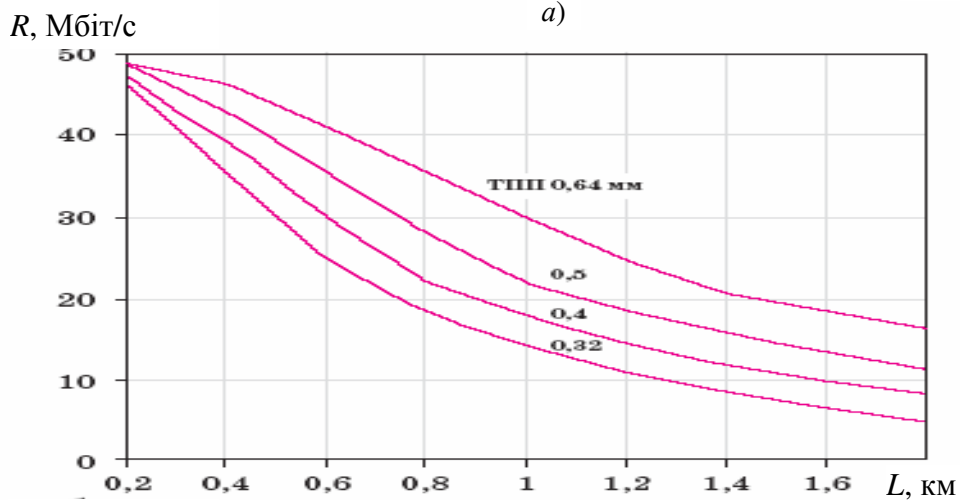
б) ТП 0,64 мм

Рисунок 8.25 – Залежність швидкості передавання від довжини лінії кабелю ТП з діаметром жил 0,5 мм і 0,64 мм за різної потужності завад

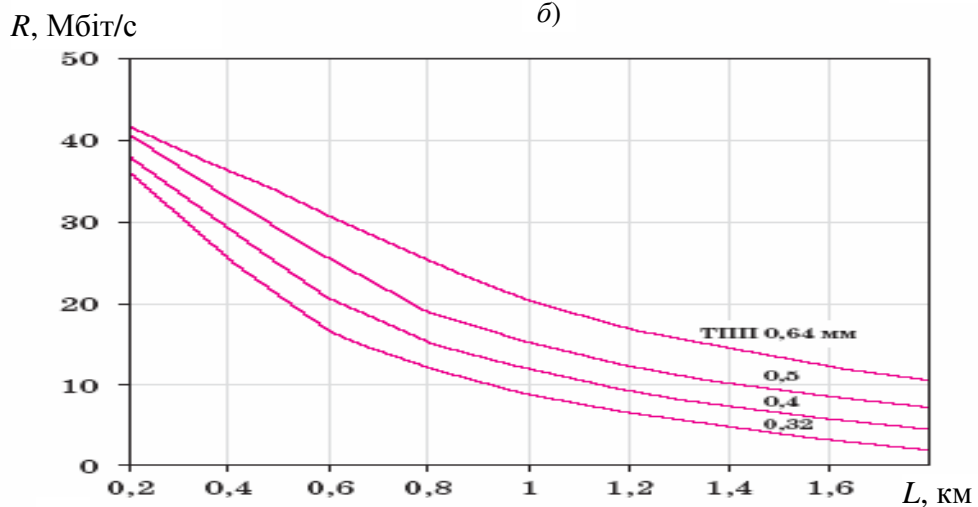
СП ADSL2 характеризується такою самою, як і ADSL, маскою потужності передаваного сигналу. Тому результати розрахунків за описаною методикою для СП ADSL, наведені на рис. 8.24 – 8.25, справедливі також і для ADSL2.



a)



б)



в)

Рисунок 8.26 – Залежність швидкості передавання інформації в низхідному напрямку від довжини лінії кабелю ТП з діаметрами жил 0,32 мм, 0,4 мм, 0,5 мм і 0,64 мм за спектральної густини потужності завад на вході приймача VDSL (план частот В) мінус 140 дБм/Гц (а), мінус 120 дБм/Гц (б), мінус 110 дБм/Гц (в),

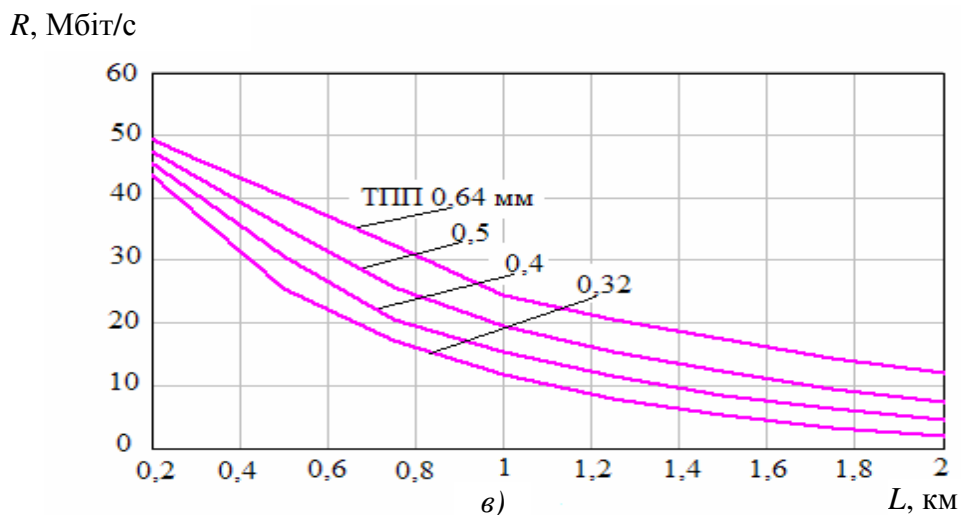
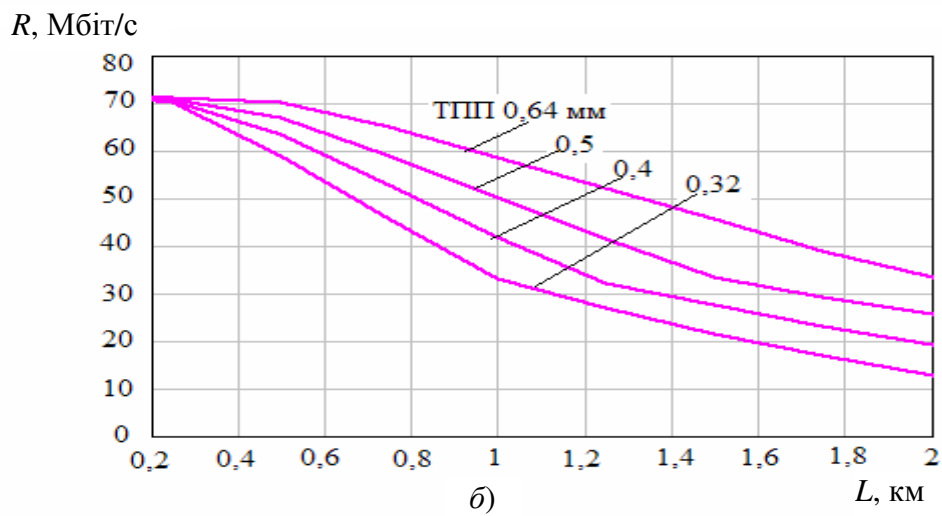
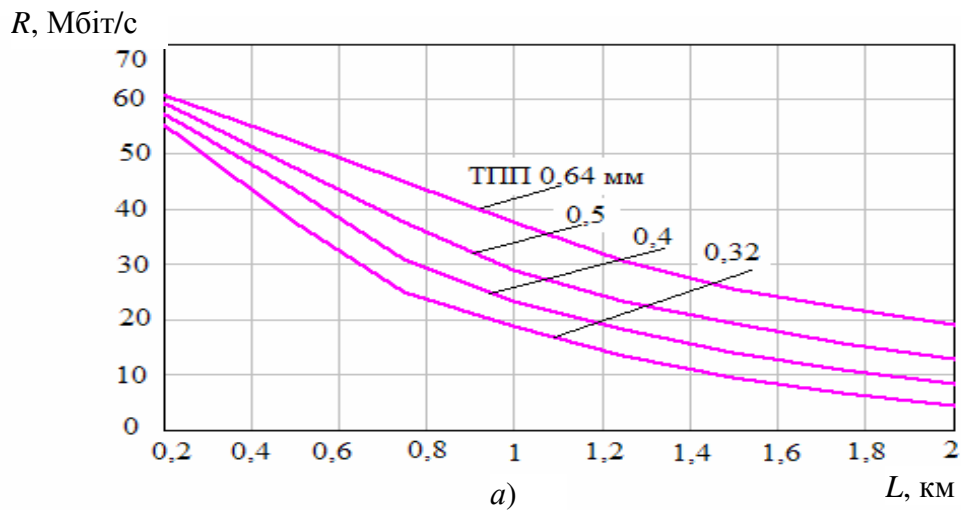


Рисунок 8.27 – Залежність швидкості передавання інформації в низхідному напрямку від довжини лінії кабелю ТП з діаметрами жил 0,32 мм, 0,4 мм, 0,5 мм і 0,64 мм за спектральної густини потужності завад на вході приймача VDSL2 (план частот В) мінус 140 дБм / Гц (а), мінус 120 дБм / Гц (б) і мінус 110 дБм/Гц (в)

8.7 Потенційні характеристики СП ADSL при паралельній роботі на багатопарних телефонних кабелях

Одним з основних факторів, які обмежують швидкість і дальність передавання даних багатопарними телефонними кабелями, є перехідні впливи від паралельно працюючих по кабелю інших СП (рис. 8.28). На рисунку зображено дві АЛ (DSL_i і DSL_j), що впливають, і одна АЛ, піддана впливу (DSL_k). Потужність сигналу, що надходить на вхід l -ї DSL, позначена $P_{l\text{пер}}$. На вхід приймача DSL_k надходить послаблений в лінії зв'язку власний корисний сигнал потужністю $P_{k\text{пр}}$ та перехідні завади від ближнього – $P_{\text{бл},l,k}$, $P_{\text{бл},j,k}$ – і далекого кінців – $P_{\text{д},l,k}$ і $P_{\text{д},j,k}$, викликані передаваними сигналами DSL_i і DSL_j .

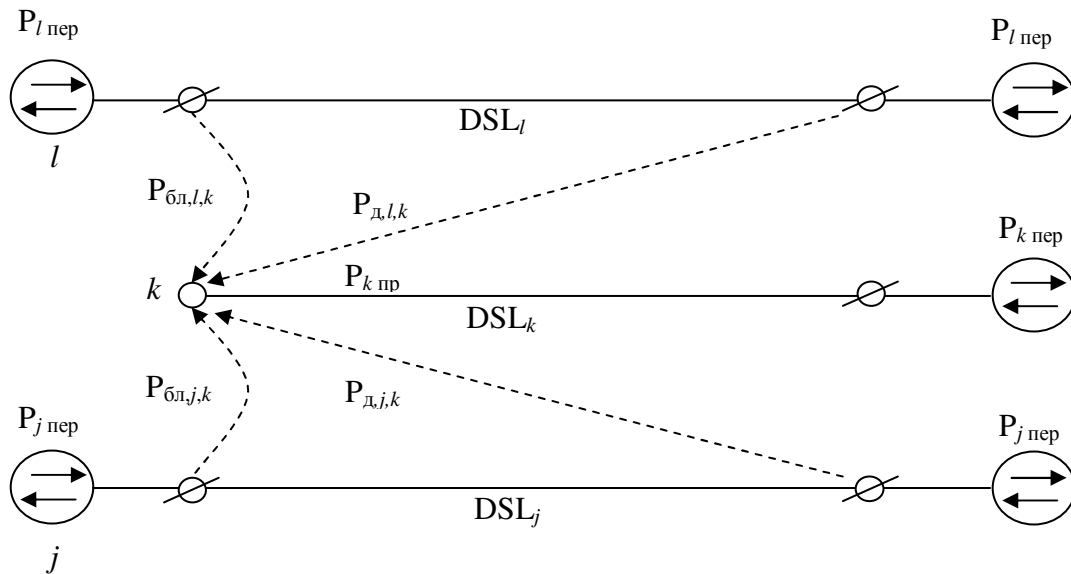


Рисунок 8.28 – Модель перехідних завад в багатопарному кабелі

Відношення сигнал/шум на вході приймача k -ї DSL визначається виразом:

$$SNR_k = 10 \lg \frac{P_{k\text{пр}}}{\sum_{l,l \neq k} P_{\text{бл},l,k} + \sum_{l,l \neq k} P_{\text{д},l,k} + \sum_m n_m},$$

де $P_{k\text{пр}} = \int PSD_k(\omega) \cdot H^2(\omega) d\omega$,

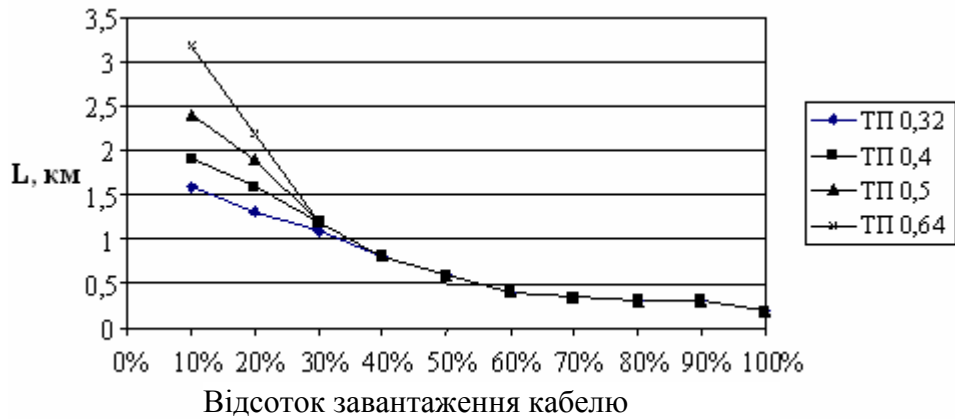
$H(\omega)$ – амплітудно-частотна характеристика каналу зв'язку,

$\sum_m n_m$ – сума всіх інших завад n_m , що діють на вході приймача DSL_k .

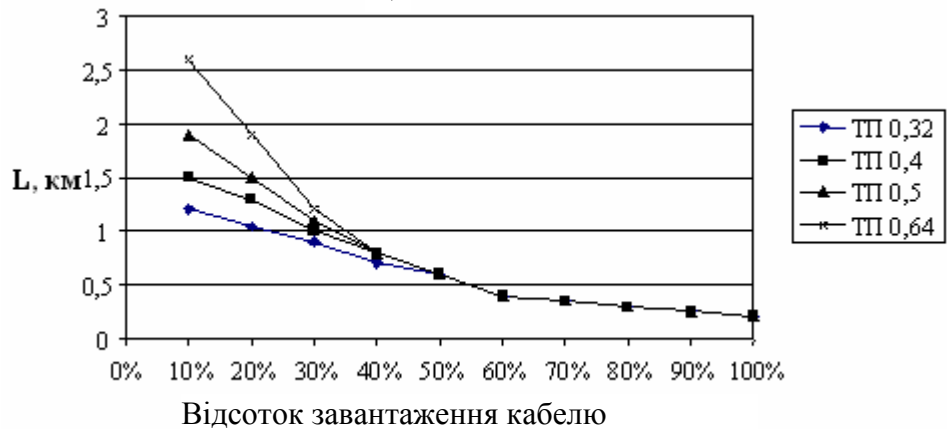
Величини $P_{\text{бл}lk}$ і $P_{\text{д}lk}$ визначаються аналогічно $P_{k\text{пр}}$ за формулами, в яких $H^2(\omega)$ замінено на частотні функції перехідних характеристик між l -й і k -й парами на ближньому і далекому кінцях $H_{\text{бл}lk}(\omega)$ і $H_{\text{д}lk}(\omega)$ відповідно:

$$P_{\text{бл}lk} = \int PSD_l(\omega) \cdot H_{\text{бл}lk}^2(\omega) d\omega.$$

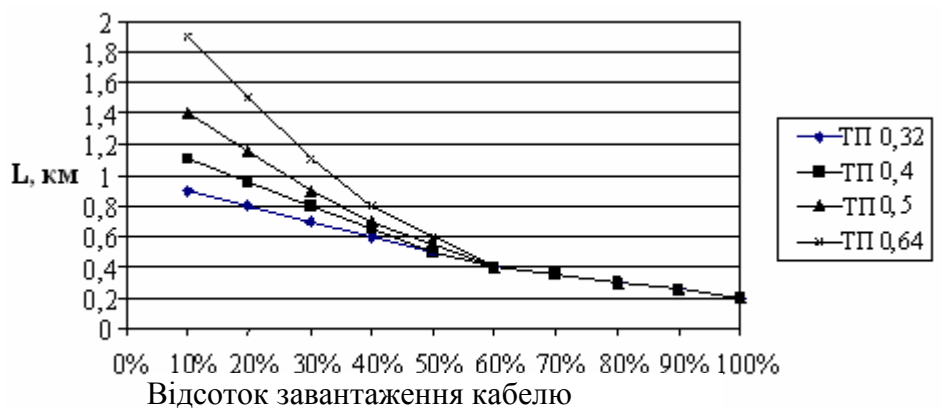
На рис. 8.29 – 8.30 наведено вибірові результати розрахунків за наведеною моделлю електромагнітної сумісності потенційно досяжних довжин ЦАЛ при використанні обладнання ADSL2+, кабелю ТПП 10 x 2 пучкової скрутки осердя за різних рівнів спектральної густини потужності завад, варіантах завантаження кабелю DSL-лініями (відсоток завантаження кабелю – відношення числа цифрових АЛ до загальної кількості пар кабелю) і швидкості передавання.



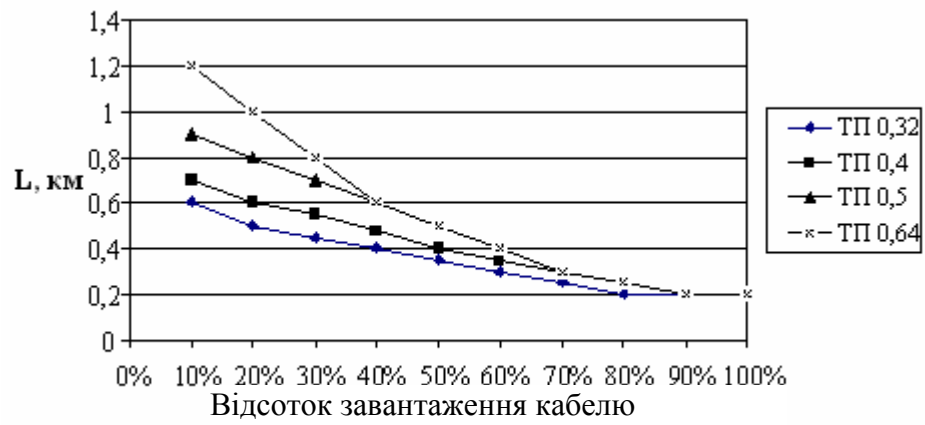
a)



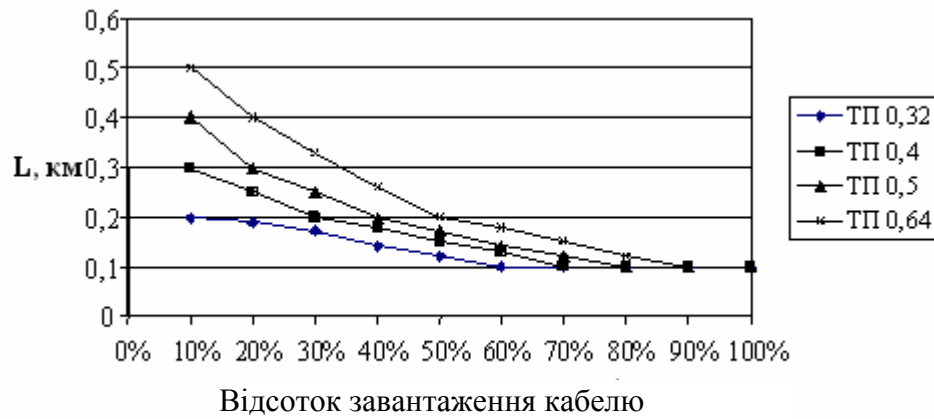
б)



в)

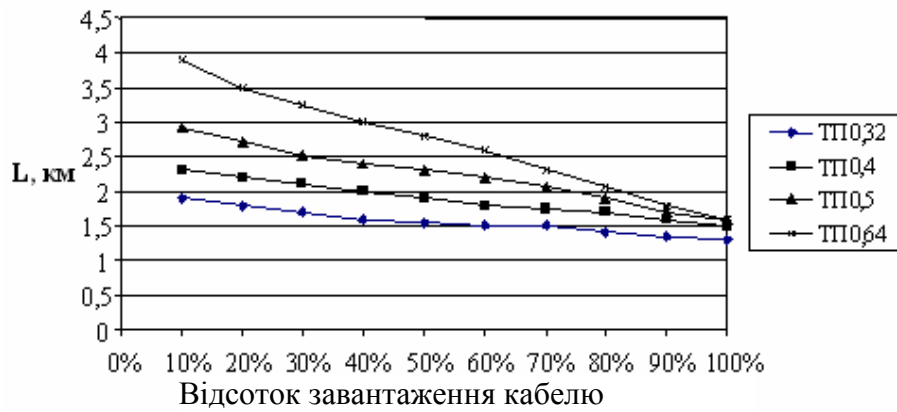


з)

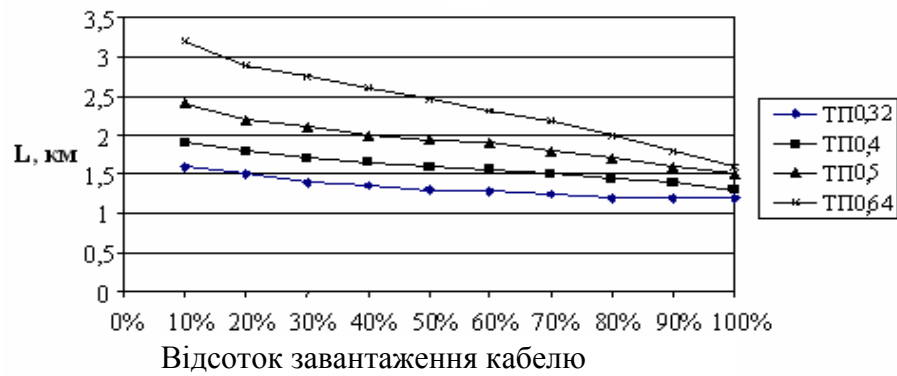


д)

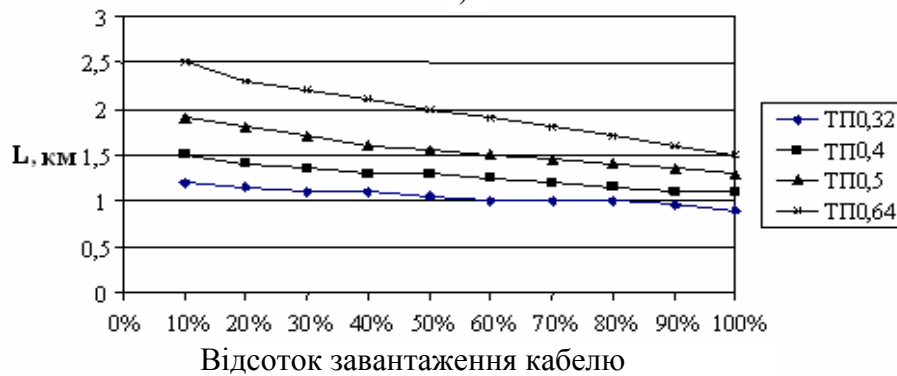
Рисунок 8.29 – Досяжна довжина лінії ADSL2+ для швидкості 19648 кбіт/с у низхідному напрямку і 928 кбіт/с у висхідному напрямку в залежності від відсотку завантаження пар кабелю лініями ADSL2+ при використанні 10-парного кабелю типу ТП і СГП білого шуму: а) – 140 дБм/Гц; б) – 130дБм/Гц; в) –120дБм/Гц; г) –110дБм/Гц; д) –100дБм/Гц



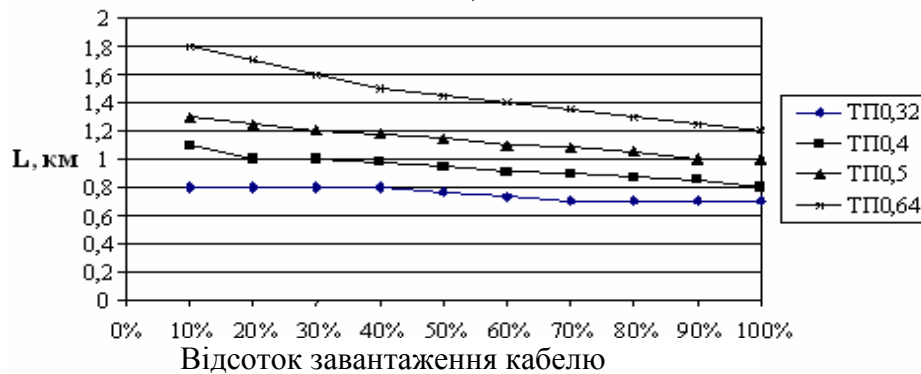
a)



б)



в)



г)

Рисунок 8.30 – Досяжна довжина лінії ADSL2+ для швидкості 14720 кбіт/с у низхідному напрямку і 928 кбіт/с у висхідному напрямку залежно від відсотку завантаження пар кабелю лініями ADSL2+ при використанні 10-парного кабелю типу ТП і СГП білого шуму:
 а) – 140 дБм/Гц; б) – 130дБм/Гц; в) – 120дБм/Гц; г) – 110 дБм/Гц

Питання та завдання до розділу 8

1. Основні характеристики СП за рекомендаціями G.992 – G.993. Що визначило переваги СП ОГС в порівнянні з іншими технологіями при побудові мереж доступу по телефонній мережі?
2. Які способи розділення сигналів зустрічних напрямків передавання застосовуються в технологіях xDSL?
3. Структура дискретного спектра СП ADSL, призначення пілот-сигналу.
4. Структура кадрів і надкадрів СП ADSL. Чим викликано застосування двох трактів передавання: «швидкого» і з перемежуванням?
5. Метод контролю якості каналу, який використовується в СП ADSL.
6. Проаналізувати графіки рис. 8.24 і 8.25 і дати пояснення відмінності графіків в діапазоні малих довжин ліній зв'язку (до 2 км) і збігу при великих довжинах.
7. Проаналізувати графіки рис. 8.29 – 8.30 і дати пояснення залежності досяжної довжини ліній зв'язку від типу кабелю і його завантаження СП.

9 ВИКОРИСТАННЯ СП ОГС В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ЗВУКОВОГО І ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ, БЕЗПРОВОДОВОГО ШИРОКОСМУГОВОГО ДОСТУПУ

9.1 Система цифрового звукового мовлення

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

Система DAB розроблена однойменним консорціумом, створеним в 1987 році на базі технології Eureka-147. Нині до складу консорціуму входять кілька десятків виробників обладнання, провайдерів широкосмугового доступу і дослідницьких організацій [75]. Система DAB призначена для надання послуг високоякісного багатoprogramного цифрового мовлення і передавання додаткових даних. Приймання можливе як на стаціонарні, так і мобільні (автомобільні або портативні) приймачі. Використаний паралельний метод передавання ОГС, названий розробниками COFDM (Coding Orthogonal Frequency Division Multiplex), дозволяє не тільки забезпечити високу якість мовлення за багатопроенового поширення сигналу в умовах міста, а й реалізувати ідею одночастотної мережі (ОЧМ). У такій мережі сигнал з основної станції одночасно транслюється кількома територіально рознесеними передавачами на одній частоті, дозволяючи заощаджувати радіочастотний ресурс. Сформований радіосигнал DAB з шириною смуги частот у 1,536 МГц може транслюватися в одному з чотирьох передбачених діапазонів, для кожного з яких передбачено відповідний режим роботи системи. Режим I призначений для побудови систем наземного мовлення DAB-T, режими II - IV – як для наземного, так і для супутникового.

Передавач системи DAB (рис. 9.1) об'єднує три канали передавання цифрових потоків: канал користувача MSC (Main Service Channel), канал швидкої інформації FIC (Fast Information Channel) і канал синхронізації [80].

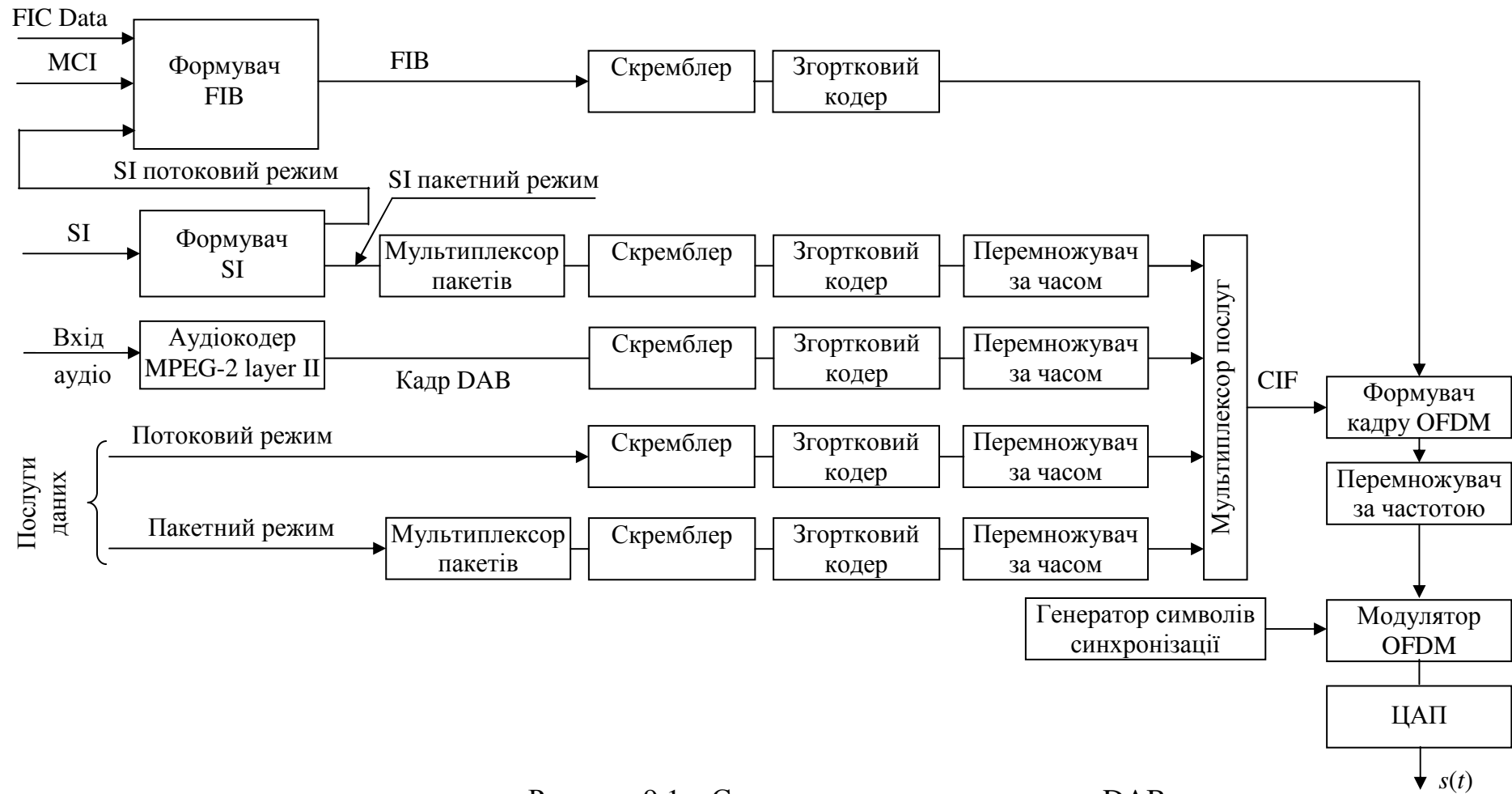


Рисунок 9.1 – Структурна схема передавача DAB

Користувальницький канал призначений для передавання компонентів надаваних користувачеві послуг: звукових програм і допоміжних потоків даних. Цей канал утворений шляхом тимчасового мультиплексування декількох підканалів, кожен з яких індивідуально скремблюється, обробляється згортковим кодером і перемежувачем. У кожному службовому підканалі можливе передавання одного або декількох допоміжних потоків даних. Інформація про конфігурацію мультиплексора послуг, яка є необхідною для роботи приймального пристрою, передається у каналі швидкої інформації FIC.

Звукові програми мовлення, що надходять, кодуються стандартним кодером MPEG-1 ISO / IEC 11172-3 Layer II [77] або MPEG-1 ISO/IEC 13818-3 Layer II [78] при використанні частот дискретизації 48 кГц або 24 кГц відповідно. Кодер розбиває вихідний сигнал на аудіо-кадри DAB, кожен з яких містить по 1152 відліків ІКМ. Крім стандартних полів, описаних у вищезгаданих стандартах, кадр містить додаткові поля пов'язаних з програмою даних PAD (Program Associated Data). Ця інформація синхронізована із звуковою програмою і складається з двох частин: X-PAD і F-PAD. Перша з них довжиною в два байти служить для організації низькошвидкостного каналу передавання керуючої інформації. Частина F-PAD має змінну довжину і служить для передавання пояснювальної інформації до поточної звукової програми

У додатковій частині кадру DAB також передаються байти контрольної суми значень масштабних коефіцієнтів. На виході мультиплексора послуг формуються стандартні кадри з перемежуванням CIF (Common Interleaved Frame).

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

Формувач кадру OFDM виконує тимчасове мультиплексування FIB і CIF. Кожен кадр складається з 77 (154 для режиму III) символів OFDM (табл. 9.1). Перші два символи є синхронізуючими. Протягом всього проміжку часу $[0, T_0]$, відповідного передаванню нульового символу синхронізації, вихідний сигнал передавача $s(t) = 0$. У наступному (другому за рахунком) символічному інтервалі кожен канал OFDM транслює індивідуальний сигнал опорної фази, який використовується для оцінки АЧХ радіоканалу. Фаза цього сигналу також використовується як початкова при диференціальній QPSK-модуляції наступних інформаційних символів OFDM. Наступні три символи (вісім для

режиму III) містять дані швидкого інформаційного каналу. Решта 72 символи (144 для режиму III) містять дані каналу користувача MSC.

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

$$B_{msc} = \frac{2N_{CIF}N_{нес}}{T_k}, \quad (9.1)$$

де N_{CIF} – кількість символів OFDM, яку містять стандартні кадри з перемежуванням CIF;

$N_{нес}$ – кількість несучих; T_k – тривалість кадру.

Таблиця 9.1 – Основні параметри сигналу DAB

Параметр	Режим I	Режим II	Режим III	Режим IV
Несуча частота, кГц, не більше	250	1000	2500	-
Кількість несучих частот $N_{нес}$	1536	384	192	768
Інтервал між несучими частотами F_0	1 кГц	4 кГц	8 кГц	2 кГц
Тривалість інформаційної частини символу OFDM τ_0	1 мс	250 мкс	125 мкс	500 мкс
Тривалість захисного інтервалу символу OFDM T_3	246 мкс	62 мкс	31 мкс	123 мкс
Повна тривалість символу OFDM T	1,246 мс	312 мкс	156 мкс	623 мкс
Кількість символів в кадрі OFDM (без нульового символу синхронізації)	76	76	153	76
Тривалість нульового символу синхронізації T_0	1,297 мс	324 мкс	168 мкс	648 мкс
Тривалість кадру T_k	96 мс	24 мс	24 мс	48 мс
Кількість символів з FIB в кадрі N_{FIB}	3	3	8	3
Кількість символів з CIF в кадрі N_{CIF}	72	72	144	72

Використовуючи дані табл. 9.1, можна показати, що всім чотирьом режимам роботи відповідає однакова швидкість передавання 2,304 Мбіт/с. Слід зазначити, що частина цієї швидкості відводиться під передавання бітів завадостійкого кодування. Для ефективної корекції помилок за допомогою згорткового коду необхідним є рівномірний розподіл помилок в прийнятому інформаційному потоці. Проте в радіоканалі можливі селективні завмирання сигналу в кількох сусідніх каналах, які призводять до пакетування помилок. Тому сформований потік символів перед модуляцією піддається операції частотного перемежування.

У приймачі DAB (рис. 9.2) прийнятий радіосигнал демодулюється за допомогою тюнера до аналогового низькочастотного вихідного сигналу. Далі аналоговий сигнал перетворюється в цифровий і поступає на демодулятор OFDM. Частина цифрового потоку каналу користувача, що містить звукову та супровідну інформацію необхідної програми, надходить на відповідні декодери приймача. Цифровий потік каналу швидкої інформації через шину керування надходить в контролер приймача, повідомляючи інформацію про структуру ансамблю сигналу, що надходить.

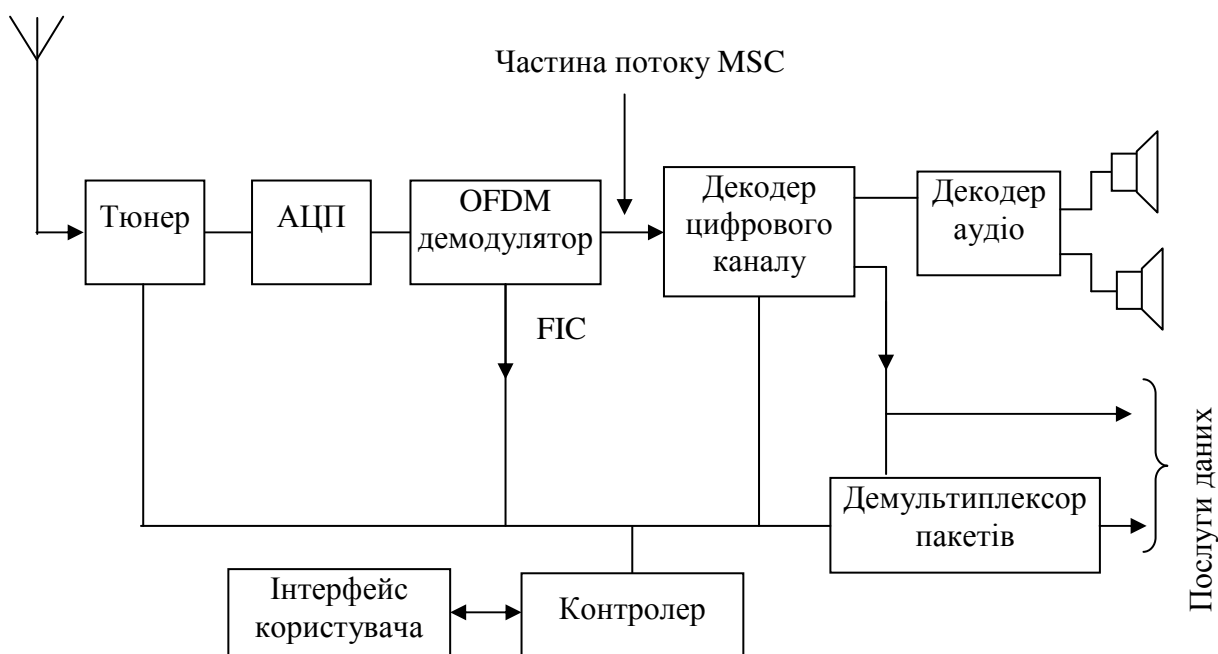


Рисунок 9. 2 – Спрощена структурна схема приймача DAB

9.2 Система наземного телевізійного цифрового мовлення

Система наземного цифрового телевізійного мовлення DVB-T (Digital Video Broadcasting) розроблялася з урахуванням вимог спільної роботи з аналоговим телебаченням в діапазонах МВ і ДМВ. Застосування паралельного методу передавання ОГС (COFDM) забезпечило наступні характеристики системи DVB: високу спектральну ефективність, стійкість до межсимвольної і

міжканальної інтерференції, малі позасмугові випромінювання і зменшення впливу на сусідні по частоті канали аналогового телебачення. Поряд з цим модуляція OFDM також дозволяє будувати, аналогічно DAB, одночастотні мережі телевізійного мовлення. В одночастотній мережі телевізійного мовлення (рис. 9.3) сигнал з однієї широкомовної станції надходить на кілька територіально рознесених передавальних станцій, що працюють на одній частоті [79]. Мультиплексор транспортного потоку (ТП) MPEG-2 виконує мультиплексування декількох транспортних потоків програм цифрового телебачення в єдиний транспортний потік MPEG-2, а також формування необхідної сервісної інформації. Адаптер ОЧМ формує мегакадри, які містять кілька кадрів системи DVB-T і пакет ініціалізації мегакадра. Даний пакет містить мітку часової синхронізації, що дозволяє синхронізувати роботу мережі передавальних станцій для мінімізації інтерференції приймального сигналу.

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



Рисунок 9.3 – Структурна схема одночастотної мережі

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

Перетворення цифрового потоку MPEG-2 в низькочастотний сигнал телевізійного мовлення виконує формувач сигналу COFDM. Згідно з рекомендацією ETSI EN 300 744 [80], даний блок виконує наступні операції (рис. 9.4):

- скремблювання;
- зовнішнє кодування кодом Ріда – Соломона;
- зовнішнє згорткове перемежування;
- внутрішнє згорткове кодування;
- внутрішнє перемежування;
- формування сигнального сузір'я та COFDM сигналу.

Даний блок може працювати в неієрархічному та ієрархічному режимах. У першому випадку на вхід формувача сигналу надходить єдиний транспортний потік MPEG-2 і в схемі формувача (рис. 9.4) відсутні блоки, показані пунктирною лінією. При ієрархічному режимі в спектрі одного радіоканалу організуються два віртуальних канали: високого пріоритету (ВП) і низького – (НП). Кожен віртуальний канал може бути використаний для передавання окремого транспортного потоку. Як правило, високопріоритетний транспортний потік містить 1 – 2 телевізійні програми з низькою роздільною здатністю (з низькою швидкістю передавання) і закодований з високим ступенем завадозахищеності (наприклад, з кодовою швидкістю 1 / 2 або 2 / 3).

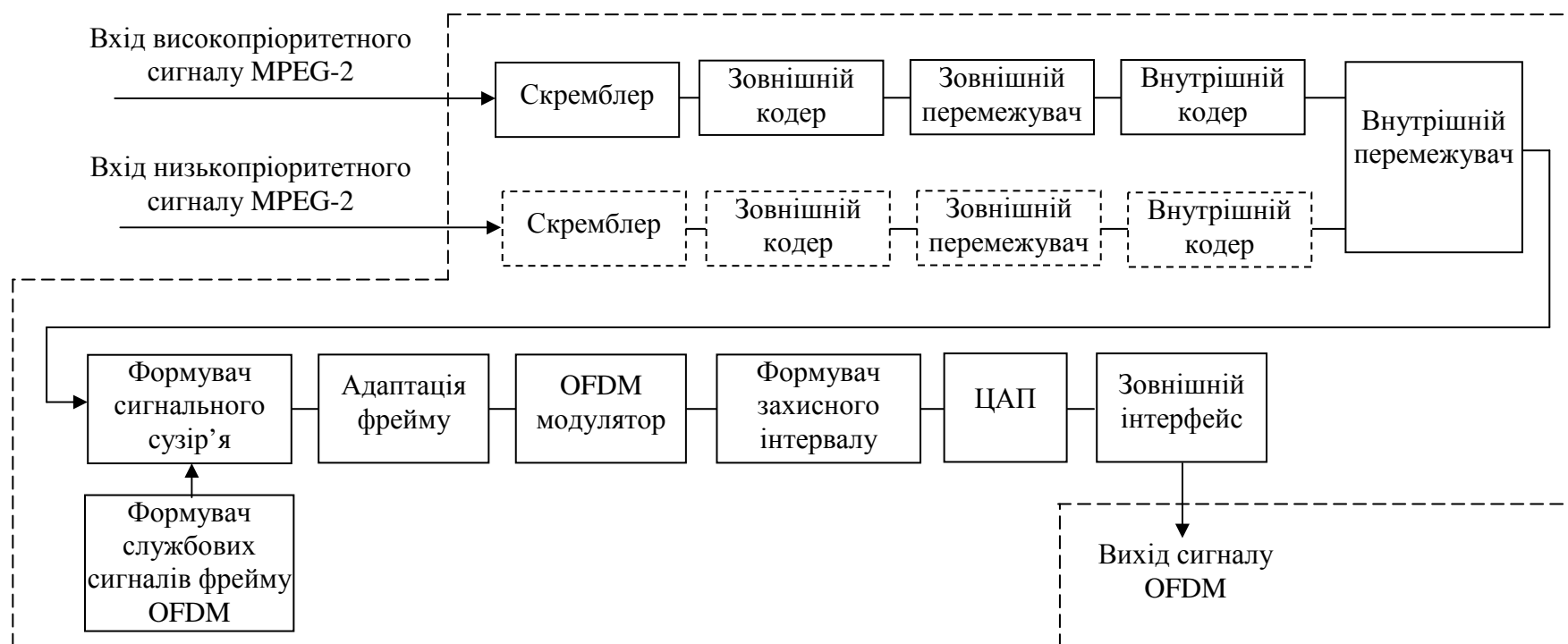


Рисунок 9.4 – Формувач сигналу DVB-T

Високопріоритетний потік містить кілька програм з високою роздільною здатністю і має набагато більшу швидкість передавання. В процесі передавання він кодується з низьким ступенем завадостійкості (наприклад, з кодовою швидкістю 5/6 або 7/8). У результаті приймання високопріоритетного потоку можливий при низьких відношеннях сигнал/шум на значній відстані від передавальної станції. Для отримання достатнього відношення сигнал/шум при прийманні низькопріоритетного потоку, як правило, потрібна зовнішня антена з високим коефіцієнтом посилення сигналу. Формування сигнального сузір'я в ієрархічному режимі розглянуто в даному підрозділі нижче.

Скремблювання виконується для усунення довгих послідовностей нулів та одиниць інформаційного сигналу, що підвищує стійкість системи тактової синхронізації. На вхід скремблера надходить потік MPEG-2 зі стандартною довжиною пакета 188 байт. Обробляння починається з першого байта пакета, що є сінхрословом 01000111. Вісім пакетів об'єднуються в одну групу. Перший пакет цієї послідовності маркується шляхом інверсії сінхробайта для синхронізації скремблера і дескремблера. Генератор псевдовипадкової послідовності скремблера використовує поліном $1 + X^{14} + X^{15}$. Перед початком кожного восьмого пакета в реєстри генератора ПВП записується послідовність символів 1001010 10000000. Під час передавання сінхробайтів інших семи пакетів генератор ПВП продовжує працювати, однак скремблювання сигналу не виконується для можливості роботи системи синхронізації.

Канальне кодування застосовується для підвищення вірогідності передавання телевізійного цифрового потоку, а також узгодження форматів пакетів MPEG-2 з форматом кадрів OFDM. Операція виконується в два етапи, включаючи зовнішнє і внутрішнє кодування. Така дворівнева система дозволяє спростити узгодження сигналів в точках стику супутникових, ефірних і кабельних систем цифрового телебачення. На першому етапі в зовнішньому кодері використовується код Ріда – Соломона RS (204,188), який дозволяє скорегувати 8 пакетів помилок по 1 байту кожна. Для захисту від пакетів помилок розміром більше одного байта виконується зовнішнє перемежування з глибиною 12 байтів. Внутрішнє згорткове кодування використовується для захисту від завад багатопроменевого приймання при використанні портативних телевізійних приймачів з вмонтованими антенами, а також для захисту від селективного завмирання несучих. Стандартом регламентовано застосування кодових швидкостей 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 і 7/8. Використане згорткове кодування запозичене зі стандарту супутникового телевізійного мовлення. Це дозволило використовувати розроблені на момент прийняття стандарту DVB-T інтегральні мікросхеми згорткових кодеків для супутникових ресиверів. Для того щоб сусідні байти сформованого сигналу не передавалися на сусідніх несучих, проводиться операція внутрішнього перемежування.

Закодований цифровий сигнал за допомогою відповідного формувача перетворюється на сигнальне сузір'я КАМ-4, КАМ-16 або КАМ-64. У неієрархічному режимі роботи системи DVB-T виконується стандартна процедура формування сузір'я з використанням коду Грея. В ієрархічному режимі потоки низького і високого пріоритету модулюються незалежно, в результаті чого формуються два незалежних сигнальних сузір'я. Шляхом їх змішування формується ієрархічне сигнальне сузір'я, яке і передається у відповідному підканалі. Високопріоритетному потокові завжди відповідає більш завадостійка модуляція КАМ-4. До низькопріоритетного потоку можливе застосування як модуляції КАМ-4, так і КАМ-16. В результаті змішування двох сузір'їв КАМ-4 (високопріоритетного і низькопріоритетного потоків) формується ієрархічне сузір'я КАМ-16. У разі змішування сузір'їв КАМ-4 (високопріоритетний потік) і КАМ-16 (низькопріоритетний потік) формується ієрархічне сузір'я КАМ-64. Два біти високопріоритетного потоку завжди визначають місце розташування сигнальної точки в одному з чотирьох квадрантів ієрархічного сузір'я (рис. 9.5).

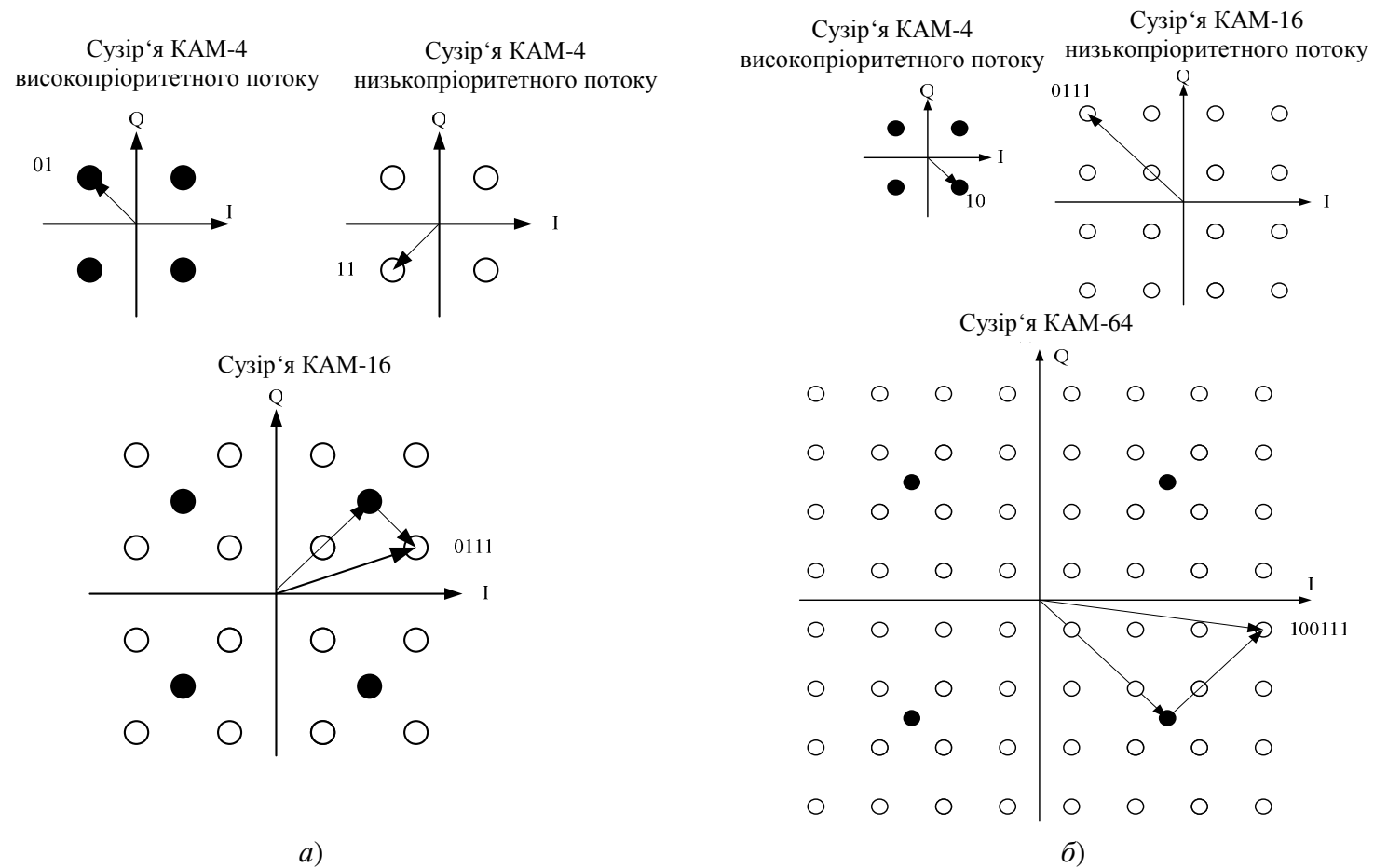


Рисунок 9.5 – Векторне представлення ієрархічного сигнального сузір'я системи DVB-T:
а) КАМ-16; б) КАМ-64

В ієрархічному режимі потік низького пріоритету, який модулює високопріоритетний потік, сприймається приймачем як додаткова завада. Для збереження достатньої завадостійкості передавання потоку використовується два способи компенсації зменшення захищеності сигналу, що надходить:

- використання більш заводо захищеного внутрішнього коду;
- збільшення евклідової відстані між сусідніми точками двох суміжних квадрантів.

У другому випадку сигнальне сузір'я характеризується модуляційним параметром – α -фактором, який дорівнює відношенню відстані між двома сусідніми точками сузір'я у двох суміжних квадрантах і відстані між двома сусідніми точками одного квадранта. В ієрархічному режимі α -фактор може набувати значення 2 або 4, в неієрархічному режимі $\alpha = 1$.

Далі сформовані багаторівневі символи надходять на модулятор. Використання COFDM модуляції дозволяє формувати спектр сигналу завширшки 6, 7 або 8 МГц шляхом зміни тривалості символу OFDM. Також можлива зміна тривалості захисного інтервалу системи для її адаптації до конкретної топології мережі та географічних особливостей місцевості. Стандартом зумовлюється використання режимів $2K$ і $8K$ з числом використовуваних несучих 1705 і 6817 відповідно. Наявність двох режимів викликано тим, що на момент прийняття першої версії стандарту DVB-T в 1997 році на ринку ще були відсутні недорогі процесори перетворення Фур'є для побудови приймального обладнання DVB-T. Тому в приймальному обладнанні першого покоління використовувалися процесори перетворення Фур'є з двійковою ємністю $2^{11} = 2048 = 2K$. Пізніше в приймальне обладнання був доданий другий режим для процесорів з двійковою ємністю $2^{13} = 8192 = 8K$. Детальна характеристика двох зазначених режимів наведена в табл. 9.2. У технології DVB-H використовується режим $4K$, що дозволяє здійснювати якісне приймання цифрового сигналу в транспортних засобах, що рухаються, з високою швидкістю.

Таблиця 9.2 – Основні параметри режимів OFDM для каналу смугою 8 МГц

Параметр	Режим 8К	Режим 2К
Кількість несучих в символі OFDM	6 817	1 705
Задіяна несуча з мінімальним номером N_{\min}	0	0
Задіяна несуча з максимальним номером N_{\max}	6 816	1 704
Кількість фіксованих опорних несучих	177	45
Кількість розосереджених опорних несучих	524	131
Тривалість інформаційної частини символу OFDM τ_0	896 мкс	224 мкс
Інтервал між несучими F0	≈ 1116 Гц	≈ 4464 Гц
Частотний інтервал між несучими N_{\min} і N_{\max}	$\approx 7,61$ МГц	$\approx 7,61$ МГц

Відносна тривалість захисного інтервалу T_3/τ_0	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Тривалість захисного інтервалу T_3	224 мкс	112 мкс	56 мкс	28 мкс	56 мкс	28 мкс	14 мкс	7 мкс
Повна тривалість символу $T = \tau_0 + T_3$	1120 мкс	1008 мкс	952 мкс	924 мкс	280 мкс	252 мкс	238 мкс	231 мкс
Максимальне віддалення ТВ-передавачів в одночастотній мережі мовлення	67,2	33,6	16,8	8,4	16,8	8,4	4,2	2,1

Для боротьби з багатопроменевим поширенням і для здійснення можливості роботи одночастотної мережі передбачено використання циклічного префікса з відносною тривалістю в 1/4, 1/8, 1/16 і 1/32 від вихідної інформаційної частини символу OFDM. Використання багаточастотної модуляції дозволяє формувати радіосигнал з хорошою прямокутністю спектра. Повна спектральна густина потужності сформованого сигналу є сумою спектральних густин потужності всіх використовуваних підканалів.

Теоретичний спектр радіосигналу для каналу зі смугою 8 МГц зображений на рис. 9.6.

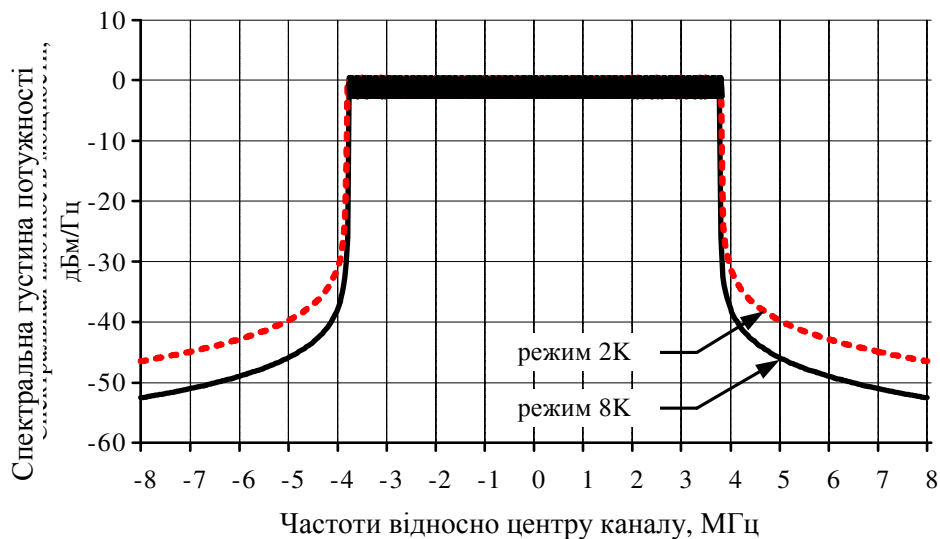


Рисунок 9.6 – Спектр сигналу DVB-T при захисному інтервалі $T_3 = \tau_0/4$

Сигнал, що передається, складається з кадрів, кожен з яких включає 68 символів OFDM з номерами від 0 до 67. У свою чергу, чотири кадри об'єднуються в один надкадр, кожен з яких містить ціле число пакетів ємністю 204 байт і закодованих кодом Ріда – Соломона. Розподіл надкадра на кадри викликано необхідністю збільшення швидкості передавання сигналів синхронізації з метою більш швидкого входження в синхронізм демодулятора цифрового телевізійного приймача в момент перемикання з одного каналу на інший. Крім інформаційного сигналу, в кадрі OFDM містяться:

- фіксовані опорні несучі (пілот-сигнали) з фіксованою частотною позицією;
- розосереджені опорні несучі із змінною частотною позицією;
- інформація про режим модуляції, що використовується, (тип сигнального сузір'я, тривалість захисного інтервалу, кодова швидкість, режим передавання 8K/2K і номер кадру в надкадрі).

Фіксовані опорні несучі використовуються системою фазового автопідстроювання демодулятора приймача. Розосереджені опорні несучі змінюють свої частотні позиції при переході від одного символу до іншого і застосовуються для оцінки поточного стану амплітудно-частотної характеристики наскрізного радіоканалу модему.

Залежність інформаційної швидкості від використовуваних типів модуляції та кодування наведено в табл. 9.3. З таблиці можна зробити висновок про можливість передавання за допомогою системи DVB-T цифрових сигналів з інформаційною швидкістю від 4,98 Мбіт/с до 31,67 Мбіт/с.

Таблиця 9.3 – Інформаційна швидкість системи DVB-T (у Мбіт/с)
для каналу смугою 8 МГц

Модуляція	Кодова швидкість	Захисний інтервал			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
КАМ-16	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
КАМ-64	1/2	14,93	16,59	17,56	18,10
	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	5/6	24,88	27,65	29,27	30,16
	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67

9.3 Системи цифрового телебачення другого покоління DVB-T2 і DVB-C2

Проблеми збільшення пропускної здатності систем передавання та дефіциту спектру стали головним стимулом для розроблення другого покоління стандартів DVB-X2. Як і перше покоління, воно містить три основні стандарти: DVB-S2 (супутникове), DVB-T2 (наземне) і DVB-C2 (кабельне). В останніх двох стандартах використана модуляція OFDM для максимізації пропускної спроможності використовуваних середовищ передавання. Для спрощення стику телевізійних мереж трьох вищевказаних стандартів у всіх них використані схожі схеми перетворення і кодування сигналів.

Розглянемо спочатку побудову системи наземного цифрового телебачення DVB-T2 зі структурною схемою, показаною на рис. 9.7 [81].

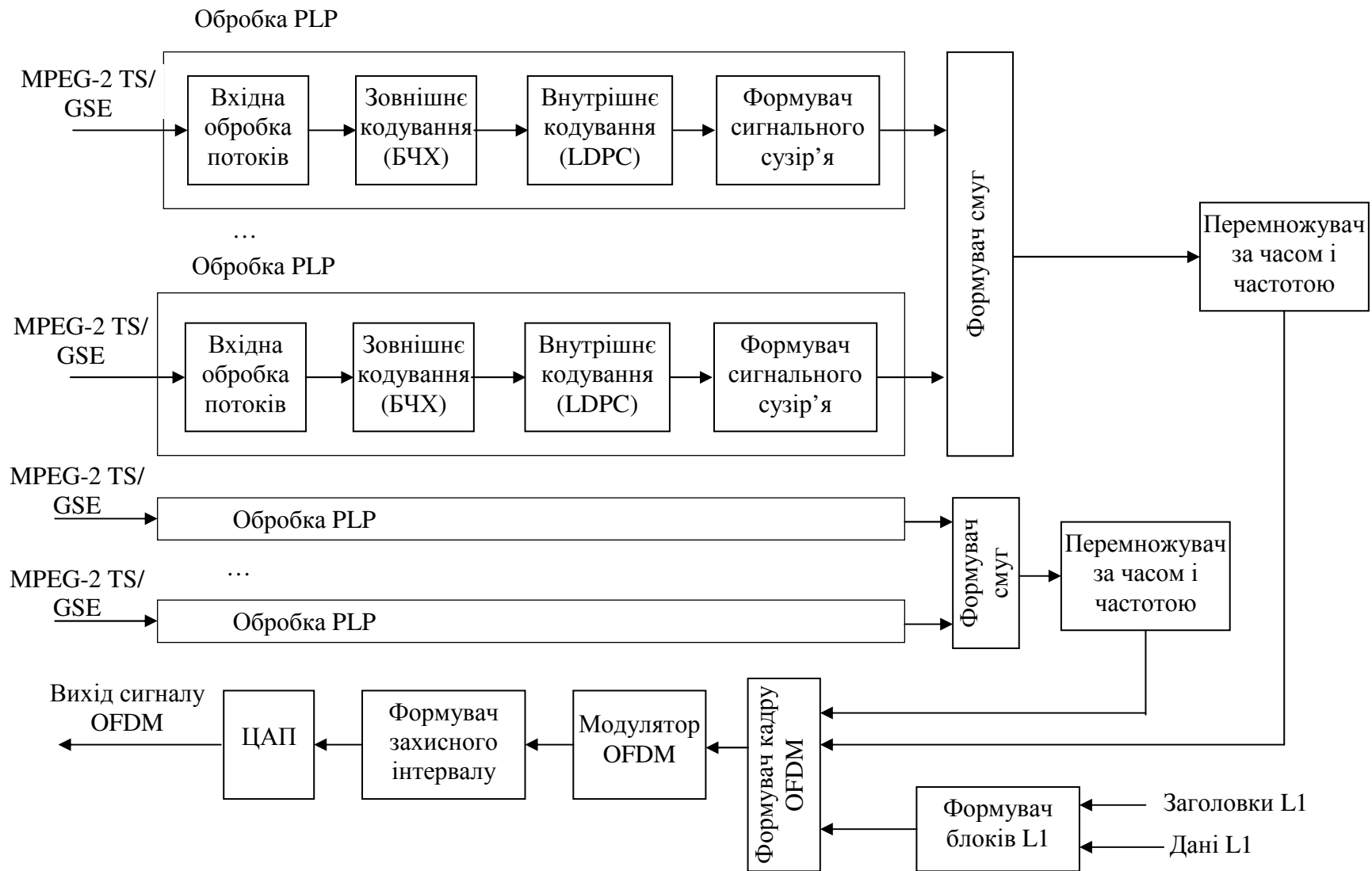


Рисунок 9. 7 – Спрощена структурна схема передавача системи DVB-T

Всередині одного фізичного каналу передбачається формування декількох логічних каналів фізичного рівня PLP (Physical Layer Pipe). У кожному з них можливе передавання стандартного потоку MPEG-2 або IP за допомогою протоколу GSE (Generic Stream Encapsulation). Кожен вхідний потік піддається вхідному оброблянню, необхідному для формування інформаційної частини кадру FEC (Forward Error Corrector), – кодуванню з виправленням помилок. Службова частина даного кадру складається з заголовків зовнішнього коду БЧХ і внутрішнього коду з низькою щільністю перевірок на парність LDPC (Low Density Check Code). Останній має кращу коригувальну здатність у порівнянні з кодом Ріда – Соломона. Коди даного класу почали застосовуватися в апаратурі зв'язку порівняно недавно, хоча відомі з 60-х років минулого століття. Зовнішній код БЧХ, що накладається з високою відносною швидкістю, необхідний для усунення помилок, які залишилися після операції внутрішнього декодування. Стандартом передбачено формування кадрів FEC стандартної довжини 64800 біт і укороченої – 16200 біт. Кадр також містить пілот-сигнали, які використовуються для синхронізації по кадрах, частотної й часової синхронізації, оцінки стану каналу, визначення параметрів режиму передавання й оцінки фазового шуму.

Формувач сигнального сузір'я перетворює сформований потік кадрів FEC в послідовність багаторівневих символів. Сформоване сузір'я може бути повернуте на величину від 29 градусів (для КАМ-4) до 3,5 градусів (для КАМ-256). Це дозволяє правильно визначити місце розташування точки сигнального сузір'я навіть за однією з її координат – дійсною чи уявною. Завдяки використанню ефективних коригувальних кодів і більшої кількості несучих частот, можливе застосування сигнальних сузір'їв аж до КАМ-256 (в DVB-T тільки КАМ-64). Для підвищення ефективності кодування сформований потік символів піддається перемежуванню за частотою і часом. Формувач кадру OFDM мультиплексує логічні канали в один транспортний потік. У нього також додається сигналізація рівня 1 (L1). Вона дозволяє здійснити доступ приймача до логічних каналів PLP, що містяться в кадрі T2. Сигналізація L1 також піддається зовнішньому (БЧХ) і внутрішньому (LDPC) кодуванню. Сформований кадр тривалістю T_k складається з символів преамбули (P1 і P2), а також символів даних. Кадри, в свою чергу, об'єднуються в надкадри з максимальною тривалістю 128 секунд. У надкадр також можуть входити кадри FEF (Future Extension Frames) – кадри для майбутнього розширення. Дану частину надкадра планується задіяти при подальшій розробці стандарту DVB-T2. Інформація про структуру надкадру і кадру (рис. 9.8) передається за допомогою сигналізації L1. Символ преамбули P1 дозволяє виконати в приймачі частотну і часову синхронізацію, а також несе інформацію про структуру сигналу OFDM: розмірності ШПФ, тривалості захисного інтервалу і

пілот-сигнали. Символи P2 служать для організації каналу сигналізації L1. Символи преамбули P2 і даних мають однакову тривалість T .

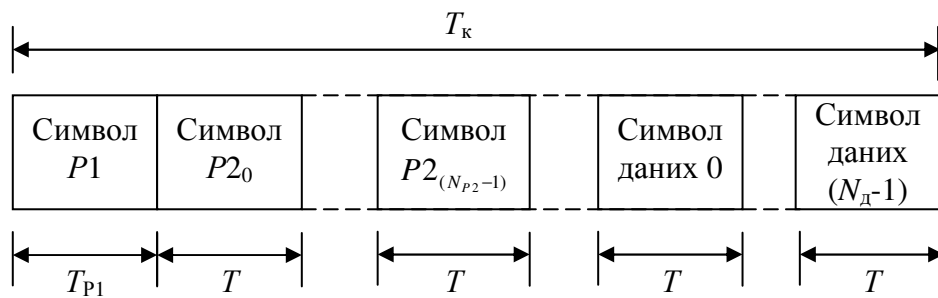


Рисунок 9. 8 – Структура кадру системи DVB-T2

Вона дорівнює сумі тривалостей інформаційної частини символу τ_0 і циклічного префікса T_3 . Основні відомості про структуру кадру наведено нижче в табл. 9.4.

З метою ефективного використання динамічного діапазону передавальних пристроїв, стандартом передбачено два способи зменшення пікфактора PARP (Peak-to-Average Power Ratio) сигналу передавача:

- розширення активного сигнального сузір'я ACE (Active Constellation Shaping);
- резервування тону TR (Tone Reservation).

Перший спосіб полягає у зсуві назовні крайніх точок сигнального сузір'я на певну відстань. Цей спосіб не застосовується до пілот-сигналів і сигнальних сузір'їв, що обертаються. Другий спосіб передбачає резервування несучих для передавання сигналів з формою, що сприяє зменшенню пікфактора вихідного сигналу. Обидва вищеописаних способи можуть бути використані одночасно або окремо.

Таблиця 9.4 – Основні параметри сигналу системи DVB-T2
(для каналу завширшки 8 МГц)

Параметр		Значення для режиму					
		1К	2К	4К	8К	16К	32К
Кількість несучих	853	1705	3409	6817	13633	27265	27265
	-	-	-	6913	13921	27841	27841
Тривалість захисного інтервалу T_3/τ_0	-	-	-	+	+	+	+
	-	+	+	+	+	+	+
	+	+	+	+	+	+	+
	-	-	-	+	+	+	+
	+	+	+	+	+	+	+
	-	-	-	+	+	+	+
+	+	+	+	+	-	-	
Використовувані сигнальні сузір'я		QPSK, КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256					
Тривалість символу P1		224 мкс					
Тривалість інформаційної частини символів P2 і даних τ_0		112 мкс	224 мкс	448 мкс	896 мкс	1792 мкс	3584 мкс
Тривалість кадру		$T_k = T_{p1} + T(N_{p2} + N_d)$					

Примітка. "+" – доступно для даного режиму; "-" – недоступно для даного режиму.

Подальшим розвитком стандарту DVB-T2 стала система цифрового кабельного телебачення DVB-C2 [82]. Аналогічно своєму попередникові, її можна використовувати для передавання телевізійних транспортних потоків MPEG-2 або пакетів IP за допомогою протоколу GSE. Для кожного вхідного потоку виділяється один логічний канал PLP, в якому здійснюється завадостійке кодування в два етапи, аналогічно DVB-T2. Кілька PLP об'єднуються в один шар даних (data slice) з максимальною шириною спектру 7,61 МГц. Спектр системи може містити кілька шарів даних, але не може за шириною перевищувати величини порядку 450 МГц. Кадр DVB-C2 складається з одного або декількох символів преамбули і 448 символів даних (рис. 9.9). Символи преамбули за частотою умовно поділяються на блоки сигналізації L1 шириною 7,61 МГц. Кожен блок L1 містить інформацію про структуру наступних символів даних. Телевізійний приймач має перестроювану смугу пропускання шириною 7,61 МГц, що дозволяє прийняти сигнал шару даних максимальної ширини. У кожній смузі шириною 7,61 МГц передається 3408 несучих, що відповідає режиму роботи 4К. Завдяки високій завадозахищеності використовуваного середовища передавання, кожна несуча може переносити

сузір'я КАМ з числом точок 4 до 4096. Основні параметри кадру наведено в табл. 9.5.

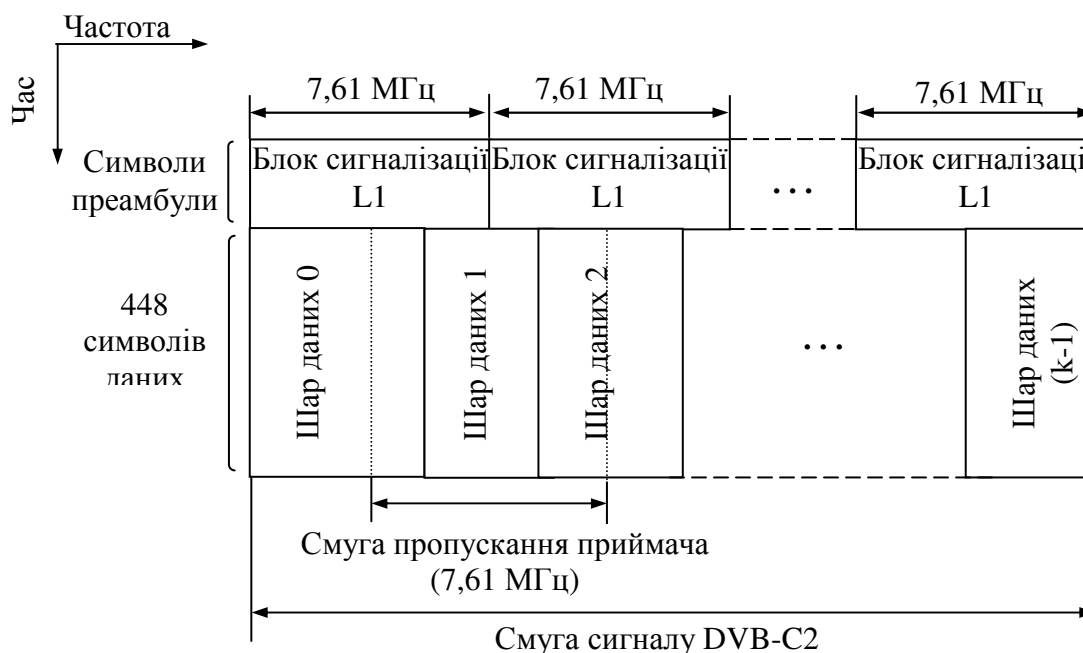


Рисунок 9. 9 – Структура кадру DVB-C2

Таблиця 9. 5 – Основні параметри сигналу системи DVB-C2 (для каналу шириною 8 МГц)

Параметр	Захисний інтервал T_3 / τ_0	
	1/64	1/128
Тривалість захисного інтервалу T_3	7 мкс	3,5 мкс
Розмірність ШПФ (кількість використовуваних несучих) одного блоку L1	4К (3408)	
Використовувані сигнальні сузір'я	QPSK, КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256, КАМ-1024, КАМ-4096	
Ширина блоку сигналізації L1	7,61 МГц	
Тривалість інформаційної частини символів	448 мкс	

9.4 Характеристики систем передавання Стандарту IEEE 802.16

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

Технологія WiMAX, поряд з використанням OFDM-модуляції, застосовує метод передавання - приймання радіосигналу MIMO (Multi Input-Multi Output – множина входів – множина виходів), які спільно забезпечують пікову швидкість передавання інформації до абонента до 63 Мбіт/с, а до базової станції – до 28 Мбіт/с. У першу чергу цими ж факторами забезпечується «далекобійність» технології WiMAX: в діапазоні частот до 1 ГГц дальність зв'язку у фіксованому варіанті сягає 50 км.

Якість обслуговування (QoS – Quality of Service) забезпечується застосуванням методу Diff Serv – диференційованого обслуговування, який є застандартизованим методом для підтримки служб з різними рівнями якості, а також застосуванням багатопротокольної комутації по мітках (MPLS – Multiprotocol Label Switching). Застосування протоколу комутації MPLS дозволяє здійснювати з'єднання (передавання каналів) з урахуванням гарантованого QoS.

Перевагою технології WiMAX є також гнучкість у формуванні спектра передаваного сигналу. Залежно від умов, ширина спектра (відповідно число каналів) може змінюватися від 1,25 до 20 МГц в діапазоні частот радіоканалу 2 – 11 ГГц. Значення ширини спектрів групового сигналу становлять 1,25 МГц, 5 МГц, 10 МГц і 20 МГц. Основні параметри групового сигналу стандарту 802.16 наведено в таблиці 9.6.

Таблиця 9.6 – Параметри сигналу WiMAX

Параметр	Значення
Інтервал між піднесучими F_0 , кГц	10,94
Тривалість τ_0 , мкс	91,4
Захисний інтервал T_z , мкс	11,4
Тривалість OFDM-символу T , мкс	102,9
Число символів (кадр 5 мс)	48

Залежно від необхідної швидкості передавання вибирається ширина спектру сигналу (смуга частот каналу), відповідно до якої задається структура спектра групового сигналу: кількість інформаційних несучих, число пілот-сигналів, розмірність ШПФ-перетворення та інші характеристики. Структуру спектра групового сигналу для варіанта побудови СП з повним використанням несучих в напрямку до абонента наведено в табл. 9.7.

Стандартом 802.16e передбачено формування в спектрі групового сигналу підканалів, які є об'єднанням в певному порядку 48 несучих. Число підканалів, які можуть передавати незалежну інформацію, визначається діленням числа інформаційних несучих на 48.

Структура спектра сигналу «вгору» до базової станції не містить пілот-сигналів, і число несучих, що складають підканал, дорівнює 24 (див. табл. 9.8).

Таблиця 9.7 – Структура спектра з повним використанням несучих в напрямку «вниз»

Параметр	Значення			
	1,25	5	10	20
Ширина смуги частот, МГц	1,25	5	10	20
Розмір перетворення Фур'є	128	512	1024	2048
Число невикористовуваних несучих частот	22	86	173	345
Число використовуваних несучих частот	106	426	851	1703
Число несучих частот інформаційних	96	384	768	1536
Число несучих частот пілот-сигналу	9	42	83	166
Число підканалів	2	8	16	32

Таблиця 9.8 – Структура спектру в напрямку «вгору»

Параметр	Значення			
	1,25	5	10	20
Ширина смуги частот, МГц	1,25	5	10	20
Розмір перетворення Фур'є	128	512	1024	2048
Число невикористовуваних несучих частот	31	103	183	367
Число інформаційних несучих частот	97	409	841	1681
Число підканалів	4	17	35	70

9.5 Характеристики систем передавання Стандарту IEEE 802.11

Розроблений інститутом інженерів з електротехніки та електроніки (Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE) Стандарт IEEE 802.11 регламентує характеристики радіообладнання, призначеного для створення безпроводових локальних мереж у діапазоні частот 2 ГГц – 5 ГГц [85-86]. Відповідна технологія побудови WLAN-мереж (Wireless Local Area Network) відома під аббревіатурою Wi-Fi (Wireless Fidelity), яку можна перевести як «висока точність безпроводового передавання даних». В даний час, крім основного Стандарту IEEE 802.11, найбільш поширеними є наступні його специфікації: IEEE 802.11a, IEEE 802.11b і IEEE 802.11g.

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

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

Основні характеристики фізичного рівня специфікацій Стандарту IEEE 802.11 наведено на рис. 9.10.

Канальний рівень	LLC					
	MAC					
Фізичний рівень	802.11			802.11a	802.11b	802.11g
	2,4 ГГц FHSS 1 Мбіт/с 2 Мбіт/с	2,4 ГГц DSSS 1 Мбіт/с 2 Мбіт/с	Інфрачервон і хвилі 850 нм 1 Мбіт/с 2 Мбіт/с	5 ГГц OFDM до 54 Мбіт/с	2,4 ГГц DSSS с ССК до 11 Мбіт/с	2,4 ГГц OFDM до 54 Мбіт/с

Рисунок 9.10 – Стек протоколів IEEE 802.11 і характеристики фізичного рівня

Абревіатури FHSS і DSSS на рисунку позначають способи розширення спектру:

FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum) – розширення спектру стрибкоподібною перебудовою частоти;

DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) – пряме послідовне розширення спектра;

ССК (Complementary Code Keying) – кодування комплементарним кодом.

Розглянемо більш докладно характеристики системи передавання за Стандартом IEEE 802.11a, що використовує метод передавання OFDM. Основні параметри групового сигналу OFDM Стандарту 802.11a наведено в табл. 9.9.

Таблиця 9.9 – Параметри групового сигналу

ΔF , Гц	F_0 , Гц	τ_0 , с	T_3 , с	T , с	N
$20 \cdot 10^6$	$312,5 \cdot 10^3$	$3,2 \cdot 10^{-6}$	$0,8 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-6}$	64

На тактовому інтервалі (посилці) тривалістю $4 \cdot 10^{-6}$ передається 52 несучих частоти з 63 можливих у смузі частот $20 \cdot 10^6$ Гц. З 52 несучих 48 призначено для передавання інформаційних символів, решта 4 – службові.

Несучі модулюються за допомогою BPSK, QPSK, а також 16- і 64-позиційною квадратурною амплітудною модуляцією (QAM). У сукупності з

різними швидкостями згорткового кодування r (1/2 і 3/4, для 64-QAM 2/3 і 3/4) набір швидкостей передавання становить 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 і 54 Мбіт/с.

У табл. 9.10 наведено основні співвідношення між швидкістю передавання, видом модуляції та іншими параметрами СП стандарту а.

Таблиця 9.10 – Параметри передавача стандарту 802.11а

Швидкість передавання даних (Мбіт/с)	Модуляція	Швидкість згорткового кодування	Число каналних бітів на несучу	Число каналних бітів на символ	Число бітів даних на символ OFDM
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Структуру кадру наведено на рис. 9.11

PLCP-преамбула 12 символів	Заголовок 1 OFDM-символ	Інформаційне поле
-------------------------------	----------------------------	-------------------

Рисунок 9.11 – Структура кадру Стандарту IEEE 802.11а

Кадр містить преамбулу (12 символів синхропослідовності), заголовок фізичного рівня (PLCP-заголовок) (PLCP – Physical Layer Convergence Procedure) і власне інформаційне поле, сформоване на MAC-рівні. У заголовку передається інформація про швидкість кодування, тип модуляції і довжину кадру. Преамбула і заголовок транслюються з мінімально можливою швидкістю (BPSK, швидкість кодування $r = 1/2$), а інформаційне поле – з вказаною в заголовку, як правило, максимальною швидкістю в залежності від умов обміну.

У СП, відповідно до специфікації 802.11g, також використовується метод модуляції OFDM, але додатково передбачається застосування ССК-модуляції. Це зроблено з метою забезпечення сумісності з СП за специфікацією 802.11b, які працюють у тому ж діапазоні частот – 2,4 ГГц (див. табл. 9.10).

ДИСПЕРСІЯ ІНТЕРФЕРЕНЦІЙНИХ ЗАВАД В СП ОС З КОРЕЛЯЦІЙНИМ ПРИЙМАННЯМ

Інтерференційні завади в СП ОС, породжувані порушенням ортогональності сигналів, що пройшли каналом передавання, є для більшості каналів зв'язку основним заважальним чинником, що обмежує швидкість передавання. Інтерференційні завади, які є наслідком лінійних спотворень ПФ каналу зв'язку, в принципі, можуть бути придушені до необхідної величини відповідним вибором параметрів групового сигналу СП ОС і включенням гармонічного коректора частотної характеристики каналу. Проте практично через скінченну довжину коректора добитися необхідного придушення інтерференції складно, особливо в разі роботи на каналах із значними лінійними спотвореннями і нестабільними характеристиками. Серед інших факторів, що породжують інтерференційні явища, слід назвати в першу чергу паразитну фазову модуляцію (ПФМ) групового сигналу (фазовий джитер), зсув частоти сигналу, внесеного каналом зв'язку, неоптимальність установаження фази несучої і тактової частоти.

На етапі проектування СП ОС для задання вимог до вузлів апаратури та прогнозування якісних характеристик передавання є важливою оцінка рівня інтерференційних завад, що породжуються як окремими заважальними факторами, так і спільною їх дією. Нижче пропонується методика розрахунку інтерференційних завад в СП [8, 9], що відрізняється від відомих більшою універсальністю: вона дозволяє, наприклад, врахувати вплив на груповий сигнал ПФМ.

Скористаємося наведеною на рис. А.1 узагальненою моделлю одного (k -го) каналу n -канальної СП ОС, що складається з "косинусного" і "синусного" підканалів. У моделі передбачається можливість використання амплітудно-фазової модуляції (АФМ). Модель містить каналні формувальні фільтри (ФФ) з ПФ $F(i\omega)$ на передачі та фільтри нижніх частот (ФНЧ) з ПФ $P(i\omega)$ на прийманні. В якості несучих сигналів використовується набір ортогональних гармонічних сигналів:

$$\begin{Bmatrix} \cos k\omega_0 t \\ \sin k\omega_0 t \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \cos \omega_k t \\ \sin \omega_k t \end{Bmatrix}_{k=1}^n \quad \omega_0 = 2\pi/\tau,$$

де τ – тривалість інтервалу ортогональності.

Канал зв'язку моделюється ПФ $H(i\omega)$, мультиплікативною завадою ПФМ – $\varphi_{дж}(t)$ і адитивним гаусовим шумом $n(t)$. Адитивний шум не впливає на фактори, які породжують інтерференційні завади, тому він опускається з подальших викладок і може бути врахований під час розрахунку результуючої захищеності сигналу на вході вирішального пристрою.

На вході "косинусного" і "синусного" підканалів СП ОС надходять дискретизовані інформаційні послідовності:

$$a_{k\text{кос}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pk} \delta(t-pT); \quad b_{k\text{син}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{pk} \delta(t-pT), \quad (\text{A.1})$$

де p – номер одиничного елемента сигналу;

T – тривалість тактового інтервалу;

$\delta(t)$ – дельта-функція.

Також припустимо, що інформаційні параметри a_{pk} і b_{pk} мають наступні кореляційні властивості:

$$M\{a_{pk}, a_{ql}\} = M\{b_{pk}, b_{ql}\} = \begin{cases} 1, & p = q, k = l; \\ 0, & p \neq q, k \neq l; \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

$$M\{a_{pk}, b_{pk}\} = 0, \quad \forall p, q, k, l,$$

де M – операція обчислення математичного очікування.

Відгуками фільтрів ФФ на вхідні сигнали (A.1) будуть відповідно такі сигнали:

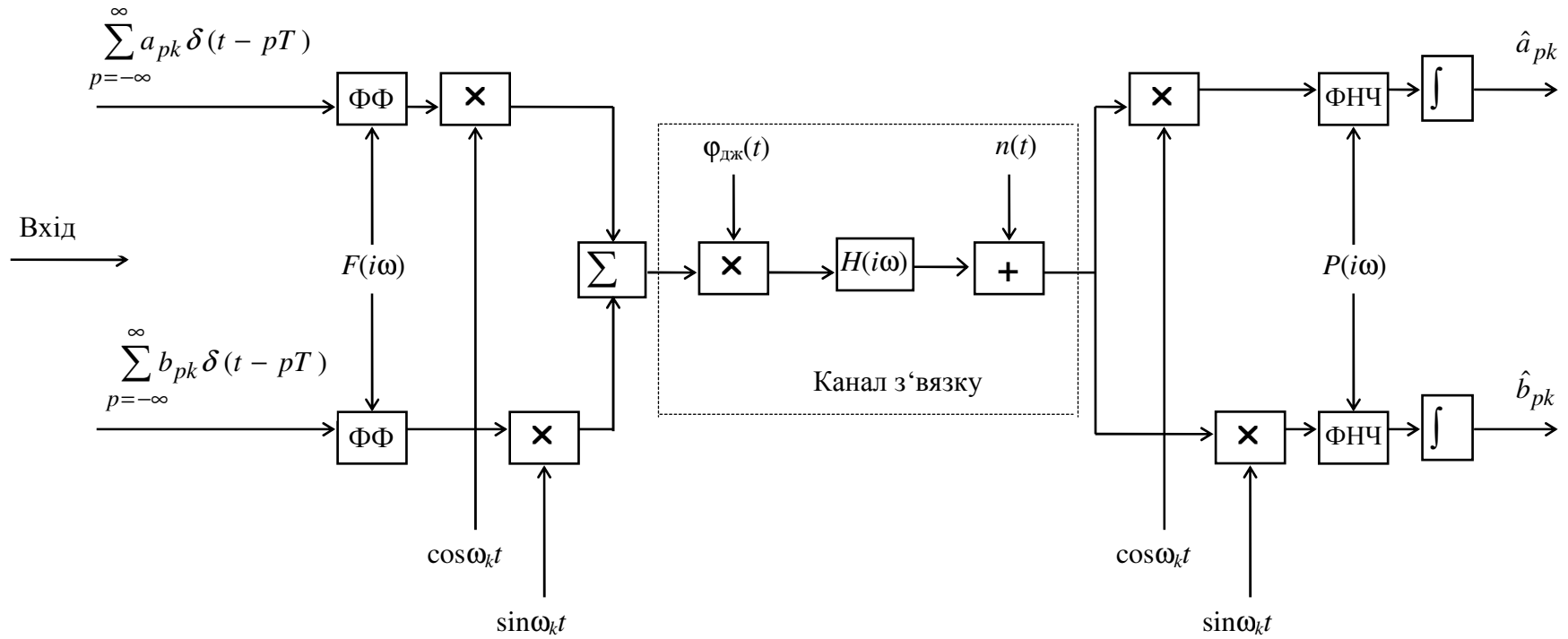
$$r_{k\text{кос}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pk} f(t-pT); \quad r_{k\text{син}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{pk} f(t-pT), \quad (\text{A.3})$$

де $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(i\omega) e^{i\omega t} d\omega$

Скористаємося монохроматичною моделлю ПФМ [8]:

$$\varphi_{\text{дж}}(t) = A_{\text{дж}} \cos \omega_{\text{дж}} t + B_{\text{дж}} \sin \omega_{\text{дж}} t, \quad (\text{A.4})$$

де $A_{\text{дж}}$, $B_{\text{дж}}$, $\omega_{\text{дж}}$ – відповідно синфазні та квадратурні складові і частота джитера.

Рисунок А.1 – Схема k -го каналу СП ОС

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

Фазовий джитер проявляється у формі модуляції фази сигналів-переносників:

$$\cos[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)], \sin[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)], \quad (\text{A.5})$$

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

З урахуванням малості амплітуди джитера можна (A.5) замінити наближеними співвідношеннями [8]:

$$\begin{aligned} \cos[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)] &\approx \cos(\omega_k t + \alpha_k) - \varphi_{\text{дж}}(t) \sin(\omega_k t + \alpha_k), \\ \sin[\omega_k t + \alpha_k + \varphi_{\text{дж}}(t)] &\approx \sin(\omega_k t + \alpha_k) + \varphi_{\text{дж}}(t) \cos(\omega_k t + \alpha_k). \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Після помноження сигналів (A.3) на сигнали-переносники (A.6), піддані впливу ПФМ, отримуємо сигнали:

$$\begin{aligned} \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pk} f(t - pT) [\cos(\omega_k t + \alpha_k) - \varphi_{\text{дж}}(t) \sin(\omega_k t + \alpha_k)], \\ \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{pk} f(t - pT) [\sin(\omega_k t + \alpha_k) + \varphi_{\text{дж}}(t) \cos(\omega_k t + \alpha_k)]. \end{aligned}$$

Визначимо середнє значення енергії інтерференційної завади, породжуваної p -м одиничним елементом k -го каналу в результаті його спотворення ПФМ і передатною функцією каналу зв'язку $H(i\omega)$ в l -му "косинусному" і відповідно "синусному" підканалах приймача. Спектр p -го одиничного елемента k -го "косинусного" підканалу дорівнює:

$$\begin{aligned} R_{pk\text{кос}}(i\omega) = &a_{pk} \left\{ e^{-i\omega p T} \left[F_{\omega_k}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k}^+ e^{-i\beta_{pk}} \right] + \right. \\ &+ i \frac{A_{\text{дж}}}{2} \left[(F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) p T} + \right. \\ &\left. \left. + (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) p T} \right] + \right. \\ &+ \frac{B_{\text{дж}}}{2} \left[(F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) p T} - \right. \\ &\left. \left. - (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) p T} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

а "синусного" підканалу –

$$R_{pk\text{син}}(i\omega) = b_{pk} \left\{ e^{-i\omega p T} \left[-F_{\omega_k}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k}^+ e^{-i\beta_{pk}} \right] + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{A_{\text{дж}}}{2} \left[(F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}})pT} + \right. \\
& \left. + (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}})pT} \right] + \\
& + i \frac{e_{\text{дж}}}{2} \left[(-F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}})pT} + \right. \\
& \left. + (F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- e^{i\beta_{pk}} + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+ e^{-i\beta_{pk}}) e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}})pT} \right] \Bigg\}, \tag{A.8}
\end{aligned}$$

де $\beta_{pk} = \alpha_k + \omega_k p T$,

$$\begin{aligned}
F_{\omega_k}^{\pm} &= F(i\omega \pm i\omega_k); \\
F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^{\pm} &= F(i\omega \pm i\omega_k - i\omega_{\text{дж}}); \\
F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^{\pm} &= F(i\omega \pm i\omega_k + i\omega_{\text{дж}}).
\end{aligned}$$

В результаті проходження каналом зв'язку спектри (A.7), (A.8), набувають вигляду:

$$\begin{aligned}
\hat{K}_{pk \text{ кос}}(i\omega) &= R_{pk \text{ кос}}(i\omega)H(i\omega), \\
\hat{K}_{pk \text{ син}}(i\omega) &= R_{pk \text{ син}}(i\omega)H(i\omega).
\end{aligned} \tag{A.9}$$

Розглянемо перетворення, які зазнає спектр $G(i\omega)$ довільного вхідного сигналу в кореляторі з фільтром, який має ПФ

$$P(i\omega) = A(i\omega) + iB(i\omega).$$

Після помноження на коливання несучої частоти $\cos(\omega_l t + \gamma_l)$ спектр $G(i\omega)$ перетворюється у функцію

$$\hat{G}(i\omega) = \frac{1}{2} \left[e^{i\gamma_l} G(i\omega - i\omega_l) + e^{-i\gamma_l} G(i\omega + i\omega_l) \right].$$

В результаті фільтрації та інтегрування напруга на виході l -го корелятора дорівнюватиме:

$$\xi_l = \frac{1}{2\pi} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) \hat{G}_l(i\omega) e^{i\omega t} d\omega dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) \hat{G}_l(i\omega) \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega} d\omega,$$

де τ – тривалість інтервалу інтегрування.

Отриманий вираз можна перетворити за допомогою заміни змінних, розбивши його попередньо на два інтеграли. Тоді

$$\begin{aligned}
\xi_l &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) e^{i\gamma_l} G(i\omega - i\omega_l) \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega} d\omega + \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(i\omega) e^{-i\gamma_l} G(i\omega + i\omega_l) \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega} d\omega = \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(i\omega) \left\{ P(i\omega - i\omega_l) \frac{\sin[(\omega - \omega_l)\tau/2]}{\omega - \omega_l} e^{-i\gamma_l} + \right. \\
&\left. + P(i\omega + i\omega_l) \frac{\sin[(\omega + \omega_l)\tau/2]}{\omega + \omega_l} e^{i\gamma_l} \right\} d\omega.
\end{aligned} \tag{A.10}$$

Таким чином, обробка сигналу за допомогою корелятора еквівалентна пропусканню цього сигналу через фільтр з ПФ

$$X_l(i\omega) = P(i\omega - i\omega_l) \frac{\sin[(\omega - \omega_l)\tau/2]}{\omega - \omega_l} e^{-i\gamma_l} + P(i\omega + i\omega_l) \frac{\sin[(\omega + \omega_l)\tau/2]}{\omega + \omega_l} e^{i\gamma_l} \tag{A.11}$$

і взяттю на його виході відліку в момент часу $t = 0$.

Підставивши вираз (A.7), з урахуванням (A.9), в рівняння (A.10) замість $G(i\omega)$, отримаємо наступну формулу для визначення напруги, породжуваної p -м одиничним елементом k -го "косинусного" каналу на виході корелятора l -го "косинусного" каналу:

$$\begin{aligned}
\xi_{klp \text{ кос}} &= \frac{a_{pk}}{2\pi} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+ \right] d\omega + \right. \\
&+ i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+ \right] d\omega + \\
&+ i \frac{A_{дж}}{2} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{дж}}^- - F_{\omega_k + \omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \right. \\
&+ i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{дж}}^- + F_{\omega_k + \omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \\
&+ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{дж}}^- - F_{\omega_k - \omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \\
&+ i \sin \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{дж}}^- + F_{\omega_k - \omega_{дж}}^+ \right] d\omega \left. \right\} + \\
&+ \frac{B_{дж}}{2} \left\{ \cos \beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{дж}}^- - F_{\omega_k + \omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \right.
\end{aligned} \tag{A.12}$$

$$\begin{aligned}
& +i\sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{дж}}^- + F_{\omega_k+\omega_{дж}}^+ \right] d\omega - \\
& -\cos\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- - F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ \right] d\omega - \\
& -i\sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- + F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ \right] d\omega \} \}.
\end{aligned}$$

Аналогічно підстановка виразу (А.8) в формулу (А.10), з урахуванням (А.9), дозволяє знайти напругу, зумовлену дією p -го одиничного елемента k -го "синусного" каналу на виході корелятора l -го "косинусного" каналу

$$\begin{aligned}
\eta_{klp\text{ кос}} &= \frac{b_{pk}}{2\pi} \left\{ -i \cos\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+ \right] d\omega + \right. \\
& + \sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+ \right] d\omega + \\
& + \frac{A_{дж}}{2} \left\{ \cos\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{дж}}^- + F_{\omega_k+\omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \right. \\
& + i\sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{дж}}^- - F_{\omega_k+\omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \\
& + \cos\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- + F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \quad (A.13) \\
& + i\sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- - F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ \right] d\omega \} + \\
& + i \frac{B_{дж}}{2} \left\{ -\cos\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{дж}}^- + F_{\omega_k+\omega_{дж}}^+ \right] d\omega - \right. \\
& - i\sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{дж}}^- - F_{\omega_k+\omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \\
& + \cos\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- + F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ \right] d\omega + \\
& \left. + i\sin\beta_{pk} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- - F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ \right] d\omega \} \right\}.
\end{aligned}$$

Середнє значення сумарної енергії завод на виході корелятора l -го "косинусного" каналу, що створюється p -им одиничним елементом сигналу k -го каналу, визначається формулою (А.14):

$$\begin{aligned}
\mu_{klp\text{кос}}^2 &= M \{ \xi_{klp}^2 + \eta_{klp}^2 \} = \\
&= \frac{1}{4\pi^2} \left\{ \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+] d\omega \right)^2 + \right. \\
&+ \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+] d\omega \right)^2 + \\
&+ \frac{A_{\text{дж}}^2}{4} \left\{ \left(- \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right)^2 + \right. \\
&+ \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right)^2 - \\
&- \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right)^2 + \\
&+ \left. \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right)^2 - \right. \\
&- 2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{лс}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{лс}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{лс}}}^+] d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega + \\
&+ 2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \left. \right\} + \\
&+ \frac{B_{\text{дж}}^2}{4} \left\{ \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right)^2 - \right. \\
&- \left. \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{дж}}) pT} H(i\omega) X_l(i\omega) [F_{\omega_k - \omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{дж}}}^+] d\omega \right)^2 + \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega \Big)^2 - \\
& - \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega \right)^2 - \\
& - 2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega + \\
& + 2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega \Big] + \\
& + i \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^- - F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^- - F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^- + F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega - \omega_{\text{ДЖ}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k + \omega_{\text{ДЖ}}}^- + F_{\omega_k - \omega_{\text{ДЖ}}}^+ \right] d\omega +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{B_{\text{дж}}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- + F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k}^- - F_{\omega_k}^+ \right] d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \omega_{\text{дж}} \left[F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega) + \\
& + i \frac{A_{\text{дж}} e_{\text{дж}}}{4} \left[\left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega \right)^2 - \right. \\
& - \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega \right)^2 - \\
& - \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^- - F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega \right)^2 + \\
& \left. + \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{дж}})pT} H(i\omega) X_l(i\omega) \left[F_{\omega_k+\omega_{\text{дж}}}^- + F_{\omega_k-\omega_{\text{дж}}}^+ \right] d\omega \right)^2 \right] \}.
\end{aligned} \tag{A.14}$$

Для отримання сумарної енергії завод на виході корелятора l -го "синусного" каналу достатньо в останній формулі γ_l замінити на $\gamma_l - \pi/2$. Далі, здійснивши ряд перетворень, знайдемо суму енергій завод на виходах кореляторів "косинусного" і "синусного" каналів (вона виявляється незалежною від γ_l) (3.15):

$$\mu_{kl \text{ ркос}}^2 + \mu_{k l \text{ рсин}}^2 =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{4\pi^2} \left\{ 8 \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega \right. \right. \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
&+ 2iA_{\text{лж}} e_{\text{лж}} \left(- \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \right. \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
&- \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega \left. \right) + \\
&+ 2a_{\text{пк}}^2 \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \right. \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
&\times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лж}}) pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{лж}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
&\left. \right)
\end{aligned} \tag{A.15}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^- d\omega) + \\
& + 2B_{лж}^2 \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \right. \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{лж}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{лж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{лж}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{ЛЖ}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{ЛЖ}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{ЛЖ}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + i2A_{\text{ЛЖ}} \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega \times \right. \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{ЛЖ}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{ЛЖ}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{ЛЖ}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{ЛЖ}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{лжк}}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{лжк}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{лжк}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{лжк}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega) + \\
& + 2b_{\text{лжк}} \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega \times \right. \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{\text{лжк}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{\text{лжк}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{\text{лжк}}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega+\omega_{\text{лжк}})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{\text{лжк}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega \times
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- F_{\omega_l}^+ d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k+\omega_{дж}}^- F_{\omega_l}^- d\omega - \\
& - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k-\omega_{дж}}^+ F_{\omega_l}^+ d\omega + \\
& + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^+ F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^+ d\omega \times \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega-\omega_{дж})pT} H(i\omega) P_{\omega_l}^- F_{\omega_k-\omega_{дж}}^- F_{\omega_l}^- d\omega \} ,
\end{aligned}$$

де $P_{\omega_l}^{\pm} = P(i\omega \pm i\omega_l)$.

Інтеграли, що входять в останній вираз у вигляді співмножників і пар співмножників, як неважко показати після нескладних перетворень, є комплексно-спряжені величини, завдяки чому цей вираз можна звести до вигляду, зручному для розрахунків на ЕОМ:

$$\begin{aligned}
\mu_{klp\cos}^2 + \mu_{klp\sin}^2 &= \frac{2}{\pi^2} \left[Z_1 + A_{дж}^2 (Z_2 \cos 2\omega_{дж} pT - Z_3 \sin 2\omega_{дж} pT + \frac{Z_4}{2}) - \right. \\
&- B_{дж}^2 (Z_2 \cos 2\omega_{дж} pT - Z_3 \sin 2\omega_{дж} pT - \frac{Z_4}{2}) - \\
&+ A_{дж} (Z_5 \cos \omega_{дж} pT - Z_6 \sin \omega_{дж} pT) + \\
&+ B_{дж} (Z_7 \cos \omega_{дж} pT - Z_8 \sin \omega_{дж} pT) + \\
&\left. + A_{дж} B_{дж} (Z_9 \cos 2\omega_{дж} pT - Z_{10} \sin 2\omega_{дж} pT) / 2 \right] ,
\end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned}
Z_1 &= (\text{Re } I)^2 + (\text{Im } I)^2 + (\text{Re } J)^2 + (\text{Im } J)^2; \\
Z_2 &= \text{Re } I^- \text{Re } J^- + \text{Im } I^- \text{Im } J^- + \text{Re } I^+ \text{Re } J^+ + \text{Im } I^+ \text{Im } J^+; \\
Z_3 &= \text{Re } I^- \text{Im } J^- - \text{Im } I^- \text{Re } J^- + \text{Re } I^+ \text{Im } J^+ - \text{Im } I^+ \text{Re } J^+; \\
Z_4 &= (\text{Re } I^-)^2 + (\text{Im } I^-)^2 + (\text{Re } J^-)^2 + (\text{Im } J^-)^2 + \\
&+ (\text{Re } J^+)^2 + (\text{Im } J^+)^2 + (\text{Re } I^+)^2 + (\text{Im } I^+)^2; \\
Z_5 &= \text{Re } I \text{Im } J^- - \text{Im } J \text{Re } J^- + \text{Re } I \text{Im } I^- - \text{Im } I \text{Re } I^- + \\
&+ \text{Re } I \text{Re } I^+ + \text{Im } I \text{Im } I^+ + \text{Re } J \text{Re } J^+ + \text{Im } J \text{Im } J^+; \\
Z_6 &= \text{Re } J \text{Re } J^- + \text{Im } J \text{Im } J^- + \text{Re } I \text{Re } I^- + \text{Im } I \text{Im } I^- +
\end{aligned} \tag{A.16}$$

$$\begin{aligned}
& + \operatorname{Re} I I m I^+ - I m I \operatorname{Re} I^+ + \operatorname{Re} J I m J^+ - I m J \operatorname{Re} J^+ ; \\
Z_7 & = \operatorname{Re} J \operatorname{Re} J^- - I m J I m J^- + \operatorname{Re} I \operatorname{Re} I^- - I m I I m I^- - \\
& - \operatorname{Re} I \operatorname{Re} I^+ + I m I I m I^+ - \operatorname{Re} J \operatorname{Re} J^+ - I m J I m J^+ ; \\
Z_8 & = \operatorname{Re} J I m J^- - I m J \operatorname{Re} J^- + \operatorname{Re} I I m I^- - I m I \operatorname{Re} I^- - \\
& - \operatorname{Re} I I m J^+ + I m I \operatorname{Re} I^+ - \operatorname{Re} J I m J^+ + I m J \operatorname{Re} J^+ ; \\
Z_9 & = \operatorname{Re} I^- I m I^+ - I m I^- \operatorname{Re} I^+ + \operatorname{Re} J^- I m J^+ - I m J^- \operatorname{Re} J^+ ; \\
Z_{10} & = \operatorname{Re} I^- \operatorname{Re} I^+ + I m I^- I m I^+ + \operatorname{Re} J^- \operatorname{Re} J^+ + I m J^- I m J^+ , \\
I & = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k}^- F_{\omega_l}^- d\omega , \\
J & = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega p T} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k}^+ F_{\omega_l}^- d\omega , \\
I^\pm & = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega \pm \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k \pm \omega_{\text{дж}}}^- F_{\omega_l}^- d\omega , \\
J^\pm & = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega \pm \omega_{\text{дж}}) p T} H(i\omega) P_{\omega_l} F_{\omega_k \pm \omega_{\text{дж}}}^+ F_{\omega_l}^- d\omega , \quad p(i\omega \pm i\omega_l) . .
\end{aligned}$$

Повна інтерференційна завада на виході l -го каналу приймача дорівнює сумі завад (А.12) від усіх каналів СП ОС і одиничних елементів

$$\mu_{l_{\text{инт}}}^2 = \left(\sum_{k=1}^n \sum_{p=-\infty}^{\infty} \right)' (\mu_{klp\text{кос}}^2 + \mu_{klp\text{син}}^2) . \quad (\text{A.17})$$

Штрих, що стоїть біля дужок, в які укладено знак подвійної суми, означає відсутність доданка, відповідного $k = 1$ і $p = 0$. Очевидно, що немає необхідності підсумовувати по p в нескінченних межах. Практично достатньо врахувати лише прямуючі один за одним поодинокі елементи з номерами $p = -1, 1$. Сумарна енергія власних сигналів на виходах кореляторів складе:

$$\mu_l^2 = (\mu_{klp\text{кос}}^2 + \mu_{klp\text{син}}^2) , \quad k = l, p = 0 . \quad (\text{A.18})$$

Ця величина дорівнює нулю, якщо в l -м "косинусном" і l -м "синусному" каналах за $p = 0$ відсутнє передавання, тобто

$$a_{0l} = 0, b_{0l} = 0 . \quad (\text{A.19})$$

Інтерференційні завади будемо характеризувати співвідношенням:

$$h_l = \sqrt{\frac{\mu_{l_{\text{инт}}}^2}{2\mu_l^2}} 100, \% . \quad (\text{A.20})$$

Слід зазначити, що формула (А.17) дозволяє розраховувати не тільки повну інтерференційну заваду, яка дорівнює сумі міжканальної і міжсимвольної завад, а й міжканально-міжсимвольні завади.

СКОРОЧЕННЯ

АІМ	–	амплітудно-імпульсна модуляція		
АРУ	–	автоматичне регулювання посилення		
АФМ	–	амплітудно-фазова модуляція		
АЦП	–	аналого-цифрове перетворення		
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика		
БІР	–	бажана ІР		
БПФ	–	бажана ПФ		
БФ	–	базисна функція		
БЧХ	–	недвійкові коди Боуза, Рея – Чаудхурі та Хоквінгема		
ВП	–	канал високого пріоритету		
ГК	–	гармонічний коректор		
ГНСС	–	глобальна навігаційна супутникова система		
ГЧП	–	груповий час проходження		
ДОС	–	додатковий опорний сигнал		
ДПФ	–	дискретне перетворення Фур'є		
ІР	–	імпульсна реакція		
КАМ	–	квадратурна амплітудна модуляція		
КОТР	–	коректор з обмеженням тривалості ІР відкоригованого каналу		
ЛЗ	–	лінія затримки		
НІ	–	канал низького пріоритету		
ОЧМ	–	одночастотна мережа		
ПФ	–	передатна функція		
ПФМ	–	паразитна фазова модуляція		
СК ТЧ	–	стандартний канал тональної частоти		
СКП	–	середньоквадратична помилка		
СП	–	система передавання		
СП ОГС	–	СП ортогональними гармонічними сигналами		
СП ОС	–	СП ортогональними сигналами		
СТС	–	система тактової синхронізації		
ТФ	–	трансверсальний фільтр		
ТЧ	–	тональна частота		
ФВЧ	–	фільтр високих частот		
ФМ	–	фазова модуляція		
ФНЧ	–	фільтр нижніх частот		
ФРМ	–	фазорізницева модуляція		
ФФ	–	формувальний фільтр		
ФЧХ	–	фазочастотна характеристика		
ЦАП	–	цифро-аналоговий перетворювач		
ЧРК	–	частотне розділення каналів		
ШПФ	–	швидке перетворення Фур'є		
ACE	–	Active Constellation Shaping	–	формування активного сигнального сузір'я
ADSL	–	Asymmetrical Digital Subscriber Line	–	асиметрична цифрова абонентська лінія
ССК	–	Complementary Code Keying	–	кодування комплементарним кодом
CIF	–	Common Interleaved Frame	–	стандартний кадр з перемежуванням

COFDM	–	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing	–	ортогональне ущільнення з поділом за частотою і кодуванням
DAB	–	Digital Audio Broadcasting	–	цифрове звукове радіомовлення
DSSS	–	Direct-Sequencing Spread Spectrum	–	розширення спектру методом прямої послідовності
DVB-T	–	Digital Video Broadcasting - Terrestrial	–	наземне цифрове телевізійне мовлення
FEC	–	Forward Error Correction	–	кодування з виправленням помилок
FEF	–	Future Extension Frames	–	кадри для наступного розширення
FHSS	–	Frequency Hopping Spread Spectrum	–	розширення спектру стрибкоподібною перебудовою частоти
FIB	–	Fast Information Block	–	блок швидких даних
FIC	–	Fast Information Channel	–	канал швидких даних
GSE	–	Generic Stream Encapsulation	–	інкапсуляція загального потоку
IEEE	–	Institute of Electrical and Electronics Engineers	–	Інститут інженерів електротехники і електроніки
LDPC	–	Low Density Check Code	–	код з низькою щільністю перевірок на парність
LLC	–	Logical Link Control	–	керування логічним з'єднанням
MAC	–	Media Access Control	–	керування доступом до середовища (передавання)
MCI	–	Multiplex Configuration Information	–	інформація про конфігурацію мультиплексора
MIMO	–	Multi Input - Multi Output	–	метод передавання-приймання радіосигнала «множина входів – множина виходів»
MPLS	–	Multiprotocol Label Switching	–	багатопротокольна комутація по мітках
MSC	–	Main Service Channel	–	основний канал користувача
OFDM	–	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	–	ортогональне ущільнення з розділенням за частотою
PAD	–	Program Associated Data	–	дані, пов'язані з програмою
PARP	–	Peak-to-Average Power Ratio	–	пік-фактор сигналу
PLCP	–	Physical Layer Convergence Procedure	–	процедура конвергенції фізичного рівня
PLP	–	Physical layer Pipe	–	«труба» фізичного рівня (об'єднання декількох логічних каналів фізичного рівня)
QoS	–	Quality of Service	–	якість обслуговування

SI	–	Service Information	–	інформація про послуги
TR	–	Tone Reservation	–	резервування тону
WLAN	–	Wireless Local Area Network	–	безпроводова локальна обчислювальна мережа
xDSL	–	x-type Digital Subscriber Line	–	цифрова абонентська лінія x-типу

ГЛОСАРІЙ

абонент Користувач телекомунікаційними послугами, з яким постачальником послуг укладено договір на надання таких послуг	en subscriber ru абонент	Пользователь телекоммуникационными услугами, с которым поставщик услуг заключил договор на предоставление таких услуг
абонентська лінія АЛ Лінія кабельна, проводова або радіолінія, що з'єднує термінал (або обладнання) абонента з вузлом доступу	en subscriber line ru абонентская линия АЛ	Линия кабельная, проводная или радиолиния, соединяющая терминал (или оборудование) абонента с узлом доступа
абонентська проводка Ділянка абонентської лінії від розподільної коробки до телефонної розетки абонента	ru абонентская проводка	Участок абонентской линии от распределительной коробки до телефонной розетки абонента
автентифікація Процес перевірки, що користувач, який здійснює спробу одержання доступу до певного ресурсу, є тим, за кого себе видає Примітка. Виконується з метою забезпечення інформаційної безпеки, ґрунтується на використанні додаткових ідентифікаторів – паролів, цифрового підпису тощо	en authentication ru аутентификация	Процесс проверки, что пользователь, который осуществляет попытку получения доступа к определенному ресурсу, является тем, за кого себя выдает Примечание. Выполняется с целью обеспечения информационной безопасности, основывается на использовании дополнительных идентификаторов – паролей, цифровой подписи и др.
авторизація Процес перевіряння прав доступу об'єкта (користувача, пристрою, програми тощо) у процесі його звертання до ресурсів систем і надання йому можливості доступу до цих ресурсів згідно з	en authorization ru	Процесс проверки прав доступа объекта (пользователя, устройства, программы и т.д.) в процессе его обращения к ресурсам системы и предоставления ему возможности доступа к этим ресурсам в соответствии с установленными

установленими правами.
Виконується після успішної
автентифікації

правами. Выполняется после
успешной аутентификации

адреса

Унікальний номер або
символічне ім'я, що надається
мережі, вузлу або мережному
пристрою, щоб інші мережі,
вузли або пристрої могли
розпізнати його у процесі
обміну інформацією

Примітка. Адреси бувають
логічними (символічними або
умовними), фізичними
(апаратними) та мережними

en address

ru адрес

Уникальный номер или
символическое имя, присвоенное
сети, узлу или сетевому устройству,
чтобы другие сети или устройства
могли распознать его в процессе
обмена информацией

Примечание. Адреса бывают
логическими (символическими или
условными), физическими
(аппаратными) или сетевыми

адреса MAC

Унікальна фіксована адреса
обладнання (елемента
обладнання), яка зазвичай
встановлюється виробником і
використовується у
протоколах ЛОМ

en MAC address

ru адрес MAC

Уникальный фиксированный адрес
оборудования (элемента
оборудования), обычно
устанавливаемый производителем
и используемый в протоколах ЛВС

адреса IP

Адреса, що надається вузлам
мережі, побудованої на базі
протоколів ТСП/ІР.

Примітка. У разі
використання протоколу IPv4
ця адреса є 32-бітовою, а у разі
IPv6 – 128-бітовою

en IP-address

ru адрес IP

Адрес, присваиваемый узлам сети,
построенной на базе протоколов
ТСР/ІР

Примечание. В случае
использования протокола IPv4 этот
адрес является 32-битовым, а в
случае IPv6 – 128-битовым

адреса призначення

У мережах зв'язку – адреса
елемента мережі, до якого
надсилаються повідомлення

en destination address

ru адрес назначения

В сетях связи – адрес элемента
сети,

к которому посылаются сообщения

**амплітудно-частотна
характеристика**

Залежність від частоти
відношення амплітуди напруги

en amplitude-frequency characteristic

ru амплитудно-частотная

характеристика

Зависимость от частоты отношения

синусоїдального сигналу на виході чотирьохполюсника до амплітуди напруги цього сигналу на вході даного чотирьохполюсника

асиметрична цифрова абонентська лінія (ADSL; Splitterless ADSL; ADSL 2; Splitterless ADSL 2; ADSL 2+; ADSL 2++)
xDSL-лінія, яка характеризується асиметричною швидкістю передавання у висхідному і низхідному напрямках. В обладнанні ADSL використовується метод передавання ортогональними гармонічними сигналами – DMT (Discrete MultiTone)

база сигналу
добуток тривалості сигналу на ефективну ширину його спектру

біт
1 Знак, символ, елемент сигналу, що представляє одне з двох можливих значень, приміром, у двійковій системі числення – цифра 0 або цифра 1
2 Одиниця вимірювання кількості інформації
Примітка. Один біт дорівнює кількості інформації, що міститься в одному елементі двійкового сигналу за умови рівноймовірності прийманих ним значень

амплітуди напруги синусоїдального сигналу на виході чотирьохполюсника к амплітуде напруги этого сигнала на входе даного чотирьохполюсника

en asymmetric digital subscriber line (ADSL; Splitterless ADSL; ADSL 2; Splitterless ADSL 2; ADSL 2+; ADSL 2++)
ru асимметричная цифровая абонентская линия (ADSL; Splitterless ADSL; ADSL 2; Splitterless ADSL 2; ADSL 2+; ADSL 2++)
xDSL-линия, характеризующаяся асимметричной скоростью передачи в восходящем и нисходящем направлениях. В оборудовании ADSL используется метод передачи ортогональными гармоническими сигналами – DMT (Discrete MultiTone)

en signal base
ru база сигнала
произведение длительности сигнала на эффективную ширину его спектра

en bit
ru бит
1 Знак, символ, элемент сигнала, представляющий одно из двух возможных значений, например, в двоичной системе исчисления – цифра 0 или цифра 1
2 Единица измерения количества информации
Примечание. Один бит равен количеству информации, содержащейся в одном элементе двоичного сигнала при условии равновероятности принимаемых им значений

висхідний потік Потік даних, передаваний від користувача до місцевого центру електрозв'язку, від периферійного вузла до центрального	en upstream ru восходящий поток Поток данных, передаваемый от пользователя к местному центру электросвязи, от периферийного узла к центральному
вита пара Симетрична пара з високим ступенем симетрії електричних параметрів відносно поздовжньої осі	en twisted pair ru витая пара симметричная пара с высокой степенью симметрии электрических параметров относительно продольной оси
власне загасання (лінії) Загасання синусоїдного сигналу при поширенні вздовж однорідної лінії за узгодженого на її кінцях навантаження	en non-reflection attenuation ru собственное затухание (линии) Затухание синусоидального сигнала при распространении вдоль однородной линии при согласованной на ее концах нагрузке
вузол доступу пункт доступу Вузол телекомунікаційної мережі, який забезпечує користувачам доступ до мережних ресурсів	en access node ru узел доступа; пункт доступа Узел телекоммуникационной сети, обеспечивающий пользователям доступ к сетевым ресурсам
глобальна мережа (WAN) Телекомунікаційна мережа, що охоплює велику географічну територію	en wide-area network WAN ru глобальная сеть (WAN) Телекоммуникационная сеть, охватывающая большую географическую территорию
голос поверх міжмережного протоколу (VoIP) Спосіб передавання голосу (мови) мережею Інтернет або будь-якою іншою мережею з пакетним передаванням, базованим на протоколі IP	en voice over internet protocol VoIP ru голос поверх межсетевого протокола (VoIP) Способ передачи голоса (речи) по сети Интернет или по любой другой сети с пакетной передачей, основанной на протоколе IP

двійковий сигнал

1 Цифровий сигнал, кожний елемент якого являє собою сигнал з ансамблю, що складається з двох можливих сигналів

2 Цифровий сигнал, інформаційний(і) параметр(и) кожного елемента якого може(уть) набувати одного з двох можливих значень

en binary signal

ru двоичный сигнал

1 Цифровой сигнал, каждый элемент которого представляет собой сигнал из ансамбля, состоящего из двух возможных сигналов

2 Цифровой сигнал, информационный(ые) параметр(ы) каждого элемента которого может(ут) принимать одно из двух возможных значений

дельта-функція

Функція, що дорівнює нескінченності за значення аргумента, яке дорівнює нулю, і що дорівнює нулю за всіх інших значень аргумента, причому інтеграл від мінус нескінченності до плюс нескінченності від цієї функції дорівнює одиниці

en delta function

ru Дельта-функция

Функция, равная бесконечности при значении аргумента, равном нулю, и равная нулю при всех остальных значениях аргумента, причем интеграл от минус бесконечности до плюс бесконечности от этой функции равен единице

демультиплексор (DEMUX)

Технічний засіб, що здійснює розділення складеного (групового) сигналу на його складники.

Примітка. Дана операція є зворотною до операції мультиплексування

en demultiplexer

DEMUX

ru демультиплексор (DEMUX)

Техническое средство, осуществляющее разделение составного (групового) сигнала на его составляющие.

Примечание. Данная операция является обратной по отношению к операции мультиплексирования

дискретний багатотональний сигнал (DMT)

Цифровий сигнал, кожний елемент якого складається з множини ортогональних гармонічних частот-носіїв, які незалежно модулюються передаваними сигналами

en discrete multitone

DMT

ru дискретный многотональный сигнал (DMT)

Цифровой сигнал, каждый элемент которого состоит из множества ортогональных гармонических несущих частот, независимо модулируемых передаваемыми сигналами

<p>дискретний сигнал Сигнал, який складається із послідовно прямуючих у часі елементів</p>	<p>en discrete signal ru дискретный сигнал Сигнал, состоящий из последовательно следующих во времени элементов</p>
<p>електромагнітна сумісність Здатність технічних засобів або систем функціонувати у даному електромагнітному середовищі із заданою якістю, не створюючи при цьому неприпустимих завад для цього середовища</p>	<p>en electromagnetic compatibility ru Способность технических средств или систем функционировать в данной электромагнитной среде с заданным качеством, не создавая при этом недопустимых помех для этой среды</p>
<p>ехокомпенсація Метод придушення небажаного сигналу (завади) шляхом його адаптивного оцінювання і віднімання оціненого значення з сигналу, що приймається</p>	<p>en echo cancellation ru эхокомпенсация Метод подавления нежелательного сигнала (помехи) путем его адаптивного оценивания и вычитания оцененного значения из принимаемого сигнала</p>
<p>завадостійкість Здатність системи функціонувати, забезпечуючи задану якість зв'язку в умовах впливу завад</p>	<p>en noise-immunity ru помехоустойчивость Способность системы функционировать, обеспечивая заданное качество связи в условиях воздействия помех</p>
<p>загасання (сигналу, електричного кола, пристрою) Величина, що характеризує змінювання потужності (напруги) сигналу під час передавання його середовищем поширення (електричним колом, пристроєм) і визначається логарифмом відношення значень потужності $P_{вх}$ (напруги $U_{вх}$) на вході середовища поширення до потужності $P_{вих}$</p>	<p>en attenuation ru затухание (сигнала, электрической цепи, устройства) Величина, характеризующая изменение мощности (напряжения) сигнала при передаче его по среде распространения (электрической цепи, устройству) и определяемая логарифмом отношения значений мощности $P_{вх}$ (напряжения $U_{вх}$) на входе среды распространения к мощности $P_{вых}$ (напряжению $U_{вых}$) на выходе этой среды распространения:</p>

(напруги $U_{\text{вих}}$) на виході цього середовища поширення:

$$A = 10 \lg \left| \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вих}}} \right| = 20 \lg \left| \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} \right|$$

Примітка. Загасання вимірюється у децибелах (дБ). Від'ємне значення загасання означає, що у середовищі поширення має місце посилення сигналу

запас завадозахищеності
Різниця дійсного відношення сигнал/шум на вході приймача (дБ) і мінімального відношення сигнал/шум на вході приймача (дБ), за якого виконуються вимоги щодо коефіцієнта бітових помилок xDSL-лінії

захищеність між колами на далекому кінці (захищеність)
Загасання (перехідне) синусоїдного сигналу при переході з далекого кінця кола, що впливає, на далекий кінець кола, підданого впливу, за умови узгодження кіл на кінцях.

Примітка. Захищеність між колами визначається як різниця між рівнем сигналу в кінці кола, що впливає, і рівнем завади в кінці кола, підданого впливу

ідентифікатор
Код або символічне ім'я, що однозначно характеризує

$$A = 10 \lg \left| \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вих}}} \right| = 20 \lg \left| \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} \right|$$

Примечание. Затухание измеряется в децибелах (дБ). Отрицательное значение затухания означает, что в среде распространения имеет место усиление сигнала

en signal-to-noise ratio margin
SNR margin

ru запас помехозащищенности
Разность действительного отношения сигнал/шум на входе приемника (дБ) и минимального отношения сигнал/шум на входе приемника (дБ), при котором выполняются требования по коэффициенту битовых ошибок xDSL-линии

ru захищенность между цепями на дальнем конце (защищенность)
Затухание (переходное) синусоидального сигнала при переходе с дальнего конца влияющей цепи на дальний конец цепи, подверженной влиянию, при условии согласования цепей по концам.

Примечание. Защищенность между цепями определяется как разность между уровнем сигнала в конце влияющей цепи и уровнем помехи в конце цепи, подверженной влиянию

en identifier
ru идентификатор
Код или символическое имя,

об'єкт і дозволяє виділити його серед множини інших об'єктів

однозначно характеризующее объект и позволяющее выделить его среди множества других объектов

ідентифікація

Процедура встановлення тотожності об'єкта (користувача, пристрою, програми тощо) з одним із відомих системі об'єктів за його ідентифікатором з метою визначення його належності до цієї системи

Примітка. Зазвичай ідентифікація передуює операції автентифікації користувача

en identification

ru идентификация

Процедура установления тождественности объекта (пользователя, устройства, программы и т.д.) с одним из известных системе объектов по его идентификатору с целью определения его принадлежности этой системе

Примечание. Обычно идентификация предшествует операции аутентификации пользователя

імовірність помилки по бітах

Показник вірогідності приймання двійкових сигналів, що використовується для оцінювання якості каналів зв'язку на фізичному рівні

en bit error rate

BER

ru вероятность ошибки по битам

Показатель достоверности приема двоичных сигналов, используемый для оценки качества каналов связи на физическом уровне

імпульсна реакція

Сигнал на виході чотиріполюсника при впливі на цей чотиріполюсник дельта-функції

en pulse reaction

ru импульсная реакция

сигнал на выходе четырехполюсника при воздействии на этот четырехполюсник дельта-функции

інтерфейс (стик)

Сукупність засобів, що забезпечують логічні, електричні та конструктивні умови сумісності в точках з'єднання функціональних блоків і їх взаємодію.

en interface

ru интерфейс (стык)

Совокупность средств, которые обеспечивают логические, электрические и конструктивные условия совместимости в точках соединения функциональных блоков.

інтерфейс T

Інтерфейс між xDSL-модемом

en T interface

ru интерфейс T

та іншим обладнанням
приміщення користувача

Интерфейс между xDSL-модемом и
другим оборудованием помещения
пользователя

інтерфейс U

Интерфейс між DSLAM і xDSL-
модемом

en U interface

ru интерфейс U

Интерфейс между DSLAM и xDSL-
модемом

**кабель (з металевими
жилами)**

З'єднувальний елемент, що
являє собою певну кількість
металевих провідників,
ізолюваних один від одного і
призначених для передавання
електричних сигналів.

Примітка. Кабелі

розрізняють за:

конструкцією робочого кола –
симетричні та коаксіальні;
видом електрозв'язку –
телефонні, радіомовні,
телевізійні, комбіновані тощо;
діапазоном ущільнення –
низькочастотні та
високочастотні;
видом ізоляції жил –
повітряно-паперові, повітряно-
пластмасові, суцільні
поліетиленові тощо;
групами – з двох, чотирьох
тощо ізолюваних і скручених
між собою жил, які утворюють
фізичні кола;
складом конструктивних
елементів – однорідні та
комбіновані;
ступенем завадозахищеності –
екрановані та неекрановані;
матеріалом оболонки –
свинцеві, алюмінієві, сталеві,
пластмасові та комбіновані;
захисними покриттями – голі,
броньовані сталевими
стрічками або круглими

en cable

ru кабель (с металлическими жилами)

Соединительный элемент,
представляющий собой некоторое
количество металлических
проводников, изолированных друг
от друга и предназначенных для
передачи электрических сигналов.

Примечание. Кабели различаются
по:

конструкции рабочей цепи –
симметричные и коаксиальные;
виду электросвязи – телефонные,
радиовещательные, телевизионные,
комбинированные и др.;

диапазону уплотнения –
низкочастотные
и высокочастотные;

виду изоляции жил – воздушно-
бумажные, воздушно-
пластмассовые, сплошные
полиэтиленовые и др.;

группам – из двух, четырех и т.д.
изолированных и скрученных
между собой жил, образующих
физические цепи;

составу конструктивных элементов
– однородные и комбинированные;

степени помехозащищенности –
экранированные и
неэкранированные;

материалу оболочки – свинцовые,
алюминиевые, стальные,
пластмассовые и
комбинированные;

защитным покрытием – голые,
бронированные стальными лентами

дротами;
умовами прокладення –
підземні, підводні та підвісні

кабель повивної скрутки
Кабель, в осерді якого
ізолювані жили чи групи
розташовано коаксіальними
повивами з напрямками, що
чергуються

кабель пучкової скрутки
Кабель, у якому ізолювані
жили чи групи утворюють
пучки, а пучки, в свою чергу, –
осердя

канал передавання
Шлях, що утворюється в
телекомунікаційних мережах
для пересилання окремого
сигналу-носія інформації від
одного мережного об'єкта до
іншого

**канальний рівень (рівень
ланки даних)**
Другий рівень в еталонній
моделі OSI, який є передатним
середовищем між мережним і
фізичним рівнями.
Примітка. На канальному
рівні реалізуються механізми
керування мережними
ресурсами,
а також забезпечується
підтримка різноманітних
вимог протоколів верхнього
рівня щодо вірогідності, якості
обслуговування та часу
очікування. Обмін
інформацією на канальному
рівні забезпечується у двох
режимах: із встановленням
з'єднання і без встановлення
з'єднання

или круглыми проволоками;
условиям прокладки – подземные,
подводные и подвесные

ru кабель повивной скрутки
Кабель, в сердечнике которого
изолированные жилы или группы
расположены коаксиальными
повивами чередующихся
направлений

ru кабель пучковой скрутки
Кабель, в котором изолированные
жилы или группы образуют пучки,
а пучки, в свою очередь, –
сердечник

en transmission channel
ru канал передачи
Путь, который образуется в
телекоммуникационных сетях для
пересылки отдельного сигнала-
носителя информации от одного
сетевоего объекта к другому

en link layer (data link layer)
ru канальный уровень (уровень звена
данных)
Второй уровень в эталонной
модели OSI, который является
передаточной средой между
сетевым и физическим уровнями.
Примечание. На канальном уровне
реализуются механизмы
управления сетевыми ресурсами, а
также обеспечивается поддержка
разнообразных требований
протоколов верхнего уровня по
достоверности, качеству
обслуживания и времени ожидания.
Обмен информацией на канальном
уровне обеспечивается в двух
режимах: с установлением
соединения и без установления
соединения

<p>квадратурна амплітудна модуляція КАМ Вид модуляції, що здійснюється шляхом одночасної незалежної амплітудної модуляції передаваним сигналом, розділеним на два потоки, двох гармонічних квадратурних несучих (несучих, зсунених за фазою на 90°) і подальшого їх складання.</p>	<p>en quadrature amplitude modulation QAM ru квадратурная амплитудная модуляция КАМ Вид модуляции, осуществляемый путем одновременной независимой амплитудной модуляции передаваемым сигналом, разделенным на два потока, двух гармонических квадратурных несущих (несущих, сдвинутых по фазе на 90°) и последующего их сложения.</p>
<p>квадратурний канал Канал, у якого фазу сигналу зсунено відносно опорного сигналу на 90°</p>	<p>en q-channel ru квадратурный канал Канал, у которого фаза сигнала сдвинута относительно опорного сигнала на 90°</p>
<p>керування доступом до (фізичного) середовища (МАС) 1 Загальний термін, використовуваний для описування методу доступу мережних пристроїв до середовища передавання даних. 2 Нижній підрівень каналного рівня еталонної моделі OSI, який забезпечує керування доступом до фізичних каналів. Примітка. Протоколи цього підрівня підтримують оптимальний розподіл ресурсів, зводячи до мінімуму конфлікти між об'єктами, що обслуговуються</p>	<p>en media access control MAC ru управление доступом к (физической) среде (МАС) 1 Общий термин, используемый для описания метода доступа сетевых устройств к среде передачи данных. 2 Нижний подуровень каналного уровня эталонной модели OSI, обеспечивающий управление доступом к физическим каналам. Примечание. Протоколы этого подуровня поддерживают оптимальное распределение ресурсов, сводя к минимуму конфликты между обслуживаемыми объектами</p>
<p>клієнт Робоча станція в мережі, яка використовує для роботи станції ресурси іншого</p>	<p>en client ru клиент Рабочая станция в сети, которая использует для работы станции</p>

мережного пристрою (зазвичай сервера)		ресурси другого сетевого устройства (обычно сервера)
коаксіальний кабель Коаксіальний кабель – кабель, до осердя якого входять коаксіальні пари. Примітка. Коаксіальна пара – два ізольованих між собою металевих провідника зі спільною віссю	en ru	coaxial cable коаксиальный кабель Коаксиальный кабель – кабель, в сердечник которого входят коаксиальные пары. Примечание. Коаксиальная пара – два изолированных между собой и соосно расположенных металлических проводника
коефіцієнт загасання (лінії) Загасання синусоїдного сигналу при поширенні вздовж узгодженої на вході і виході лінії завдовжки 1 км	en ru	attenuation factor коэффициент затухания (линии) Затухание синусоидального сигнала при распространении по согласованной на входе и выходе линии длиной 1 км
комутатор Технічний засіб, що забезпечує проходження інформаційних сигналів між певними його входами і виходами відповідно до керувальних сигналів	en ru	switch коммутатор Техническое средство, обеспечивающее прохождение информационных сигналов между определенными его входами и выходами в соответствии с управляющими сигналами
комутація пакетів Технологія передавання даних, яка характеризується тим, що потік інформації розбивається на пакети фіксованої або змінної довжини, які обробляються і передаються в мережі як незалежні блоки	en ru	packet switching коммутация пакетов Технология передачи данных, характеризующаяся тем, что поток информации разбивается на пакеты фиксированной или переменной длины, которые обрабатываются и передаются в сети как независимые блоки
комутовна телефонна мережа загального користування КТМЗК Сукупність місцевих, міжміських та міжнародних	en ru	public switched telephone network PSTN коммутируемая телефонная сеть общего пользования КТСОП Совокупность местных, междугородных и международных

автоматичних телефонних станцій, комутаційних вузлів, ліній, каналів телефонної мережі та прикінцевих абонентських телефонних пристроїв для забезпечення потреб населення, установ, організацій та підприємств у автоматизованому телефонному зв'язку

автоматических телефонных станций, коммутационных узлов, линий, каналов телефонной сети и оконечных абонентских телефонных устройств для обеспечения потребностей населения, учреждений, организаций и предприятий в автоматизированной телефонной связи

коригування характеристик каналу (сигналу)

en equalization

Механізм (спосіб) приведення характеристик каналів (сигналів)

ru коррекция характеристик канала (сигнала)

до прийнятих норм

Механизм (способ) приведения характеристик каналов (сигналов) к принятым нормам.

Примітка. Найбільш поширений спосіб коригування частотних характеристик каналу зв'язку полягає у включенні до тракту передавання чотиріполюсника – коректора (еквалайзера), характеристики якого адаптуються в такий спосіб, аби наскрізна характеристика тракту «канал плюс коректор» задовольняла заданому критерію

Примечание. Наиболее распространенный способ коррекции частотных характеристик канала связи заключается во включении в тракт передачи четырехполюсника – корректора (эквалайзера), характеристики которого адаптируются таким образом, чтобы сквозная характеристика тракта «канал плюс корректор» удовлетворяла заданному критерию

користувач (послуг електрозв'язку)

en user

Юридична або фізична особа, яка користується послугами електрозв'язку

ru пользователь (услугами электросвязи)

Юридическое или физическое лицо, которое пользуется услугами электросвязи

корпоративна (установча) мережа

en enterprise(-wide) network

Мережа зв'язку одного підприємства, яка поєднує розрізнені відділення та адміністративні офіси

ru корпоративная (учрежденческая) сеть

Сеть связи одного предприятия, соединяющая разрозненные отделения и административные офисы

<p>лінійна швидкість передавання сигналів Кількість сигналів, передаваних лінією зв'язку в одиницю часу</p>	<p>ru линейная скорость передачи сигналов Количество сигналов, передаваемых по линии связи в единицу времени</p>
<p>локальна мережа (LAN) Виділена мережа передавання даних, що обслуговує користувачів на невеликій території. Примітка. Локальна мережа дозволяє поєднати між собою робочі місця користувачів та периферійні пристрої в єдине середовище, яке працює під керуванням єдиної мережної операційної системи</p>	<p>en local area network LAN ru локальная сеть (LAN) Выделенная сеть передачи данных, обслуживающая пользователей на небольшой территории. Примечание. Локальная сеть позволяет объединить между собой рабочие места пользователей и периферийные устройства в единую среду, работающую под управлением единой сетевой операционной системы</p>
<p>магістральна ділянка (абонентської лінії) Ділянка абонентської лінії від кросу АТС до останньої розподільної шафи</p>	<p>en main cable ru магистральный участок (абонентской линии) Участок абонентской линии от кросса АТС до последнего распределительного шкафа</p>
<p>маршрутизатор Технічний засіб, що здійснює приймання пакетів, вибір для кожного з них маршруту передавання на основі таблиці маршрутизації та адресної інформації, що міститься у заголовках пакетів, і їх передавання до визначених ним суміжних вузлів мережі Примітка. Вибір маршруту також може здійснюватися з урахуванням інформації про стан мережі та певних критеріїв, наприклад мінімального часу доставлення пакетів, мінімальної вартості тощо</p>	<p>en router ru маршрутизатор Техническое средство, осуществляющее прием пакетов, выбор для каждого из них маршрута передачи на основе таблицы маршрутизации и адресной информации, содержащейся в заголовках пакетов, и их передачу определенным им смежным узлам сети Примечание. Выбор маршрута также может осуществляться с учетом информации о состоянии сети и определенных критериев, например минимального времени доставки пакетов, минимальной стоимости и т.д.</p>

<p>мережа (електрозов'язку) транспортна Мережа електрозов'язку, призначена для передавання високошвидкісних потоків даних, до якої користувачі не підімкнені безпосередньо і яка здійснює взаємопоєднання мереж доступу</p>	<p>en core network ru сеть (электросвязи) транспортная Сеть электросвязи, предназначенная для передачи высокоскоростных потоков данных, к которой пользователи не подключены непосредственно и которая осуществляет взаимосоединение сетей доступа</p>
<p>мережа xDSL-доступу Широкополосна мережа доступу, що побудована на базі xDSL-систем передавання (див. також Мережа доступу). Примітка. Технічні характеристики xDSL-систем передавання визначено рекомендаціями МСЭ-Т G.991 – G.993</p>	<p>en xDSL access network ru сеть xDSL-доступа Широкополосная сеть доступа, которая построена на базе xDSL-систем передачи (см.также Сеть доступа) Примечание. Технические характеристики xDSL-систем передачи определены рекомендациями МСЭ-Т G.991 – G.993</p>
<p>мережа доступу Частина мережі електрозов'язку, що забезпечує з'єднання обладнання користувачів з найближчим вузлом транспортної мережі з метою забезпечення користувачів доступом до інфокомунікаційних послуг</p>	<p>en access network ru сеть доступа Часть сети электросвязи, которая обеспечивает соединение оборудования пользователей с ближайшим узлом транспортной сети с целью обеспечения пользователей доступом к инфокоммуникационным услугам</p>
<p>мережа електрозов'язку (телекомунікаційна мережа) Комплекс об'єднаних в єдиному технологічному процесі мережних вузлів і ліній передавання, що забезпечує надання користувачам телекомунікаційних послуг</p>	<p>en telecommunication network ru сеть электросвязи (телекоммуникационная сеть) Комплекс объединенных в едином технологическом процессе сетевых узлов и линий передачи, обеспечивающий предоставление пользователям телекоммуникационных услуг</p>
<p>мережний рівень (NWL) Третій рівень еталонної моделі</p>	<p>en network layer NWL</p>

<p>OSI, що забезпечує адресацію і маршрутизацію інформаційних потоків та виконує функції, пов'язані з розпізнаванням протоколів та ідентифікацією пакетів мережними службами.</p>	<p>ru</p>	<p>сетевой уровень (NWL) Третий уровень эталонной модели OSI, который обеспечивает адресацию и маршрутизацию информационных потоков и выполняет функции, связанные с распознаванием протоколов и идентификацией пакетов сетевыми службами.</p>
<p>міжмережний протокол (IP) Протокол мережного рівня, який використовується у наборі протоколів TCP/IP (див. також стек протоколів TCP/IP)</p>	<p>en ru</p>	<p>internet protocol IP межсетевой протокол (IP) Протокол сетевого уровня, используемый в наборе протоколов TCP/IP (см. также стек протоколов TCP/IP)</p>
<p>множинний доступ Спосіб сумісного використання певним чином мережного обладнання (каналу, ресурсу) низкою терміналів</p>	<p>en ru</p>	<p>multiple access множественный доступ Способ совместного использования определенным образом сетевого оборудования (канала, ресурса) рядом терминалов</p>
<p>модель взаємодії відкритих систем Розроблена ISO концептуальна основа взаємодії телекомунікаційних систем, що передбачає поділення всіх процесів взаємодії телекомунікаційних систем на сім рівнів із характерними для кожного рівня функціями. Термін "відкритий" означає, що стандартизований набір протоколів і специфікацій гарантує можливість взаємодії обладнання різних виробників</p>	<p>en ru</p>	<p>open system interconnection model OSI модель взаимодействия открытых систем Разработанная ISO концептуальная основа взаимодействия телекоммуникационных систем, предполагающая разделение всех процессов взаимодействия телекоммуникационных систем на семь уровней с характерными для каждого уровня функциями. Термин "открытый" означает, что стандартизованный набор протоколов и спецификаций гарантирует возможность взаимодействия оборудования различных производителей</p>

модем xDSL

Технічний засіб, який реалізує функції приймача-передавача за технологією xDSL.

Примітка. Модем xDSL може також виконувати функції моста і маршрутизатора

en xDSL-modem

ru модем xDSL

Техническое средство, реализующее функции приемопередатчика по технологии xDSL.

Примечание. Модем xDSL может также выполнять функции моста и маршрутизатора

модуляція

Процес змінювання одного або декількох параметрів сигналу-носія інформації відповідно до передаваного сигналу

en modulation

ru модуляция

Процесс изменения одного или нескольких параметров сигнала-носителя информации в соответствии с передаваемым сигналом

мультиплексор (MUX)

Технічний засіб, що об'єднує декілька окремих сигналів у один складений (груповий) сигнал із можливістю подальшого розділення цього сигналу на його складники

Примітка. Терміном “мультиплексор” часто називають пристрій, який містить як мультиплексор, так і демультиплексор

en multiplexer

MUX

ru мультиплексор (MUX)

Техническое средство, объединяющее несколько отдельных сигналов в один составной (групповой) сигнал с возможностью дальнейшего разделения этого сигнала на его составляющие

Примечание. Термином «мультиплексор» часто называют устройство, которое содержит как мультиплексор, так и демультиплексор

мультиплексор доступу цифрових абонентських ліній (DSLAM)

Пристрій, що об'єднує певну множину цифрових потоків xDSL-ліній та виконує зворотну операцію відповідно до заданого алгоритму роботи

en digital subscriber line access

multiplexer

ru DSLAM

мультиплексор доступа цифровых абонентских линий (DSLAM)
Устройство, объединяющее определенное множество цифровых потоков xDSL-линий и выполняющее обратную операцию в соответствии с заданным алгоритмом работы

надвисокошвидкісна цифрова абонентська лінія (VDSL; VDSL2)
 xDSL-лінія, технічні характеристики якої регламентовано Рекомендацією МСЕ-Т G.993 і яка використовує метод передавання ортогональними гармонічними сигналами – DMT (Discrete MultiTone)
Примітка 1. VDSL, згідно з Рекомендацією МСЕ-Т G.993.1, забезпечує швидкість передавання у низхідному напрямку до 57 Мбіт/с, а у висхідному напрямку – до 33 Мбіт/с
Примітка 2. VDSL2, згідно з Рекомендацією МСЕ-Т G.993.2, забезпечує сумарну швидкість передавання інформації у низхідному і висхідному напрямках до 200 Мбіт/с

en very high speed digital subscriber line
 VDSL
 VDSL2

ru сверхвысокоскоростная цифровая абонентская линия (VDSL; VDSL2) xDSL-линия, технические характеристики которой регламентированы Рекомендацией МСЭ-Т G.993 и использующая метод передачи ортогональными гармоническими сигналами – DMT (Discrete MultiTone).

Примечание 1. VDSL, согласно Рекомендации МСЭ-Т G.993.1, обеспечивает скорость передачи в нисходящем направлении до 57 Мбит/с, а в восходящем направлении – до 33 Мбит/с

Примечание 2. VDSL2, согласно Рекомендации МСЭ-Т G.993.2, обеспечивает суммарную скорость передачи информации в нисходящем и восходящем направлениях до 200 Мбит/с

низхідний потік
 Потік даних, передаваний у напрямку від центрального вузла мережі до периферійного, від вузла до користувача

en downstream

ru нисходящий поток
 Поток данных, передаваемый в направлении от центрального узла сети к периферийному, от узла к пользователю

номер
 Різновид ідентифікатора, що являє собою унікальний числовий код, який надається абоненту або пристрою і використовується в подальшому для його ідентифікації

en number

ru номер
 Разновидность идентификатора, представляющая собой уникальный числовой код, предоставляемый абоненту или устройству и используемый в дальнейшем для его идентификации

однопарна високошвидкісна цифрова абонентська лінія (SHDSL)

xDSL-лінія, яка характеризується симетричним передаванням (даних) зі швидкістю до 5 Мбіт/с однією парою. В обладнанні SHDSL використовується амплітудно-імпульсна модуляція з гратчастим кодуванням (Trellis-Coded Pulse Amplitude Modulation, TC-PAM).

Примітка. Технічні характеристики обладнання SHDSL регламентовано Рекомендацією МСЕ-Т G.991.2

en single-pair high-speed digital subscriber line

ru SHDSL

однопарная высокоскоростная цифровая абонентская линия (SHDSL)

xDSL-линия, характеризующаяся симметричной передачей (данных) со скоростью до 5 Мбит/с по одной паре. В оборудовании SHDSL используется амплитудно-импульсная модуляция с решетчатым кодированием (Trellis-Coded Pulse Amplitude Modulation, TC-PAM).

Примечание. Технические характеристики оборудования SHDSL регламентированы Рекомендацией МСЭ-Т G.991.2

ортогональність

Унікальна властивість певних ансамблів сигналів, яка полягає у тому, що коефіцієнт взаємної кореляції між будь-якою парою сигналів з ансамблю дорівнює нулю

en orthogonality

ru ортогональность

Уникальное свойство некоторых ансамблей сигналов, заключающееся в том, что коэффициент взаимной корреляции между любой парой сигналов из ансамбля равен нулю

пакет

Послідовність інформаційних і службових символів, що передаються, обробляються і комутуються як одне ціле

en packet

ru пакет

Последовательность информационных и служебных символов, передаваемых, обрабатываемых и коммутируемых как одно целое

пара

Група чи частина групи з двох ізольованих між собою жил (провідників), призначених для роботи в одному електричному колі

en pair

ru пара

Группа или часть группы из двух изолированных между собой жил (проводников), предназначенных для работы в одной электрической цепи

<p>передатна функція Залежність від частоти відношення комплексної напруги синусоїдального сигналу на виході чотиріполосника до комплексної напруги цього сигналу на вході цього чотиріполосника</p>	<p>en transfer function ru передаточная функция Зависимость от частоты отношения комплексного напряжения синусоидального сигнала на выходе четырехполосника к комплексному напряжению этого сигнала на входе этого четырехполосника</p>
<p>перехідне загасання Загасання синусоїдного сигналу при переході з кола, що впливає, до кола, підданого впливу</p>	<p>en crosstalk attenuation ru переходное затухание Затухание синусоидального сигнала при переходе из влияющей цепи в цепь, подверженную влиянию</p>
<p>перехідне загасання на ближньому кінці Загасання синусоїдного сигналу при переході з ближнього кінця кола, що впливає, на ближній кінець кола, підданого впливу, за умови узгодження кіл на кінцях</p>	<p>en near-end crosstalk attenuation ru переходное затухание на ближнем конце Затухание синусоидального сигнала при переходе с ближнего конца влияющей цепи на ближний конец цепи, подверженной влиянию, при условии согласования цепей по концам</p>
<p>перехідне загасання на далекому кінці Загасання синусоїдного сигналу за переходу з ближнього кінця кола, що впливає, на далекій кінець кола, підданого впливу, за умови узгодження кіл на кінцях</p>	<p>en far-end crosstalk attenuation ru переходное затухание на дальнем конце Затухание синусоидального сигнала при переходе с ближнего конца влияющей цепи на дальний конец цепи, подверженной влиянию, при условии согласования цепей по концам</p>
<p>повив Шар елементів скручення, розташованих коаксіально або відносно до інших аналогічних елементів, що утворюють у сукупності скручену частину</p>	<p>ru повив Слой элементов скрутки, расположенных коаксиально либо по отношению к остальным аналогичным элементам, образующим в совокупности</p>

конструкції кабельного виробу (струмопровідну жилу, осердя), або коаксіально поверх внутрішньої (стосовно до цього шару) частини кабельного виробу

скрученную часть конструкции кабельного изделия (токопроводящую жилу, сердечник), либо коаксиально поверх внутренней (по отношению к этому слою) части кабельного изделия

прикінцеве обладнання
термінальне обладнання
Обладнання, що підмикається до пункту закінчення телекомунікаційної мережі, перетворює інформацію користувачів у електромагнітні сигнали для передавання їх цією мережею та здійснює зворотне перетворення

en terminal equipment
ru оконечное оборудование
терминальное оборудование
Оборудование, которое подключается к пункту окончания телекоммуникационной сети, преобразовывает информацию пользователей в электромагнитные сигналы для передачи их по этой сети и осуществляет обратное преобразование

пріоритизація трафіка
Механізм, що полягає у розділенні всього трафіка на класи, що визначають черговість передавання елементів трафіка відповідно до класу

en traffic prioritization
ru приоритезация трафика
Механизм, заключающийся в разделении всего трафика на классы, определяющие очередность передачи элементов трафика в соответствии с классом

пріоритет
Ранг (число), який присвоюється завданню, процесу або операції та визначає черговість його (її) виконання або обслуговування

en priority
ru приоритет
Ранг (число), который присваивается заданию, процессу или операции и определяет очередность его (ее) выполнения или обслуживания

пропускна здатність
Показник, який визначає максимально можливу швидкість передавання інформації каналом, трактом або системою (біт/с)

en telecommunication channel capacity
ru пропускная способность
Показатель, определяющий максимально возможную скорость передачи информации по каналу, тракту или системе (бит/с)

протокол ТСП

Основний протокол транспортного й сеансового рівнів у наборі протоколів ТСП/IP, що гарантує доставку передаваних пакетів даних, ґрунтується на встановленні логічного з'єднання між обладнанням користувача й сервером та містить механізм контролю перевантаження мережі. Протокол ТСП регламентовано RFC-793, RFC-1180

en TSP protocol
TSP
ru протокол ТСП
Основной протокол транспортного и сеансового уровней в наборе протоколов ТСП/IP, гарантирующий доставку передаваемых пакетов данных, основывающийся на установлении логического соединения между оборудованием пользователя и сервером и содержащий механизм контроля перегрузки сети. Протокол ТСП регламентирован RFC-793, RFC-1180

протокол UDP

Мережний протокол транспортного рівня, що входить до складу набору протоколів ТСП/IP, на якому базуються мережна файлова система, служба імен і низка інших служб, однак, на відміну від ТСП, UDP забезпечує обмін дейтаграмами без підтвердження доставки. Протокол UDP регламентовано RFC-768

en UDP protocol
UDP
ru протокол UDP
Сетевой протокол транспортного уровня, входящий в состав набора протоколов ТСП/IP, на котором базируются сетевая файловая система, служба имён и ряд других служб, однако, в отличие от ТСП, UDP обеспечивает обмен дейтаграммами без подтверждения доставки. Протокол UDP регламентирован RFC-768

пучок

Елемент конструкції осердя кабелю, що складається із сукупності груп (пар, четвірок тощо), скручених в один бік і з однаковим кроком

ru пучок
Элемент конструкции сердечника кабеля, состоящий из совокупности групп (пар, четверок и т.п.), скрученных в одну сторону и с одинаковым шагом

регенератор

Технічний засіб, що здійснює приймання спотвореного в процесі передавання цифрового сигналу, його відновлення та подальше передавання і призначений для збільшення довжини лінії зв'язку

en regenerator
ru repeater
регенератор
Техническое средство, осуществляющее прием искаженного в процессе передачи цифрового сигнала, его восстановление и дальнейшую передачу и предназначенный для увеличения длины линии связи

<p>рівень (ієрархії) В архітектурі системи – сукупність правил і протоколів, стосовних до одного типу обміну інформацією (наприклад, модель OSI визначає 7 рівнів ієрархії протоколів взаємодії систем)</p>	<p>en layer ru уровень (иерархии) В архитектуре системы – совокупность правил и протоколов, относящихся к одному типу обмена информацией (например, модель OSI определяет 7 уровней иерархии протоколов взаимодействия систем)</p>
<p>рівень подавання даних Шостий рівень еталонної моделі OSI, що визначає спосіб подавання (синтаксичну структуру) даних у процесі обміну даними між двома прикладними процесами або користувачами</p>	<p>en data presentation layer ru уровень представления данных Шестой уровень эталонной модели OSI, определяющий способ представления (синтаксическую структуру) данных в процессе обмена данными между двумя прикладными процессами или пользователями</p>
<p>розподільна ділянка абонентської лінії Ділянка абонентської лінії від розподільної шафи до розподільної коробки</p>	<p>en distribution cable ru распределительный участок абонентской линии Участок абонентской линии от распределительного шкафа до распределительной коробки</p>
<p>сеансовий рівень П'ятий рівень еталонної моделі OSI, який визначає способи встановлення, підтримання та розривання з'єднання, а також регламентує способи діалогового обміну (дуплекс, полудуплекс) і процеси встановлення синхронізації під час обміну даними</p>	<p>en session layer ru сеансовый уровень Пятый уровень эталонной модели OSI, который определяет способы установления, поддержания и разрыва соединения, а также регламентирует способы диалогового обмена (дуплекс, полудуплекс) и процессы установления синхронизации при обмене данными</p>
<p>сервер Технічний засіб, що виконує функції обслуговування за запитами користувачів або мережних об'єктів (пристроїв,</p>	<p>en server ru сервер Техническое средство, выполняющее функции обслуживания по запросам</p>

програм, процесів тощо), надаючи їм доступ до певних ресурсів телекомунікаційної мережі

пользователей или сетевых объектов (устройств, программ, процессов и т.д.), предоставляя им доступ к определенным ресурсам телекоммуникационной сети

сервер віддаленого широкопasmового доступу (BRAS)

Вузол транспортної мережі, що забезпечує агрегацію трафіка користувачів широкопasmового доступу, автентифікацію, авторизацію та облік надаваних послуг, а також формування політики обслуговування кожного користувача

en broadband remote access server
BRAS
ru сервер удаленного широкополосного доступа (BRAS)
Узел транспортной сети, который обеспечивает агрегацию трафика пользователей широкополосного доступа, аутентификацию, авторизацию и учет предоставляемых услуг, а также формирование политики обслуживания каждого пользователя

сервер доменних імен (DNS)
Службовий комп'ютер мережі, що перетворює імена мережних елементів у доменних записах на IP-адреси

en domain name server
DNS
ru сервер доменных имён (DNS)
Служебный компьютер сети, преобразовывающий имена сетевых элементов в доменных записях в IP-адреса

сигнал

1 Фізичний процес-носій інформації в часі або в просторі
2 Фізичне явище, наявність, відсутність або зміна якого розглядається як подання інформації

en signal
ru сигнал
1 Физический процесс-носитель информации во времени или в пространстве
2 Физическое явление, наличие, отсутствие или изменение которого рассматривается как представление информации

симетрична пара

Пара, у якій ізольовані жили однакової конструкції – паралельні або скручені – розташовано симетрично відносно її поздовжньої осі

en balanced pair
ru симметричная пара
Пара, в которой изолированные жилы одинаковой конструкции – параллельные или скрученные – расположены симметрично относительно ее продольной оси

<p>система передавання Сукупність технічних засобів і середовища поширення електромагнітних сигналів, що забезпечує утворення каналів і трактів передавання</p>	<p>en transmissiom system ru система передачи Совокупность технических средств и среды распространения электромагнитных сигналов, обеспечивающая образование каналов и трактов передачи</p>
<p>служба імен доменів (DNS) Служба імен Інтернету, стандартна служба TCP/IP, що встановлює відповідність між IP-адресами у числовому і текстовому вигляді. Примітка. Служба DNS надає можливість клієнтським комп'ютерам у мережі реєструвати і дозволяти доменні імена, використовувані за пошуку ресурсів мережі, і звертання до них</p>	<p>en domain name system DNS ru служба имён доменов (DNS) Служба имен Интернета, стандартная служба TCP/IP, устанавливающая соответствие между IP-адресами в числовом и текстовом виде. Примечание. Служба DNS дает возможность клиентским компьютерам в сети регистрировать и разрешать доменные имена, которые используются при поиске ресурсов сети, и обращения к ним</p>
<p>спектр сигналу Функція частоти, що являє собою перетворення Фур'є від сигналу</p>	<p>en signal spectrum ru спектр сигнала Функция частоты, представляющая собой преобразование Фурье от сигнала</p>
<p>спектральная густина потужності сигналу Потужність сигналу у смузі частот шириною 1 Гц</p>	<p>en signal power spectral density ru спектральная плотность мощности сигнала Мощность сигнала в полосе частот шириной 1 Гц</p>
<p>сплітер Обладнання (частотний фільтр), що забезпечує частотне розділення сигналів ADSL/VDSL і POTS/ISDN (вузол, що міститься у DSLAM, а також самостійний вузол або вузол, що міститься у ADSL/VDSL-модемі)</p>	<p>en splitter ru сплиттер Оборудование (частотный фильтр), обеспечивающее частотное разделение сигналов ADSL/VDSL и POTS/ISDN (узел, содержащийся в DSLAM, а также самостоятельный узел или узел, содержащийся в ADSL/VDSL-модеме)</p>

стек протоколів

Концептуальна модель багаторівневої архітектури для комунікаційних протоколів, у якій рівні подаються в порядку їх цифрового позначення і яка вимагає, щоб передавані дані оброблювалися послідовно кожним рівнем у порядку їх подавання. Графічно стек зображується вертикаллю з рівнями. При цьому рівні з меншим числовим позначенням мають розміщуватися нижче

стек протоколів ТСП/ІР

Стек протоколів, який використовують як у глобальних, так і в локальних мережах. У повну специфікацію ТСП/ІР входять протоколи: мережного рівня (ІР), транспортного рівня (ТСП), мережного керування (SNMP), а також протоколи прикладного рівня (Telnet, FTP, SMTP) тощо. Протокол ІР призначається для міжмереженого обміну. Питання вірогідного доставляння пакетів вирішує протокол ТСП. Відмітною особливістю стека ТСП/ІР є гнучка система адресації, яка дозволяє більш просто, порівняно з протоколами аналогічного призначення, створювати глобальні мережі з розгалуженою структурою

технологія Ethernet

Технологія, в основу якої покладено множинний доступ

en protocol stack
ru стек протоколов
Концептуальная модель многоуровневой архитектуры для коммуникационных протоколов, в которой уровни представляются в порядке их цифрового обозначения, и требующая, чтобы передаваемые данные обрабатывались последовательно каждым уровнем в порядке их представления. Графически стек изображается вертикалью с уровнями. При этом уровни с меньшим числовым обозначением должны находиться ниже

en ТСП/ІР protocol stack
ТСП/ІР
ru стек протоколов ТСП/ІР
Стек протоколов, используемый как в глобальных, так и в локальных сетях. В полную спецификацию ТСП/ІР входят протоколы: сетевого уровня (ІР), транспортного уровня (ТСП), сетевого управления (SNMP), а также протоколы прикладного уровня (Telnet, FTP, SMTP) и др. Протокол ІР предназначен для межсетевого обмена. Вопросы достоверной доставки пакетов решает протокол ТСП. Отличительной особенностью стека ТСП/ІР является гибкая система адресации, позволяющая более просто, по сравнению с протоколами аналогичного назначения, создавать глобальные сети с разветвленной структурой

en Ethernet
ru технология Ethernet
Технология, в основу которой

з контролем несучої та виявленням конфліктів. Технологію Ethernet регламентовано стандартом IEEE 802.3.

Примітка. Спочатку технологію Ethernet було розроблено для побудови локальних обчислювальних мереж з пропускною здатністю до 10 Мбіт/с

положен множественный доступ с контролем несущей и обнаружением конфликтов. Технология Ethernet регламентирована стандартом IEEE 802.3.

Примечание. Первоначально технология Ethernet была разработана для построения локальных вычислительных сетей с пропускной способностью до 10 Мбит/с

технологія Fast Ethernet
Модифікована технологія Ethernet з підвищеною пропускною здатністю (до 100 Мбіт/с). Технологію Fast Ethernet регламентовано стандартом IEEE 802.3.

Примітка. Всі основні відмінності технології Fast Ethernet від Ethernet зосереджено на фізичному рівні. Збережено метод випадкового доступу (CSMA/CD), але введено напівдуплексний, а в окремих випадках і дуплексний режим роботи, обрано інші методи кодування (4b/5b, NRZI на відміну від Манчестерського в Ethernet)

en Fast Ethernet
ru технология Fast Ethernet
Модифицированная технология Ethernet с повышенной пропускной способностью (до 100 Мбит/с).
Технология Fast Ethernet регламентирована стандартом IEEE 802.3.

Примечание. Все основные отличия технологии Fast Ethernet от Ethernet сосредоточены на физическом уровне. Сохранен метод случайного доступа (CSMA/CD), но введен полудуплексный, а в отдельных случаях и дуплексный режим работы, выбраны другие методы кодирования (4b/5b, NRZI в отличие от Манчестерского в Ethernet)

технологія Gigabit Ethernet
Високошвидкісна технологія сімейства технологій Ethernet, що забезпечує передавання даних зі швидкістю до 1 Гбіт/с. Технологію Gigabit Ethernet регламентовано стандартом IEEE 802.3.

Примітка. Порівняно з попередніми версіями Ethernet, мінімальний розмір кадру

en Gigabit Ethernet
ru технология Gigabit Ethernet
Высокоскоростная технология семейства технологий Ethernet, обеспечивающая передачу данных со скоростью до 1 Гбит/с.
Технология Gigabit Ethernet регламентирована стандартом IEEE 802.3.

Примечание. По сравнению с предыдущими версиями Ethernet,

збільшено з 64 байт до 512 байт. В якості середовища передавання припускається використання трьох типів кабелів: оптоволоконних одномодового та багатомодового, а також неекранованої витой пари

минимальный размер кадра увеличен с 64 до 512 байт. В качестве передающей среды допускается использование трех типов кабелей: оптоволоконных одномодового и многомодового, а также неэкранированной витой пары

транспортний рівень

Четвертий рівень еталонної моделі OSI, який визначає способи транспортування інформації між кінцевими пунктами мережі.

Примітка. Фактично транспортний рівень діє як інтерфейс між трьома більш високими рівнями (5 – 7), орієнтованими на взаємодію з прикладними процесами, та трьома нижніми рівнями (1 – 3)

en transport layer
ru транспортный уровень
Четвертый уровень эталонной модели OSI, который определяет способы транспортировки информации между конечными пунктами сети.

Примечание. Фактически транспортный уровень действует как интерфейс между тремя более высокими уровнями (5 – 7), ориентированными на взаимодействие с прикладными процессами, и тремя нижними уровнями (1 – 3)

узгоджене навантаження

1 Навантаження, параметри якого відповідають отриманню на ньому найбільшої потужності.

2 Навантаження лінії, за якого у лінії відсутня відбита хвиля

en matched load
ru согласованная нагрузка
1 Нагрузка, параметры которой соответствуют получению на ней наибольшей мощности.
2 Нагрузка линии, при которой в линии отсутствует отраженная волна

фазо-частотна

характеристика

Залежність від частоти різниці між фазою синусоїдального сигналу на виході чотирьохполюсника і фазою цього сигналу на вході даного чотирьохполюсника

en phase-frequency characteristic
ru фазо-частотная характеристика
Зависимость от частоты разницы между фазой синусоидального сигнала на выходе четырехполюсника и фазой этого сигнала на входе данного четырехполюсника

фізичний рівень

Найнижчий рівень еталонної

en physical layer
ru физический уровень

моделі OSI, який забезпечує фізичний та електричний зв'язок між обладнанням.

Примітка. На фізичному рівні реалізуються функції, пов'язані з модуляцією/демодуляцією сигналів, перемиканням режимів приймання/передавання, змінюванням частоти, керуванням потужністю передавача, встановленням тактової синхронізації, обміном даними з більш високим канальним рівнем

Самый нижний уровень эталонной модели OSI, который обеспечивает физическую и электрическую связь между оборудованием.

Примечание. На физическом уровне реализуются функции, связанные с модуляцией/демодуляцией сигналов, переключением режимов приема/передачи, сменой частоты, управлением мощностью передатчика, установлением тактовой синхронизации, обменом данными с более высоким канальным уровнем

цифрова абонентська лінія (DSL)

ЦАЛ

Абонентська лінія кабельна, обладнана апаратурою зв'язку для передавання цифрових електричних сигналів

en digital subscriber line
DSL

ru цифровая абонентская линия (DSL)
ЦАЛ
Абонентская линия кабельная, оборудованная аппаратурой связи с целью передачи цифровых электрических сигналов

широкосмуговий сигнал

Сигнал, база якого значно перевищує 1

en broadband signal

ru широкополосной сигнал
Сигнал, база которого значительно превышает 1

ЛІТЕРАТУРА

- 1 Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы/ И.С. Гоноровский.– М: Радио и связь, 1986. – 512 с.
- 2 Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы/ С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1988. – 536 с.
- 3 Справочник по математике И.Н. Бронштейн.
- 4 Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003.– 608 с.
- 5 Захарченко Н.В., Основы передачи дискретных сообщений / Н.В. Захарченко, П.Я. Нудельман, В.Г. Кононович. – М.: Радио и связь, 1990. – 239 с.
- 6 Белецкий А.Ф. Теория электрических цепей/ А.Ф. Белецкий. – М.: Радио и связь, 2001.
- 7 Возенкрафт Дж. Теоретические основы техники связи/ Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. – М.: Мир, 1969. – 640 с.
- 8 Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов /Ипатов В.П. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
- 9 Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи М.И. Мазурков. – О.: Наука и техника. 2010. – 340 с.
- 10 Slepian Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis, and Uncertainty – I/ D.Slepian, H.O.Pollak / Bell. Syst. Tech. J. – Vol. 40, 1961. – P. 43 – 64.
- 11 Landau H.J. Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty- II and III, ibid/ H.J. Landau, H.O. Pollak. – Vol. 40, 1961. – P. 65 –84. – Vol. 41, 1962. – P. 1295-1336.
- 12 Размахин М.К. Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике: пер. с англ./ М.К. Размахин, В.П. Яковлев – М.: Сов. радио, 1971. –256 с.
- 13 Беллами Дж. Цифровая телефония: пер. с англ./ Беллами Дж. /под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова. – М.: Эко-Трендз, 2004. – С.
- 14 Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов: [учебник для вузов]/ Игнатов В.А – [2-е изд., перераб. и доп.]. – Радио и связь, 1991. – С.
- 15 Прокис Дж. Цифровая связь/ Дж. Прокис – М.: Радио и связь, 2000. – С.
- 16 Скляр Бернад Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ Бернад Скляр. – М.: Издательский дом „Вильямс”, 2003. – С.
- 17 Хармут Х.Ф. Передача информации ортогональными функциями/ Х.Ф. Хармут – М.: Связь, 1975. – 272 с.
- 18 Гитлиц М. В. Теоретические основы многоканальной связи/ М. В. Гитлиц, А.Ю. Лев – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
- 19 Нудельман П.Я. Некоторые свойства билинейных рядов и ортогональные разложения случайного процесса с ограниченным спектром //

П.Я. Нудельман // Радиотехника и электроника. Т. XXXVIII, № 3. – 1983. – С. 509 – 512.

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

21 Schnidman D.A. A generalized Nyquist criterion and optimum linear receiver for a pulse modulation system. BSTY/ Schnidman D.A. – Vol. – 46, № 9, 1967. – P. 2163-2177.

22 Балашов В.А. Дисперсия интерференционных помех в многоканальных системах с Найквистовой скоростью передачи: Сб. научн. трудов “Информатика и связь”/ В.А. Балашов. – К.: Техника, 1997. – С. 104 – 111.

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

24 Гуцалюк А.К. О влиянии точности установки фазы тактовой частоты в многоканальном модеме. А.К. Гуцалюк //Радиоэлектроника. Изв. Вузов СССР.– Том XXI.– № 4, 1978. – С. 135 – 136.

25 Мозье Р.Р. “Кинеплекс”- двоичная система передачи информации с эффективным использованием полосы частот/ Р.Р. Мозье, Р.Г. Клабо // Передавание цифровой информации, под ред. С.И. Самойленко. – М.: ИЛ, 1963. – 480 с.

26 Гинзбург В.В. и др.] Аппаратура передачи дискретной информации МС–5 /В.В. [Гинзбург и др.]. – М.: Связь, 1970. – 152 с.

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

28 Окунев Ю.Б. Системы связи, инвариантные к помехам/ Ю.Б. Окунев. – М.: Радиотехника, 1971. –Ч.1/ – № 8. – С. 1–7; Ч.2/ – № 9. – С. 1 – 6.

29 Saltsberg V.R. Perfomance of Efficient Parallel Data Transmission System /V.R. Saltsberg// IEEE Trans. on Communication. – 1967. – Vol. Com-15.– № 6. – P. 805–811.

30 Гуцалюк А.К. Оценка мощности интерференционной помехи в многоканальном модеме/ А.К. Гуцалюк, П.Я. Нудельман // Труды учебных институтов связи. – 1976. Вып. 81– С. 54 – 60.

31 Гуцалюк А.К. Оптимизация приемных и передающих фильтров в системе передачи дискретной информации: сб. “Теоретическая электротехника и устройства электроники”. А.К. Гуцалюк, П.Я Нудельман. – К.: Наукова думка, 1977. – С.37 – 47.

32 ГОСТ 21655-87. Каналы и тракты магистральной первичной сети Единой Автоматизированной системы связи. Электрические параметры и методы измерений. –М.: Изд–во стандартов, 1987.

- 33 А.с. 860276 СССР, МКИ³ Н 04 L 27/22. Способ детектирования фазомодулированных сигналов / В.А. Балашов, П.Я. Нудельман, Ю.А. Павличенко, А.М. Темесов. – № 2653053; заявлено. 31.07.78; опубл. 04.05.81, Бюл. № 32.
- 34 Балашов В.А. Цифровая реализация алгоритмов многочастотных модемов, П.Я. Нудельман, А.М. Темесов // Электросвязь. – 1982. – № 1. – С. 32–34.
- 35 Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ/ Л. Рабинер, Б.Гоулд. – М.: Мир, 1978.
- 36 А.с. 1297250 СССР, МКИ³ Н 04 L 27/22. Многоканальный модем / В.А. Балашов, А.Т. Байкова, П.Я. Нудельман, А.М. Темесов, Г.Т. Фомина. –№ 3967484; заявлено 11.10.85; опубл. 15.11.86. Бюл. № 10.
- 37 Балашов В.А. Оценка параметров и компенсация фазового джиттера в многоканальных УПС/ В.А. Балашов, Г.Т. Фомина // Труды УНИИРТ. –1995. – № 4. – С. 46 – 49.
- 38 Балашов В.А. Метод оценки интерференционных помех в многоканальном УПС / В.А. Балашов В.А. Кузнецов, А.М. Темесов // Труды УНИИРТ. – 1995. –№ 2. – С.60 – 66.
- 39 П.Я. Нудельман Полиномные синтезаторы частотных и временных характеристик/ П.Я. Нудельман. – М.: Радио и связь, 1979. – 135 с.
- 40 Парамонов А.А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели/ А.А. Парамонов // Зарубежная радио-электроника. – 1985. – № 9. – С. 36 – 60.
- 41 Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция /Ш.У.Х. Куреши // ТИИЭР. – 1985. – Т. 73. – № 9. – С. 5 – 50.
- 42 Балашов В.А. Цифровой предварительный фазовый корректор/ В.А. Балашов, П.Я. Нудельман, А.М. Темесов // Электросвязь. –1990. – №12.
- 43 Балашов В.А. Коррекция сигналов ПД вариацией опорных сигналов корреляционного приемника / В.А. Балашов, П.Я.Нудельман, Ю.А. Павличенко // Обработка информации в системах связи: Труды учебных институтов связи. – Л., 1981. – С. 98 – 104.
- 44 Балашов В.А. Коррекция линейных искажений в многоканальных системах передачи с защитным временным интервалом: Сб. научных трудов "Информатика и связь"/ В.А. Балашов. – К.: Техника, 1997. – С. 210 – 211.
- 45 Hiroaki B. A 19,2 Kbps Voiceband Data Modem Bsed On Orthogonally Multiplexed QAM Techniques. IEEE. I n t e r n. Conf. On Commun/ Chicago. 1985. Vol. 2. et al. June. – p. 661–665.
- 46 Адаптивные фильтры, пер. с англ, под ред. К.Ф. Коуэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988. –392 с.
- 47 Нудельман П.Я. Итерационный алгоритм минимизации среднеквадратичной погрешности сигнала по полиноминой модели/ П.Я. Нудельман ОЭИС. –Деп. в ВИНТИ, 1983. – № 10. – С. 103.
- 48 Falconer D.D., Magee F.R. Adaptive memory truncation for maximum likelihood sequence estimation/ D.D. Falconer, F.R Magee. The Bell System Technical Journal, vol. 52. – №. 9, November, 1973.– P. 1541 – 1562.

- 49 Балашов В. А., Абдуллах М., Фомина Г.Т. Моделирование одного алгоритма настройки гармонического корректора. сб. научных трудов Одесского электротехнического института связи «Помехоустойчивость систем связи»/ В. А. Балашов, М. Абдуллах., Г.Т. Фомина. – Одесса, 1990. – с. 89т – 92.
- 50 Кисель В.А. Аналоговые и цифровые корректоры: справочник/ В.А. Кисель–М.: Радио и связь, 1986. –184 с.
- 51 Кисель В.А. Синтез гармонических корректоров для высокоскоростных систем связи/ В.А. Кисель–М.: Связь, 1979. –229 с.
- 52 Тамм Ю.А. Адаптивная коррекция сигнала ПД/ Ю.А. Тамм. –М.: Связь, 1978. –144 с.
- 53 А.с. 1166317 СССР, МКИ³ Н 04 В 3/04. Гармонический корректор / В.Ю. Ильиченко, П.Я Нудельман. – № опубл. 07.07. 85. Бюл. № 25.
- 54 А.с. 1765879 СССР, МКИ³ Н 04 L 27/22. Гармонический корректор / В.А. Балашов, М. Абдуллах, А.М. Темесов. –№ 4869822; заявлено 24.09.90; опубл. 01.06.92, Бюл. №36
- 55 Галлагер Р. Теория информации и надежная связь/ Р.Галлагер. – М.: Советское радио, 1974. – 720 с.
- 56 Bingman John A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come/ John A. C. Bingman // IEEE Communication Magazine. –May 1990 –7 p.
- 57 Балашов В. А. Алгоритмы оптимизации спектра группового сигнала в многоканальных модемах/ Балашов В. А., Ляховецкий Л. М. // Наукові праці УДАЗ ім. О. С. Попова. – №1. – 1999.– С. 37 – 43.
- 58 Балашов В. А., Ляховецкий Л. М. Характеристики абонентского доступа ADSL при использовании отечественных кабелей ГТС/ В.А. Балашов, Л. М. Ляховецкий // Зв'язок, 2001.– №6. – С. 20 – 25.
- 59 Рекомендация ITU-T MCЭ-Т G.992.1 Asymmetrical digital subscriber line (ADSL) transceivers (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии (ADSL)).
- 60 Рекомендация ITU-T MCЭ-Т G.992.2 Splitterless asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии (ADSL) без сплиттера)).
- 61 Рекомендация ITU-T MCЭ-Т G.992.3 Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2) (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии 2 (ADSL2)).
- 62 Рекомендация ITU-T MCЭ-Т G.992.4 Splitterless asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (splitterless ADSL2) (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии без сплиттера 2).
- 63 Рекомендация ITU-T MCЭ-Т G.992.5 Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers - Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+) (Приемопередатчики асимметричной цифровой абонентской линии – расширенная полоса частот ADSL2 (ADSL2+)).
- 64 Пат. 5054034 США, МКИ Н 04 В 1/38; Н 04 В 3/50; Н 04 L 5/16. Ensemble modem structure for imperfect transmission media / Hughes-Hartogs. № 366799; заявл. 15.06.89; опубл. 1.10.91.

- 65 Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи: [учебник для электротехн. ин-тов связи]/ А.Ю.Лев. – М.: «Связь», 1978.
- 66 Forney G.D. Concatenated Codes. – Cambridge.: MIT Press Jr, 1966.
- 67 Reed I.S. and Solomon Polynomial Codes Over Certain Finite Fields/ Reed I.S. and Solomon. SIAM J. – vol. 8. – P.300 – 304, June 1960.
- 68 Ungerboeck G. Trellis – Coded Modulation with Redundant Signal Sets/ Ungerboeck G.// IEE Communications Magazine. – Vol 25. – P. 5 – 21, February, 1987.
- 69 Гинзбург В.В.Теория синхронизации демодуляторов/ В.В. Гинзбург, А.А. Каяцкас. – М.: Связь, 1974. – 216 с.
- 70 Cioffi M. A Finite Precision Analysis of the Block-Gradient Adaptive Data-Driven Echo Canceller/ Cioffi M.// IEEE Transactions on Communication. – Vol. 40. – № 5, May, 1992.
- 71 Wang J., Werner J. Performance Analysis of an Echo-Cancellation Arrangement that Compensates for Frequency Offset in Far Echo/ Wang J., Werner J.// IEEE Transactions on Communications. – Vol. 36. – № 3, March 1988.
- 72 Рекомендация ITU-T МСЭ-T G.993.1 Very high speed digital subscriber line transceivers (Приемопередатчики сверхвысокоскоростной цифровой абонентской линии)
- 73 Рекомендация ITU-T МСЭ-T G.993.2 Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2) (Приемопередатчики сверхвысокоскоростной цифровой абонентской линии (VDSL2)).
- 74 Балашов В.А., Лашко А.Г., Ляховецкий Л.М. Технологии широкополосного доступа xDSL. Инженерно-технический справочник / В.А. Балашов, А.Г Лашко, Л.М. Ляховецкий, под общей редакцией В.А. Балашова. – М.: Эко-Трендз, 2009.
- 75 Kozamernik F. Digital Audio Broadcasting - radio now and for the future/ F. Kozamernik. EBU Technical Review Autumn. – 1995. – № 2. – P. 2 – 27.
- 76 ETSI EN 300401. – V.1.4.1 (2006-06). ETS 300 401: "Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable, portable and fixed receivers".
- 77 MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer II.
- 78 MPEG-1 ISO/IEC 13818-3 Layer II.
- 79 ETSI TR 101 190. – V1.2.1 (2004-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects.
- 80 ETSI EN 300 744. – V1.5.1 (2004-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T).
- 81 TSI EN 302 755 Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).
- 82 TSI EN 302 755 Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2).

83 Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Name: Стандарт IEEE P802.16REVd/D5-2004.

84 Берлин А. Н. Цифровые сотовые системы связи/ А. Н. Берлин. – М.: Эко-Трендз, 2007.– 296 с.

85 11, Wireless Local Area Networks (Локальные беспроводные сети): Стандарт IEEE P802.

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

Навчальне видання

**БАЛАШОВ Віталій Олександрович,
ВОРОБІЄНКО Петро Петрович,
ЛЯХОВЕЦЬКИЙ Леонід Михайлович,
ПЕДЯШ Володимир Віталійович**

Системи передавання широкосмуговими сигналами

Навчальний посібник

Редактор

Кодрул Л. А.

Комп'ютерне верстання
та макетування

Корнійчук Є. С.

Видавництво ОНАЗ ім. О. С. Попова
(свідоцтво ДК № 3633 від 27. 11. 2009 р.)

Здано в набір 13.11.2012. Підписано до друку 11.12.2012.
Формат 60x88/16. Наклад 300.
Ум. друк. арк.21,0. Ум. авт. друк. арк. 21,25. Замовлення № 5017
Віддруковано з готового оригінал-макету в друкарні
Одеської національної академії зв'язку ім. О. С. Попова
м. Одеса, вул. Ковалевського, 5
Тел. (048) 70-50-494