

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ, МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД  
«НАЦІОНАЛЬНИЙ ГІРНИЧИЙ УНІВЕРСИТЕТ»**



**В.Л. Кожевников  
А.В. Кожевников**

**ОСНОВИ ЗБИРАННЯ, ОБРОБКИ  
І ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ.  
ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ**

Навчальний посібник

Друге видання

Дніпропетровськ  
НГУ  
2012

УДК 621.391  
ББК 32.81  
К-58

Рекомендовано редакційною радою Державного ВНЗ «НГУ» як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом підготовки “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології (протокол № від )).

Рецензенти:

О.М.Ахметшин, д-р фіз.-мат. наук; професор кафедри автоматизованих систем обробки інформації (Дніпропетровський національний університет);

В.О.Ульшин, д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри комп’ютеризованих систем (Східноукраїнський національний університет ім. В.Даля.

**Кожевников, В.Л.**

К-58            Основи збирання, обробки і передачі інформації. Теоретичні основи [Текст]: навч. посібник / В. Л. Кожевников, А.В. Кожевников. – 2-ге вид. – Д.: Національний гірничий університет, 2012. – 108 с.

Розглянуто основні питання перетворень сигналів у системах автоматики і зв’язку методами квантування і модуляцій, властивостей сигналів повідомлень і перешкод, обміну інформацією між частинами технологічних систем.

Посібник укладений відповідно до програми дисципліни “Основи збирання, обробки і передачі інформації” для студентів вищих навчальних закладів.

УДК 621.391  
ББК 32.81

© В.Л. Кожевников, А.В. Кожевников, 2012.  
© Державний ВНЗ «Національний гірничий університет», 2012.

## ЗМІСТ

Передмова.....	5
Вступ.....	6
B1. Загальні поняття і визначення.....	6
B2. Структура і функції системи передачі технологічної інформації....	7
1. Сигнали і їхні перетворення.....	9
1.1. Класифікація сигналів у СПП. Ознаки (параметри) сигналів... 9	9
1.1.1. Аналогові сигнали.....	9
1.1.2. Дискретні сигнали.....	10
1.2. Періодичні і неперіодичні детерміновані сигнали.....	12
1.2.1. Спектри й енергія сигналів.....	12
1.3. Випадкові і псевдовипадкові сигнали.....	18
1.3.1. Характеристики і властивості випадкових сигналів.....	18
1.3.2. Псевдовипадкові сигнали.....	21
1.4. Квантування сигналів за часом.....	22
1.5. Квантування сигналів за рівнем.....	25
1.5.1. Асинхронне квантування зі зсувом на половину кванта рівня.....	25
1.5.2. Синхронне квантування за рівнем зі зсувом на половину кванта.....	27
1.5.3. Диференціальне квантування за рівнем і дельта модуляція.....	27
1.5.4. Квантування методом порозрядного зрівноважування... 28	28
1.6. Модуляції сигналів.....	29
1.6.1. Загальні властивості модуляцій і їхня класифікація.....	29
1.6.2. Амплітудна модуляція і демодуляція.....	31
1.6.3. Частотна модуляція і демодуляція.....	34
1.6.4. Фазова модуляція і детектування.....	37
1.6.5. Відносна фазова (фазорізницева) маніпуляція.....	40
1.6.6. Широтноімпульсна модуляція.....	43
1.6.7. Частотноімпульсна модуляція.....	45
2. Перешкодостійкість сигналів СПП.....	49
2.1. Загальні поняття і визначення.....	49
2.2. Основні властивості і характеристики перешкод.....	49
2.3. Флуктуаційна перешкода.....	51
2.4. Імпульсна перешкода.....	53
2.5. Прийом сигналу в каналі з перешкодою методом одноразового відліку.....	54
2.6. Потенційна перешкодостійкість.....	55
2.7. Оптимальні методи прийому сигналів у каналах із перешкодами.....	57
2.7.1. Метод інтегрування.....	57
2.7.2. Метод накопичення (багаторазових відліків).....	58

2.7.3. Частотна фільтрація.....	58
2.7.4. Метод кореляції.....	59
2.8. Способи заглушування перешкод у каналах зв'язку.....	61
3. Основи багатоканального зв'язку в СПП технологічного призначення	63
3.1. Загальні відомості. Класифікація методів розділення сигналів і каналів.....	63
3.2. Основні поняття лінійного розділення сигналів.....	63
3.3. Часове розділення сигналів і каналів.....	65
3.3.1. Розподільна вибірність.....	65
3.3.2. Розподільно-комбінаційна вибірність.....	67
3.3.3. Типові структури повідомлень у телемеханічних комплексах із часовим розділенням каналів.....	68
3.4. Частотне розділення сигналів і каналів.....	70
3.5. Кодове розділення каналів із псевдовипадковими (шумовими) сигналами.....	72
4. Передача сигналів по лініях зв'язку.....	75
4.1. Загальні відомості про лінії зв'язку.....	75
4.2. Характеристики провідних ліній зв'язку. Симетричні кабелі	76
4.3. Параметри впливу в багатопроводових лініях зв'язку і перехресні перешкоди.....	81
4.4. Загальні відомості про коаксіальні і волоконнооптичні кабелі	85
4.5. Смуга пропускання лінії зв'язку і скривлення сигналу.....	87
4.6. Корекція каналів зв'язку.....	91
Список літератури.....	97
Додаток 1 Спектральний аналіз періодичного сигналу.....	98
Додаток 2 Спектральний аналіз неперіодичного сигналу.....	100
Додаток 3 Таблиця інтеграла ймовірностей.....	102
Додаток 4 Розрахунок сигналу на виході гармонічного коректора.....	104
Предметний покажчик.....	106

## **ПЕРЕДМОВА**

Дисципліна “Основи збирання, обробки і передачі інформації” належить до групи професійно-орієнтованих дисциплін і займає важливе місце у підготовці спеціалістів за напрямками 0914, 0915, 0925, 1601.

Вона формує комплекс умінь освітньо-кваліфікаційної характеристики, пов'язаних з засвоєнням основних положень з обміну інформацією між частинами складних технологічних систем таких, як гірничо-металургійні виробництва, енергосистеми, трубопровідний транспорт, об'єкти комунального господарства та ін.

У першій частині посібника розглядаються характеристики сигналів автоматики і зв'язку і їх перетворення, перешкоди і перешкодостійкість сигналів, методи багатоканального зв'язку, розділення сигналів, каналів і передачі сигналів по лініях зв'язку.

## ВСТУП

### В1. Загальні поняття і визначення

У процесі керування частини технологічних систем і засобів автоматики їхні елементи обмінюються *повідомленнями*.

*Джерелами* повідомлень є ключі керування, задатчики САУ, контактні і безконтактні елементи сигналізації, датчики і вимірювальні перетворювачі параметрів технологічних процесів.

*Приймачі* повідомлень – реле керування, реєстри пам'яті засобів керування, сигналізації і цифрової індикації.

У комп'ютеризованих системах як джерела і приймачі виступають ланцюги введення-виведення ЕОМ.

Повідомлення відображаються за допомогою *сигналів* – змін параметрів *переносників* – електричного струму, електромагнітного поля (радіохвиль) або світлового потоку. Сигнали електричного струму і світлового випромінювання передаються по провідних ланцюгах і оптичних кабелях, що називаються *лініями зв'язків*. Використовується також термін радіолінії, якщо радіопередача здійснюється за допомогою спрямованих антен або хвилеводів.

Адресний зв'язок між безліччю джерел і відповідних приймачів по одній і тій же лінії зв'язку досягається шляхом її *ущільнення*, здійснюваного *поділом сигналів і каналів зв'язку*. Під останніми розуміють сукупність технічних засобів, у тому числі і лінію зв'язку, що забезпечують адресний зв'язок.

Системи, що володіють перерахованими вище властивостями називаються багатоканальними системами передачі інформації (СПІ), тому що метою функціонування їх є передачі саме інформації (тобто тієї частини повідомлень, що одержувачам заздалегідь були невідомі).

СПІ, що обслуговують технологічні процеси в промисловості носять назви систем телемеханіки і контрольно-вимірювальних комплексів.

Передані повідомлення можуть спотворюватися через вплив на переносники сигналів *перешкод* – випадкових чи регулярних процесів природного (електричні розряди, збурювання магнітосфери Землі) чи індустріального (дугоутворювання при зварюванні, стрибки струму в електричних ланцюгах) походження. Тому перешкоди можуть розглядатися як особливий вид сигналів. У залежності від відповідальності технологічних процесів, що обслуговуються, для систем телемеханіки встановлені характеристики *вірогідності* передачі інформації. Важлива властивість СПІ реального часу – своєчасність доставки повідомлень так, щоб їхнє запізнювання не впливало на хід керованих технологічних процесів. Характеристика своєчасності – *швидкодія* комплексу.

Лінії зв'язку складають істотну частину вартості СПІ, тому повинна бути забезпечена *ефективність* їхнього використання, мірилом якої є кількість інформації, переданої за одиницю часу в смузі частот каналу 1 Гц.

Технічна основа сучасних СПІ – спеціалізовані електронні і радіотехнічні пристрої з програмною реалізацією їхніх функцій на основі мікропроцесорів і ЕОМ різних класів.

## В2. Структура і функції системи передачі технологічної інформації

Розрізняють такі основні види керування і контролю за ознаками віддалення одне від одного джерел і приймачів повідомлень, наявності ущільнення ліній зв'язку і необхідності підвищення вірогідності передачі інформації.

При *ручному* керуванні оператор безпосередньо впливає на хід технологічного процесу, наприклад, умикаючи і вимикаючи живлення двигуна Д вантажопідіймального механізму М (рис. 1.1,а).

*Дистанційне* керування здійснюється на відстані шляхом передачі по індивідуальних ланцюгах ліній зв'язку слабкострумових сигналів на реле Р, які у свою чергу збуджують потужнострумові комутаційні апарати, що обслуговують технологічні процеси (рис. 1.1,б).

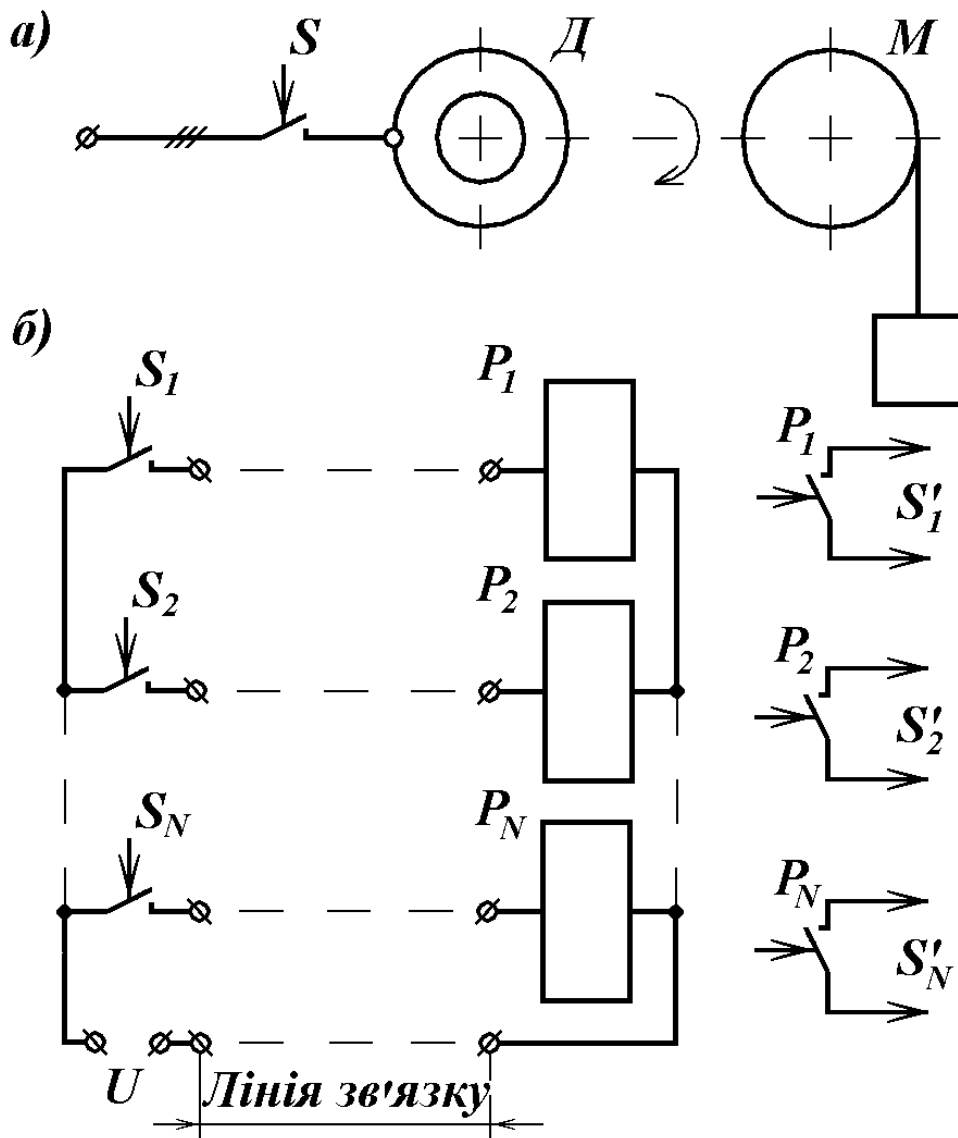


Рис. 1.1

Ущільнення ліній зв'язку тут практично не застосовується, не виникає і питання підвищення вірогідності передачі інформації.

Телемеханічне керування (керування на відстані) вирішує завдання багатоканальності, вірогідності і своєчасності передачі інформації для цілей керування технологічними процесами.

У найпростішому випадку система телемеханіки (яка як сукупність технічних засобів називається телемеханічним комплексом, ТК) складається з напівкомплектів керування і контролю (яких може бути і більше).

Склад напівкомплектів зрозумілий з рис. 1.2. Повідомлення по індивідуальних ланцюгах уводяться в пристрій, що кодує, (кодер) CD і далі отримані сукупності сигналів (коди повідомлень) перетворюються до вигляду, сумісного з лінією зв'язку модулятором MD. Прямі і зворотні потоки сигналів розділяються лінійними пристроями ЛП.

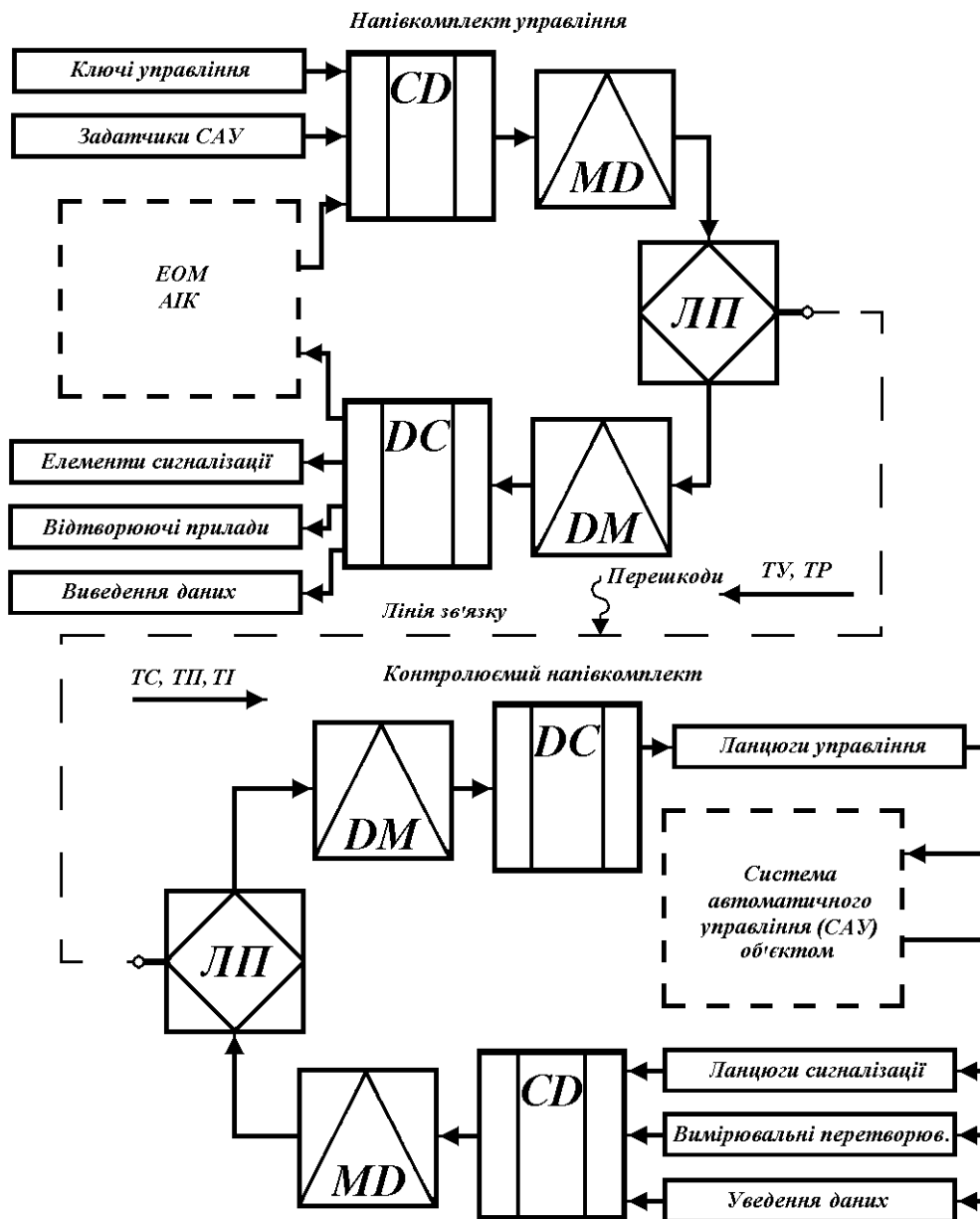


Рис. 1.2



На боці прийому сигнали демодулюються і декодуються демодулятором ДМ і декодером ДС, і як прийняті повідомлення по індивідуальних ланцюгах направляються одержувачам.

Напівкомплекти з'єднані лінією зв'язку, що тут є основною ланкою, через яку в систему проникають перешкоди.

Поділ каналів зв'язку і забезпечення вірогідності передачі повідомлень у загальному випадку досягається процесами модуляції і кодування. Функції ТК – телекерування 2-х чи 3-позиційними об'єктами ТУ і телесигналізація їхнього стану ТС, телевимірювання поточних ТП і інтегральних ТІ параметрів технологічних процесів. Комбінацією функцій ТУ і ТП здійснюється телерегулювання ТР у САУ об'єктів.

Передбачається також передача даних виробничо-статистичного характеру.

У сучасних системах телемеханіки введення-виведення, обробка і відображення усіх видів повідомлень здійснюється засобами ЕОМ автоматизованого інформаційно-керуючого комплексу (АІК).

## **1. СИГНАЛИ І ЇХНІ ПЕРЕТВОРЕННЯ**

Наведені відомості про сигнали автоматики і зв'язку, розглянуті перетворення сигналів методами квантування і модуляції.

Мета – формування умінь аналізу і синтезу засобів перетворень сигналів у системах автоматики і зв'язку.

### **1.1. Класифікація сигналів у СП.**

#### **Ознаки (параметри) сигналів**

У самому загальному випадку сигнали поділяють на детерміновані (визначені) і випадкові, які описуються математичними моделями різних класів.

Близькі за властивостями випадкових сигналів псевдовипадкові, що відіграють важливу роль у сучасному зв'язку і радіолокації.

Детерміновані сигнали розрізняють рядом особливостей, як аналогові і дискретні, періодичні і неперіодичні. Аналогові сигнали в межі зміни свого параметра здобувають безупинну безліч значень (континіум).

На відміну від них дискретні мають рахункову безліч значень, мінімум – два (двійкові сигнали). Сукупності дискретних сигналів, що мають числовий зміст, називають цифровими сигналами.

Аналогові сигнали можуть бути як безупинними, так і імпульсними, тоді як дискретні – тільки імпульсними.

Розглянемо типові сигнали, що найчастіше використовуються в системах автоматики і керування технологічними процесами та у СП.

## **1.1.1. Аналогові сигнали**

### **1.1.1.1. Сигнали з ознакою рівня**

Це сигнали постійного і змінного струму (напруги), рівні яких є безупинними функціями технологічних параметрів. Переважно використовуються сигнали постійного струму (напруги). ДСТ 9895-69 установлює, наприклад, межі зміни рівня струму (напруги) сигналу 0...5 мА, 0...10 В при зміні технологічного параметра від 0 до  $X_{\max}$ .

### **1.1.1.2. Сигнали з ознакою частоти**

Частота такого сигналу при зміні технологічного параметра здобуває за ДСТ 14853-69 значення в межі  $f_{\min} \dots f_{\max}$ , наприклад, 4...8 кГц.

### **1.1.1.3. Сигнали з ознакою тривалості**

Вони відносяться до групи імпульсних. Такі сигнали формуються через рівні проміжки часу  $T$  (рис. 1.3,а). Тривалість імпульсу  $\tau_x$  – безупинна функція технологічного параметра. Наприклад, у ТК широко використовувалася межа зміни  $\tau$  5...15 мс.

У СПІ загального і спеціального призначення (телефонування, радіозв'язку і телебачення, супутникової і космічної навігації) використовуються аналогові сигнали з ознаками рівня, частоти і фази в діапазонах електромагнітних хвиль з частотами від десятків кГц до декількох ГГц.

## **1.1.2. Дискретні сигнали**

### **1.1.2.1. Сигнали з ознакою рівня і полярності**

ДСТ 10938-69 нормує характеристики, зокрема, дискретних сигналів постійної і змінної напруги і струму. Звичайно використовуються два значення рівня сигналу (двійковий сигнал) – “1” не менше визначеної величини,  $X_1(X_{1m})$  і “0” – не більше  $X_2(X_{2m})$  (рис. 1.3,б).

Двійковий сигнал може відображатися також імпульсами різної полярності.

### **1.1.2.2. Сигнали з ознакою частоти**

Це сигнали фіксованих частот у визначеному частотному діапазоні. Для тонального діапазону 300...3400 Гц ДСТ 10938-69 установлює ряд частот 300, 340, 385...2400, 2710, 3020, 3240 Гц, що можуть відображати дискретні повідомлення.

### **1.1.2.3. Сигнали з ознакою тривалості**

Ці сигнали відрізняються від сигналів за п. 1.1.1.3 тим, що використовуються імпульси фіксованої тривалості, звичайно  $\tau_1$  і  $\tau_2$ , при цьому  $\tau_2 = (1,5 \dots 2)\tau_1$ . Сигнал більшої тривалості, що називають синхроімпульсом або

маркером, задає початок послідовності з імпульсів тривалістю  $\tau_1$  і пауз, що може відображати комбінацію двійкового коду.

У ряді сучасних СПІ знаходять застосування оптичні сигнали, що генеруються квантовими джерелами. При цьому їхня тривалість може бути знижена до десятків і навіть одиниць наносекунд, що дозволяє передавати інформацію з високими швидкостями, а через практичну несхильність оптоелектронних каналів до зовнішніх перешкод – і з високою вірогідністю.

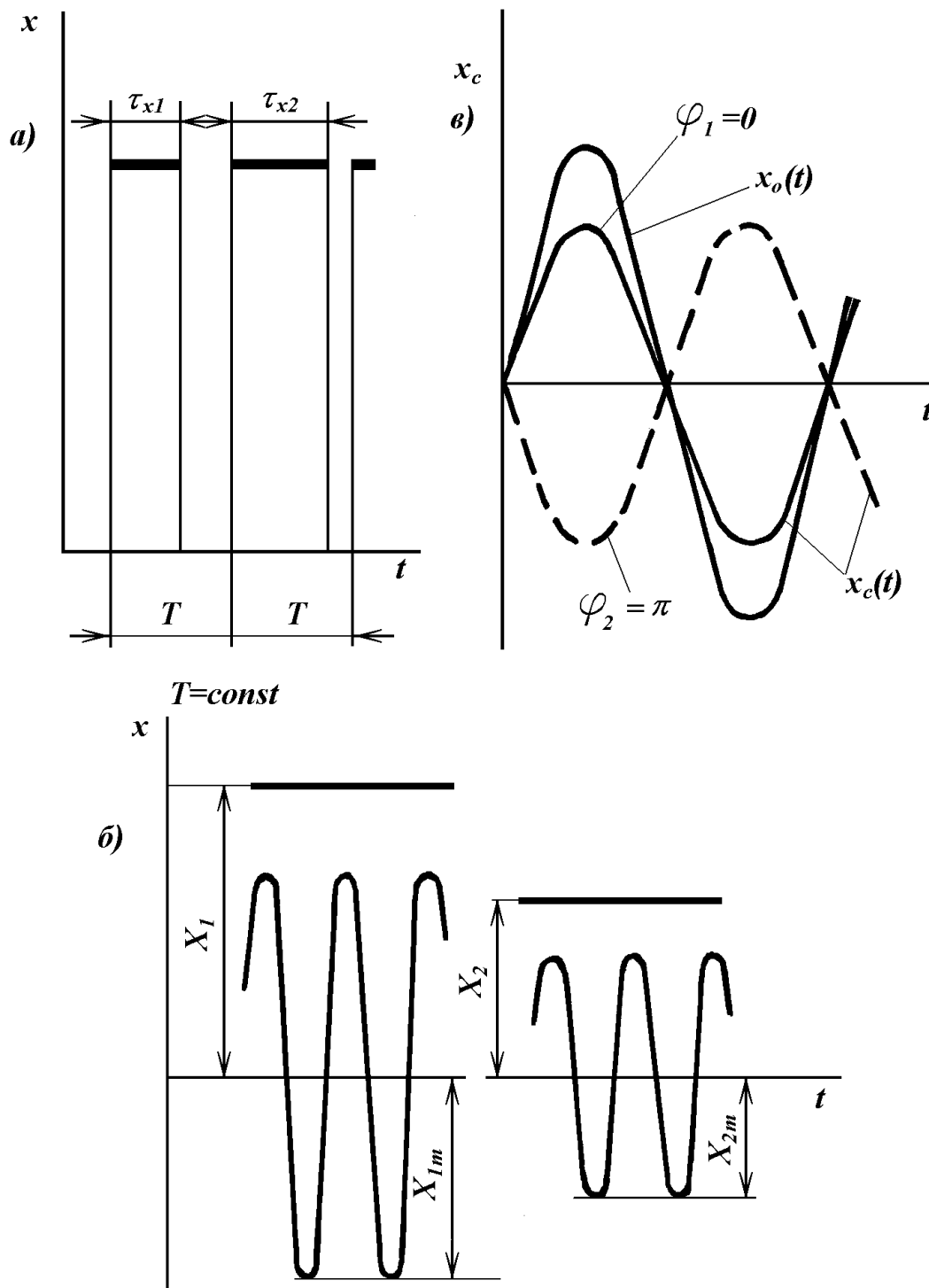


Рис. 1.3

#### **1.1.2.4. Сигнали з ознакою фази**

Такий сигнал  $x_c(t)$  задається щодо опорного  $x_0(t)$  (рис. 1.3,в) шляхом фазового зсуву  $\Delta\varphi$ ,  $\Delta\varphi = K \frac{2\pi}{m}$ , де  $m$  – число ознак параметра сигналу. За ДСТ 10938-69 використовують значення  $m = 4, 6, 10$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, m-1$ . Ця ознака широко застосовується в сучасних СПП.

#### **1.1.2.5. Фазоімпульсні сигнали**

Такі сигнали формуються аналогічно п. 1.1.2.3; відмінність полягає в тім, що у двійковій послідовності завжди незмінне число розрядів, при цьому місце розташування розряду ототожнюється зі стрибком фази за п. 1.1.2.4. Число ознак  $m$  тут може досягати декількох десятків.

Розглянуті сигнали – елементарні; у СПП використовуються також складні сигнали, у яких змінюється не один параметр, а кілька. Наприклад, при передачі даних часто комбінуються дискретні ознаки рівня змінного струму і його фази.

### **1.2. Періодичні і неперіодичні детерміновані сигнали**

#### **1.2.1. Спектри й енергія сигналів**

Передача сигналів по каналах зв'язку супроводжується їхніми скривленнями, головною причиною яких є обмеженість смуги частот пропускання ліній зв'язку (ЛЗ). За межами її енергія частотних складових сигналу практично поглинається і приймача не досягає.

Отже, характеристики сигналу необхідно вибирати таким чином, щоб у смузі частот ЛЗ була зосереджена основна частина його енергії. Обмеження смуги частот останнього також актуальні для багатоканальних систем з частотною ознакою – чим менше смуга частот сигналу, тим більша кількість каналів може бути розміщена в смузі частот ЛЗ.

Енергетичні властивості сигналів визначаються їхніми амплітудно-частотними характеристиками – спектрами амплітуд.

Для періодичного сигналу  $x(t)$ , що задовольняє умові

$$x(t) = x(t + nT), \quad (1.1)$$

де  $T$  – період сигналу,  $n = 1, 2, 3, \dots$  – ряд цілих чисел, спектр амплітуд (і спектр фаз) одержуємо з розкладання  $x(t)$  в тригонометричний ряд Фур'є

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t - \varphi_k), \quad (1.2)$$

де  $A_0$  – постійна складова  $x(t)$ ;  $A_k, k\omega_0, \varphi_k$  – амплітуда, частота і початкова фаза  $k$ -ї гармонійної складової і  $\omega_0$  – частота першої гармоніки,  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ .

У ряді випадків зручно користатися комплексною формою ряду Фур'є

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k \cdot e^{jk\omega_0 t}, \quad (1.3)$$

де  $\dot{A}_k = A_k \cdot e^{-j\varphi_k}$ .

Комплексна амплітуда

$$\dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt, \quad (1.4)$$

$$A_k = |\dot{A}_k|.$$

Для відеоімпульсів (імпульсів постійного струму і напруги) (рис. 1.4,а) з амплітудою  $A$ , тривалістю  $\tau$  і періодом проходження  $T$  постійна складова ( $k=0$ )

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A \cdot dt = A \frac{\tau}{T}, \quad (1.5)$$

а рівні гармонік

$$A_k = \left| \frac{2}{T} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt \right| = \frac{2A\tau}{T} \cdot \left| \frac{\sin \frac{k\omega_0 \tau}{2}}{\frac{k\omega_0 \tau}{2}} \right|. \quad (1.6)$$

Функція  $\frac{\left| \sin \frac{\omega\tau}{2} \right|}{\frac{\omega\tau}{2}}$ , де  $\omega = k\omega_0$  для  $k$ -ї гармоніки, задає вигляд огинаючої

спектра амплітуд  $a(\omega)$ ; вона дорівнює  $\emptyset$  при  $\omega = \frac{k\pi}{\tau}$ , де  $k$  – парні числа.

Таким чином, у спектрі амплітуд відеоімпульсів при шпаруватості  $q = \frac{T}{\tau} = 2$  містяться лише непарні гармоніки (рис. 1.4,б).

Тут же показані спектри амплітуд при шпаруватостях 6 і 12, за якими можна бачити, що вага високочастотних гармонік у спектрі зі збільшенням шпаруватості росте.

Повна потужність розглянутого сигналу, що виділяється на опорі 1 Ом пропорційна величині

$$P = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2, \quad (1.7)$$

потужність в смузі частот  $\Delta\omega = 0, \dots, n\omega_0$

$$P_n = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n A_k^2, \quad (1.8)$$

а відносна потужність в смузі  $\Delta\omega$

$$\nu(n) = \frac{P_n}{P}. \quad (1.9)$$

Ця залежність для кожної шпаруватості також приведена на рис. 1.4, б, в, г.

Неперіодичний сигнал можна розглядати як періодичний при  $T \rightarrow \infty$ . Тоді ряд (1.2) перетвориться в інтеграл Фур'є

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

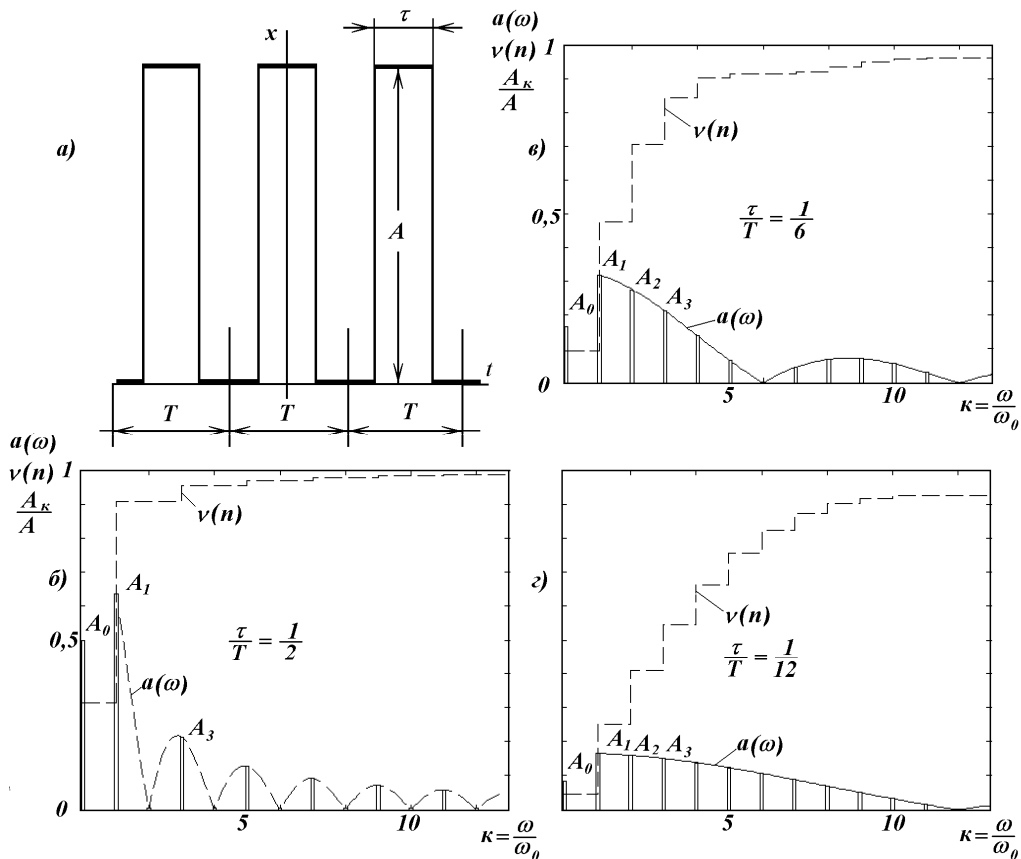


Рис. 1.4

Спектр амплітуд неперіодичного сигналу – нескінченна безліч гармонік з нескінченно-малими (за винятком деяких) амплітудами, відносна вага яких  $a(\omega)$  визначається модулем спектральної щільності

$$a(\omega) = S(\omega) = |S(j\omega)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \right|. \quad (1.11)$$

Для прямокутного відеоімпульсу за рис. 1.5,а спектр амплітуд

$$S(\omega) = \left| \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \right| = A\tau \left| \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \right|. \quad (1.12)$$

Спектр амплітуд косинусоїдального імпульсу

$$x(t) = \begin{cases} A \cdot \cos \omega \frac{\pi t}{\tau} & \text{для } \frac{\tau}{2} > t > -\frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{для } t \leq -\frac{\tau}{2} \text{ або } t \geq \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

за рис. 1.5,в відображається функцією

$$S(\omega) = \left| \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A \cdot \cos \frac{\pi t}{\tau} \cdot e^{-j\omega t} dt \right| = \left| \frac{2A\tau}{\pi} \cdot \frac{\cos \omega \frac{\tau}{2}}{1 - \left(\frac{\omega\tau}{\pi}\right)^2} \right| \quad (1.13)$$

і має нульові значення на частотах  $\omega = \frac{3\pi}{\tau}; \frac{6\pi}{\tau} \dots$  (рис. 1.5,г).

Експоненціальний імпульс за рис. 1.5,д визначається як

$$x(t) = \begin{cases} A \cdot e^{-\beta t} & \text{для } t \geq 0 \\ 0 & \text{для } t < 0 \end{cases},$$

де  $\beta = \frac{1}{T}$ , а  $T$  – стала часу.

Спектр амплітуд цього імпульсу

$$S(\omega) = \left| \int_0^{\infty} A \cdot e^{-\beta t} \cdot e^{-j\omega t} dt \right| = \left| \frac{A}{\beta + j\omega} \right| = \frac{A}{\sqrt{\beta^2 + \omega^2}} \quad (1.14)$$

і його відносна енергія наведені на рис. 1.5,е.

У багатьох випадках дослідження передачі сигналів використовують їх різновидності, які відображаються одиничною східчастою і дельта-функцією.

Східчастий сигнал 1.5,ж

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{для } t \geq 0 \\ 0 & \text{для } t < 0 \end{cases}$$

може розглядатись як експоненціальний з нульовим згасанням,  $\beta \rightarrow 0$ .

Відповідно до цього спектр його амплітуд, рис. 1.5,3

$$S(\omega) = \left| \lim_{\beta \rightarrow 0} \frac{1(t)}{\beta + j\omega} \right| = \left| \frac{1}{j\omega} \right| = \left| \frac{1}{\omega} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \right| = \frac{1}{\omega}. \quad (1.15)$$

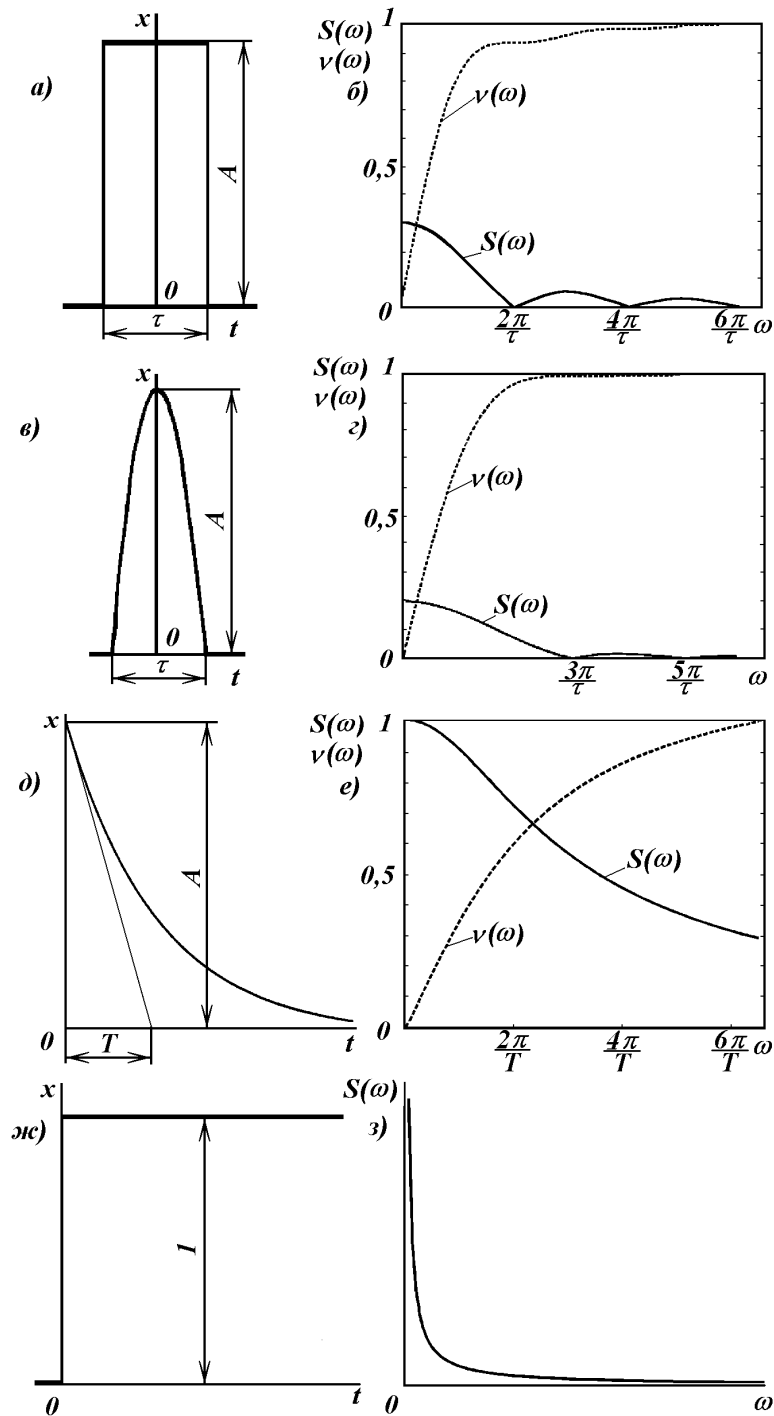


Рис. 1.5



Дельта-функцію  $\delta(t)$  розглядаємо як межу прямокутного імпульсу тривалістю  $\tau$  та амплітудою  $A = \frac{1}{\tau}$  для  $\tau \rightarrow 0$ , рис. 1.6,а.

Згідно 1.12 спектр амплітуд цього сигналу (рис. 1.6,б)

$$S(\omega) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[ \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \right] = 1. \quad (1.16)$$

Особливий вигляд мають спектри амплітуд радіоімпульсів – імпульсів змінного струму (рис. 1.6,в,г) з частотою  $\omega_0$  і тривалістю

$$\tau = n \cdot \frac{2\pi}{\omega_0},$$

де  $n$  – число періодів сигналу в імпульсі. У міру збільшення кількості періодів спектр зосереджується біля частоти несучої  $\omega_0$ .

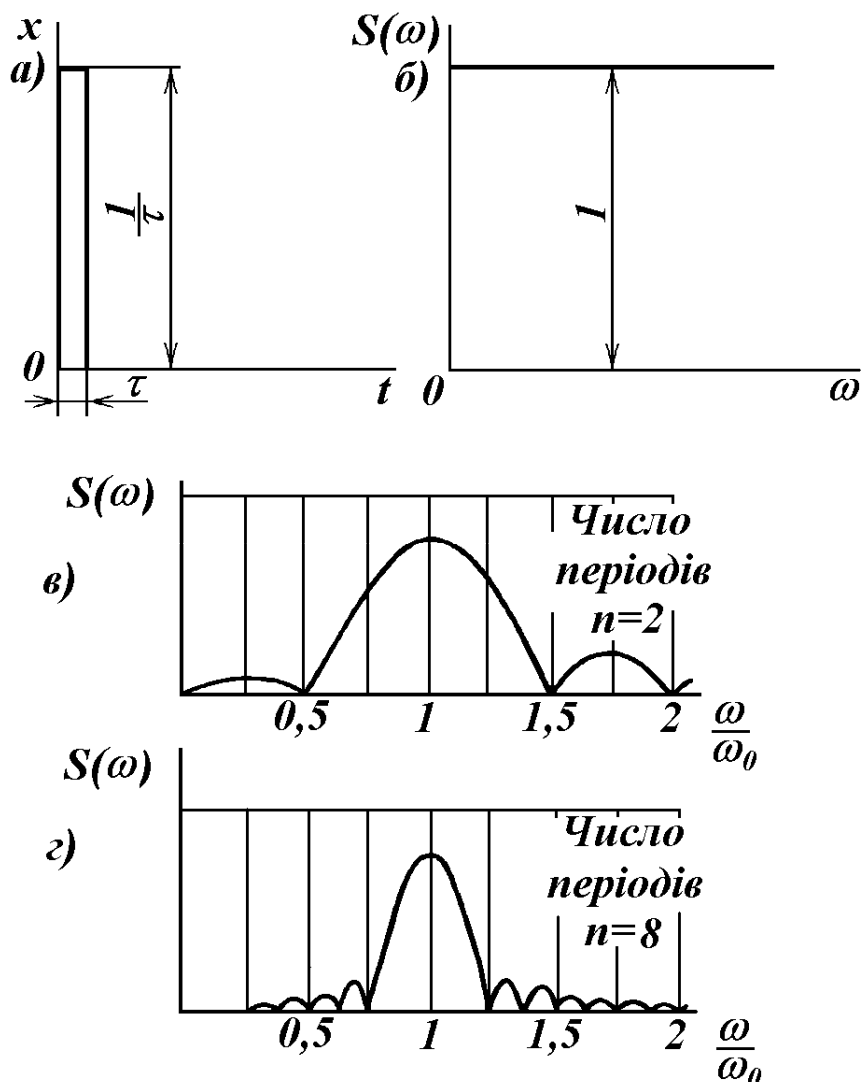


Рис. 1.6

Енергія неперіодичного сигналу визначається рівністю Парсеваля

$$W = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t)]^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S[(\omega)]^2 \cdot d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [S(\omega)]^2 \cdot d\omega. \quad (1.17)$$

При обмеженні смуги частот неперіодичних сигналів (рис. 1.5) зверху значенням  $\omega_n$  відносна енергія сигналу  $\nu(n)$  зі збільшенням  $\omega_n$  збільшується і для першого нуля спектра досягає значень 0,9 і більше. Смуга частот, у якій зосереджена більша частина енергії сигналу, називається практичною шириною його спектра.

У додатках 1 і 2 наведені приклади обчислення спектрів у середовищі математичних обрахунків MathCAD.

### 1.3. Випадкові і псевдовипадкові сигнали

#### 1.3.1. Характеристики і властивості випадкових сигналів

Ці сигнали відображають випадкові процеси, що є функціями безупинного часу або випадкові послідовності – функції дискретного часу. Нижче розглядаються випадкові процеси, що відносяться до стаціонарних, статистичні властивості яких не залежать від вибору точки початку відліку часу інтервалу спостереження.

Випадкові процеси характеризуються функціями розподілу  $W(x)$  і їх моментів.

Момент I порядку або математичне очікування, що обчислюється відносно початку координат, дає середнє значення випадкової величини

$$M[x] = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot W(x) \cdot dx = a. \quad (1.18)$$

Момент II порядку, обумовлений щодо середнього значення, або дисперсія

$$D[x] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - a)^2 \cdot W(x) \cdot dx = M[x^2] - a^2 = \sigma^2 \quad (1.19)$$

виражає потужність змінної складової процесу, а середній квадрат  $M[x^2]$  – повну потужність.

Змішаний момент II порядку, що є середнім значенням добутку відліків випадкової величини в моменти часу  $t_1, t_2$  називається автокореляційною (кореляційною) функцією  $R(\tau)$

$$R(\tau) = M[x(t_1) \cdot x(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 \cdot x_2 \cdot W(x_1 x_2) \cdot dx_1 \cdot dx_2, \quad (1.20)$$

$$\tau = t_2 - t_1.$$

Для ергодичних процесів, у яких математичні очікування, що обчислюються за розподілами  $W(x)$  збігаються із середніми за часом, що обчислюються для однієї реалізації процесу на інтервалі  $-T, T$ , середнє значення  $a$  і кореляційна функція  $R(\tau)$  становлять

$$a = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) \cdot dt = M[x];$$

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) \cdot x(t + \tau) \cdot dt. \quad (1.21)$$

При зменшенні часу  $\tau$  зв'язок між величинами  $x(t)$  і  $x(t + \tau)$  підсилюється й у межі

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} R(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow 0} M[x(t) \cdot x(t + \tau)] = M[x^2(t)] = M[x^2]. \quad (1.22)$$

Якщо  $\tau$  збільшувати, то згаданий вище зв'язок послабляється і при  $\tau \rightarrow \infty$   $x(t)$  і  $x(t + \tau)$  стають незалежними

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} R(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \{M[x(t)] \cdot M[x(t + \tau)]\} = M[x(t)]^2 = M[x]^2 = a^2. \quad (1.23)$$

Можна показати, що

$$|R(0)| \geq |R(\tau)|, \quad (1.24)$$

тобто при  $\tau = 0$  кореляційна функція має максимум, а зі збільшенням  $|\tau|$  вона спадає, прагнучи до середнього значення потужності  $a^2$  (рис. 1.7, а, б).

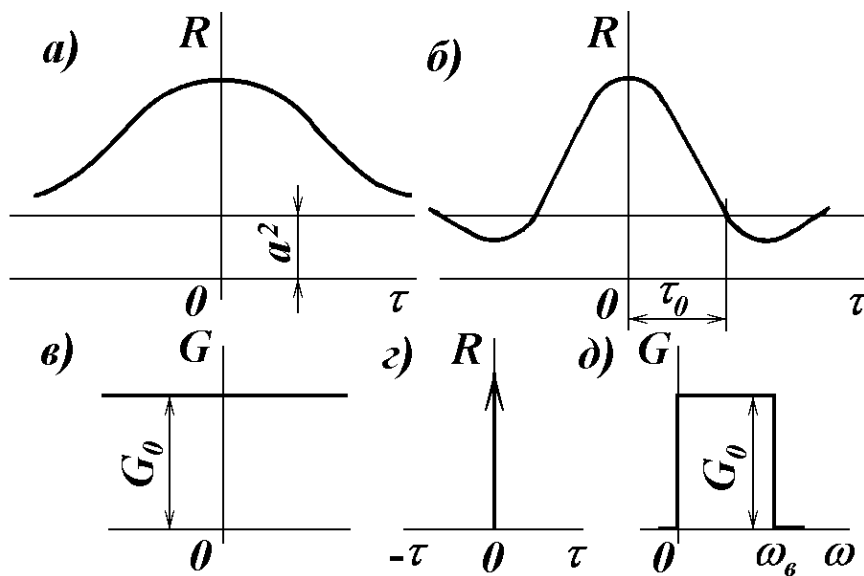


Рис. 1.7

Важливу роль при аналізі випадкових процесів відіграє спектральна щільність потужності  $G(\omega)$ , яку одержуємо при усередненні за спектром частот, і також є випадковою величиною

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cdot \cos \omega \tau \cdot d\tau. \quad (1.25)$$

З іншого боку

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} G(\omega) \cdot \cos \omega \tau \cdot d\omega. \quad (1.26)$$

Пряме перетворення Фур'є для  $R(\tau)$  (1.25) і зворотне для  $G(\omega)$  (1.26) називаються перетвореннями Хінчина-Вінера.

Для випадкового процесу з рівномірним енергетичним спектром  $G(\omega) = G_0 = const$ , що називають "білим шумом" (рис. 1.7,в)

$$R(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_0 \cdot e^{j\omega\tau} \cdot d\omega = \pi \cdot G_0 \cdot \delta(t), \quad (1.27)$$

де  $\delta(t)$  – дельта-функція (рис. 1.7,г)

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } \tau=0 \\ 0 & \text{при } \tau \neq 0. \end{cases}$$

Отже,  $R(\tau)$  білого шуму-дельта-функція, і будь-які завгодно близькі за часом відліки цього процесу незалежні одне від одного.

При обмеженні спектра білого шуму, наприклад, ідеальним ФНЧ (рис. 1.7,д)

$$R(\tau) = \int_0^{\omega_g} G_0 \cdot \cos \omega \tau \cdot d\omega = G_0 \cdot \omega_g \cdot \frac{\sin \omega_g \cdot \tau}{\omega_g \cdot \tau} \quad (1.28)$$

і має вигляд (рис. 1.7,б).

Тут  $(G_0 \cdot \omega_g)$  – середня потужність на виході фільтра. Час кореляції  $\tau_0$  – інтервал часу, на межах якого відліки процесу можна вважати незалежними між собою, визначається тут як інтервал від початку координат до точки першого звертання  $R(\tau)$  в  $\emptyset$ . Звідси випливає, що

$$\sin \omega_g \tau_0 = 0, \quad \omega_g \tau_0 = \pi \quad \text{и} \quad \tau_0 = \frac{\pi}{\omega_g} = \frac{1}{2F_g}. \quad (1.29)$$

### 1.3.2. Псевдовипадкові сигнали

Ці сигнали мають цілком визначену структуру, що задається псевдовипадковою послідовністю (ПВП)  $\emptyset$  і 1; їхні статистичні властивості близькі до властивостей випадкових сигналів – енергетичний спектр майже рівномірний, а кореляційна функція має вузький основний пік і невеликі бічні викиди.

Широко відомі двійкові псевдовипадкові рекурентні  $M$ -послідовності Хаффмена. Це сукупності з  $N$  періодично повторюваних символів  $\alpha_i$ , кожний з яких приймає значення  $\emptyset$  або 1. Значення символу  $\alpha_i$  визначається як сума за модулем двох 2 або більше (але завжди парного) числа визначених попередніх символів.

При виборі цієї суми відповідно до вигляду багаточлена, який є одним зі співмножників розкладання бінома  $x^{2^n-1} + 1$  і ділиться лише на себе і на 1, утвориться послідовність максимальної довжини з

$$N = 2^n - 1 \quad (1.30)$$

елементів  $\emptyset$  і 1, що задовольняє, зокрема вимозі урівноваженості – число одиниць у ній лише на одну перевищує число нулів.

На рис. 1.8,а показаний сигнал для ПВП при  $n = 3$ , для якої

$$\alpha_i = \alpha_{i-3} \oplus \alpha_{i-2}, \quad (1.31)$$

що відповідає багаточлену  $P(x) = x^3 + x^2 + 1$ . Тоді псевдовипадковий сигнал одержуємо розбивкою послілки повідомлення тривалістю  $T$  на  $2^n - 1 = 2^3 - 1 = 7$  інтервалів тривалістю  $\tau_0$ ; при значенні послілки 1 (як це показано на рисунку) елементи ПВП “1” передаються елементарними сигналами +1, а  $\emptyset$  - 1. Коли послілка  $\emptyset$ , елементарні сигнали інвертуються.

Кореляційна функція ПВП двозначна – при  $\tau = 0$  нормоване значення її  $R(0) = 1$ , а за межами зрушення (але усередині періоду  $T = N\tau_0$ ) із кроком  $\tau_0$

стає рівною  $R(\tau) = -\frac{1}{N}$  (рис. 1.8,б).

Енергетичний спектр періодично повторюваного псевдовипадкового сигналу з періодом  $T$  – лінійчатий, з рівнями складових

$$G_k = \int_0^{N\tau_0} R(\tau) \cos\left(\frac{2\pi k}{N\tau_0} \tau\right) d\tau = \frac{2A^2(N+1)}{\pi^2 k^2} \sin^2 \frac{\pi k}{N}, \quad (1.32)$$

$$G_0 = \frac{1}{N\tau_0} \int_0^{N\tau_0} R(\tau) d\tau = \frac{A^2}{N^2}.$$

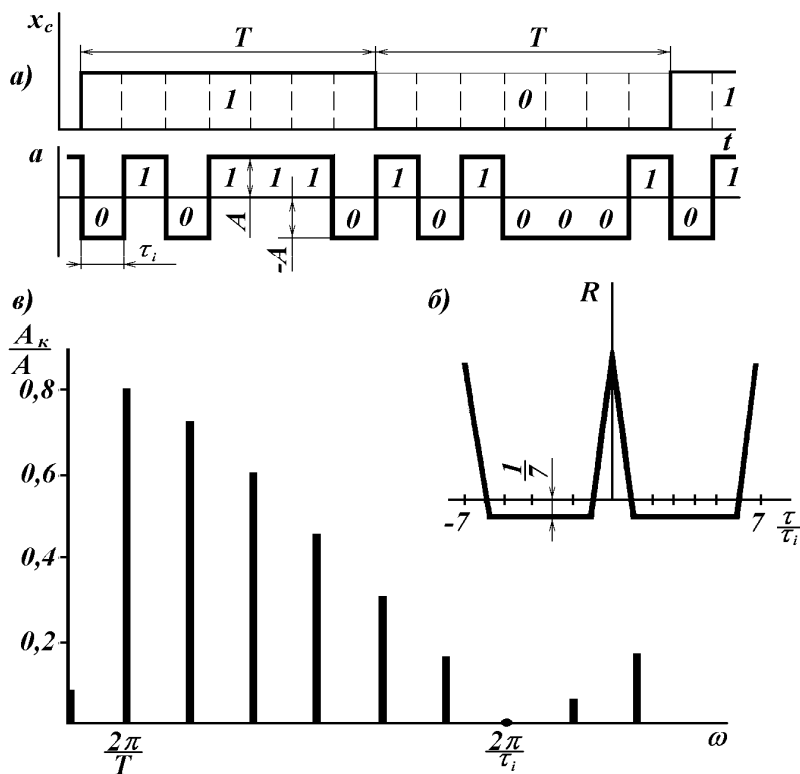


Рис. 1.8

Відповідно амплітуди гармонік сигналу

$$A_k = \left| [2G_k]^{1/2} \right| = \frac{2A}{\pi k} \left| (N+1)^{1/2} \sin \frac{\pi k}{N} \right|, \quad (1.33)$$

а постійна складова  $A_0 = \frac{A}{N}$ .

Амплітудний спектр псевдовипадкового сигналу довжиною  $N=7$  показаний на рис. 1.8,в. З нього видно, що гармоніки впливають з інтервалом  $\frac{2\pi}{7\tau_0}$ , а огинаюча спектра перетворюється перший раз у  $\emptyset$  на частоті  $\frac{2\pi}{\tau_0}$ .

Якщо псевдовипадковий сигнал неперіодичний, то його спектр – суцільний, як і інших неперіодичних сигналів.

#### 1.4. Квантування сигналів за часом

У системах автоматики і зв'язку широко використовується перетворення безупинних сигналів з ознакою рівня в імпульсні зі збереженням їхнього аналогового характеру. У 1933 р. В.А. Котельниковим була доведена теорема стверджуюча, що безупинна в розумінні Дірихле функція  $x(t)$  зі спектром, обмеженим верхнім значенням частоти  $F_g = 2\pi\omega_g$  точно відображається послідовністю відліків  $x(t)$ , узятих через інтервали часу (рис. 1.9,а,д)

$$\Delta t = \frac{1}{2F_g} = \frac{\pi}{\omega_g}. \quad (1.34)$$

Як відомо, функція комплексного спектра  $S(\omega)$  на обмеженому інтервалі  $-\omega_g \dots \omega_g$  розкладається в ряд Фур'є за частотами з періодом  $2\omega_g$ :

$$S(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} B_i e^{j\pi i \frac{\omega}{\omega_g}},$$

а інтеграл Фур'є приймає вигляд:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} \left( \sum_{i=-\infty}^{\infty} B_i e^{j\pi i \frac{\omega}{\omega_g}} \right) e^{-j\omega t} d\omega.$$

Змінивши порядок інтегрування і підсумовування, та виконавши інтегрування, одержують ряд Котельникова

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i \cdot \Delta t) \cdot \frac{\sin \omega_g (t - i \cdot \Delta t)}{\omega_g (t - i \cdot \Delta t)}. \quad (1.35)$$

Значення  $x(i \cdot \Delta t)$  можливо отримати використавши “фільтруючу” спроможність дельта функції

$$x(i \cdot \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - i \cdot \Delta t) dt.$$

Для складової цього ряду з номером  $n$  в моменти часу  $t = i \cdot \Delta t$  функція (рис. 1.9,б,в,г)

$$\frac{\sin \omega_g (t - i \cdot \Delta t)}{\omega_g (t - i \cdot \Delta t)} = \begin{cases} 1 & \text{при } i = n \\ 0 & \text{при } i \neq n. \end{cases} \quad (1.36)$$

Кожна така складова ряду – відгук ідеального фільтра нижніх частот (ФНЧ) на імпульс нескінченно малої тривалості з рівнем  $x(n \cdot \Delta t)$ . Тому один з методів прийому сигналу, квантованого за часом – відновлення його на виході ФНЧ приймача (рис. 1.10).

У зв'язку з тим, що спектри реальних сигналів не обмежуються точно визначеними значеннями  $\omega_g$ , а ланцюг передачі сигналу (у т.ч. і ФНЧ) не ідеальний, то квантування виконують з інтервалами часу менше ніж це визначається згідно 1.34.

Практичне застосування знаходить також прийом сигналів, квантованих за часом методами інтерполяції. Найпростіші з них – східчаста і лінійна (рис. 1.9,ж,з); інтерполяції вносять похибки у відновлений сигнал.

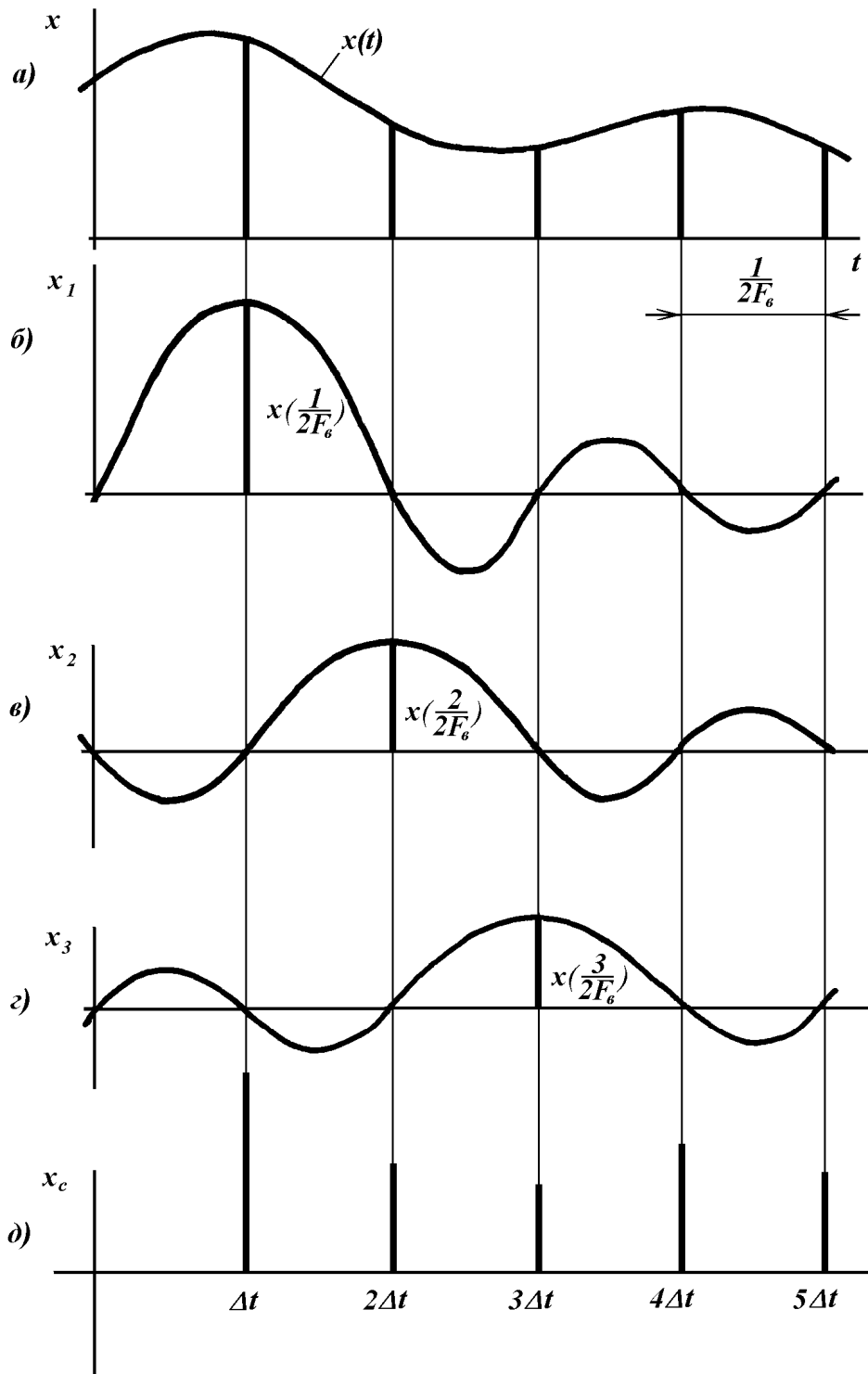


Рис. 1.9

Якщо саме квантування за часом не вносить похибок і відома основна приведена похибка інтерполяції  $\gamma_n$ , то інтервал квантування  $\Delta t$  для лінійної інтерполяції зменшується в

$$\eta_{\Delta} = \frac{0,75}{\sqrt{10^{-2} \gamma_n}}, \quad (1.37)$$



а для східчної – у

$$\eta_c = (5...7)\eta_\Delta \text{ раз.} \quad (1.38)$$

Значення теореми Котельникова – теоретичне обґрунтування можливості створення високоточних багатоканальних систем передачі аналогових сигналів в імпульсній формі

Відмітимо, що розглянута теорема в літературі іменується також теоремою відліків.

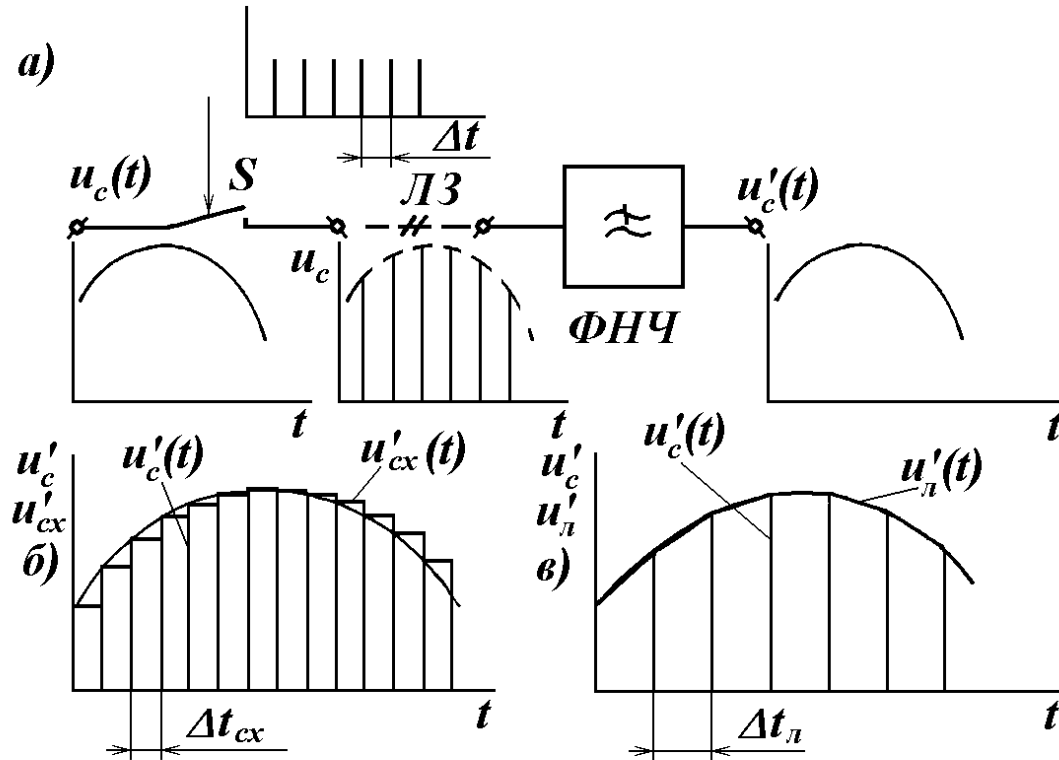


Рис. 1.10

## 1.5. Квантування сигналів за рівнем

### 1.5.1. Асинхронне квантування зі зсувом на половину кванта рівня

Квантування за рівнем перетворює вихідний сигнал  $x(t)$  у дискретний із величиною кроку (кванта) рівня  $\Delta x$

$$\Delta x = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{N},$$

$X_{\min}...X_{\max}$  – межа зміни значень проквантованого сигналу,  $N$  – число рівнів квантування.

У розповсюдженому випадку, коли  $X_{\min} = 0$

де

$$\Delta x = \frac{X_{\max}}{N - 1}. \quad (1.39)$$

Квантування за рівнем – необхідний етап прямого чи непрямого перетворення сигналів у цифрову форму.

На діаграмі рис. 1.11,а показаний процес асинхронного квантування за рівнем зі зсувом на  $+0,5\Delta x$ .

Перехід з одного квантованого рівня  $x(t)_k$  на сусідній тут відбувається в моменти часу, коли сигнал  $x(t)$  проходить середину чергового квантованого рівня, і згідно нерівностей

$$x(t)_k = \begin{cases} x_{k(i+1)} & x(t) - x_{ki} > 0,5\Delta x \\ x_{ki} & \text{при } |x(t) - x_{ki}| \leq 0,5\Delta x \\ x_{k(i-1)} & x(t) - x_{ki} < -0,5\Delta x. \end{cases} \quad (1.40)$$

При перетворенні сигналів у цифрову форму дискретним значенням рівня  $x_k$  ставляться у відповідність – за вагою, коди чисел, наприклад, у нормальному двійковому коді.

Максимальна похибка квантування тут дорівнює  $\delta x_{\max} = \pm 0,5\Delta x$ , а основна приведена похибка

$$\gamma_0 = \frac{\delta x_{\max}}{X_{\max}} \cdot 100\% = \frac{50}{N-1}\%. \quad (1.41)$$

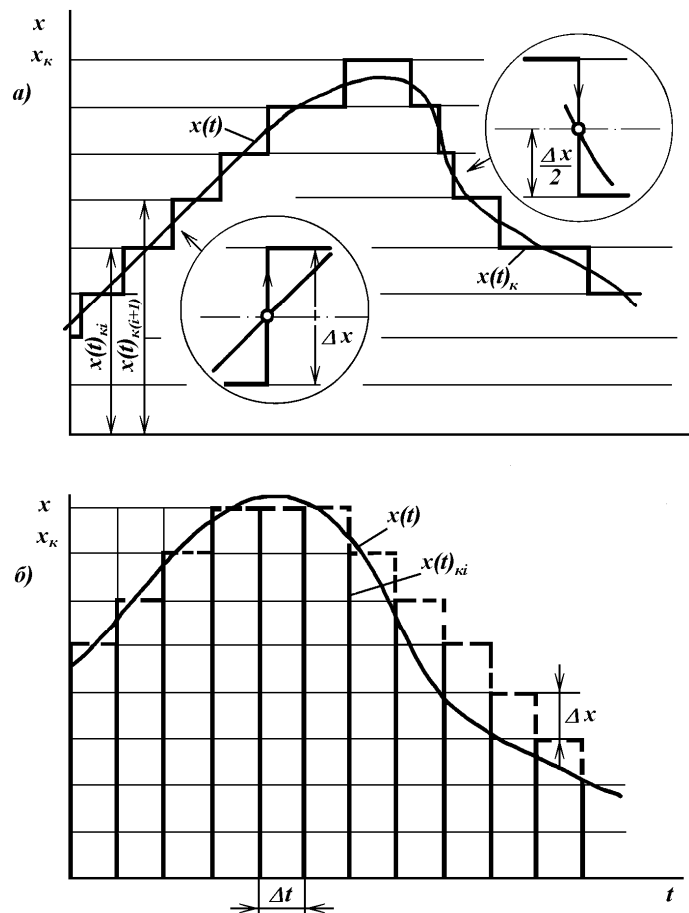


Рис. 1.11

Середньоквадратична похибка або шум квантування в припущенні рівноймовірності значень похибки квантування в межах  $\pm 0,5\Delta x$

$$\sigma_k = \sqrt{\int_{-0,5\Delta x}^{0,5\Delta x} W(\delta x) \cdot \delta x^2 \cdot d(\delta x)} = \sqrt{2 \int_0^{0,5\Delta x} \frac{1}{\Delta x} \cdot \delta x^2 \cdot d(\delta x)} = \frac{\Delta x}{2\sqrt{3}}, \quad (1.42)$$

де  $W(\delta x)$  – функція щільності ймовірності  $p(\delta x)$ .

### 1.5.2. Синхронне квантування за рівнем зі зсувом на половину кванта

Цей процес виконується з дотриманням нерівностей (1.40), однак перехід з одного квантованого рівня  $x_k$  на іншій відбувається тільки в момент настання чергового такту (відрізка часу  $\Delta t$ ), що задається зовнішнім періодичним процесом синхронізації.

Якщо тривалість такту  $\Delta t$  обрана відповідно до (1.34), то точність при синхронному квантуванні така ж, як і при асинхронному.

Якщо  $\Delta t$  збільшувати, то з'являється похибка квантування за часом  $\sigma_\epsilon$ , а загальна похибка визначиться як

$$\sigma = \sqrt{\sigma_\epsilon^2 + \sigma_k^2}. \quad (1.43)$$

Сигнал  $x(t)_k$  може мати вигляд коротких імпульсів у моменти  $t = i \cdot \Delta t$  часу або східчасту форму – як при асинхронному квантуванні (на рис. 1.10,б він виділений штриховими лініями). Тут показаний також результат вибору більшої ніж це потрібно за (1.34) тривалістю такту  $\Delta t$  – на ділянках сигналу  $x(t)$  з підвищеною крутістю сигнал  $x(t)_k$  у порівнянні з ним істотно запізнюється у своїх змінах.

### 1.5.3. Диференціальне квантування за рівнем і дельтамодуляція

Диференціальне квантування – синхронний процес без початкового зсуву. У зв'язку з цим зв'язок між сигналами  $x(t)$  і  $x(t)_k$  задається нерівностями

$$x(t)_k = \begin{cases} x(t)_{k(i+1)} & \text{при } x(t) - x_{ki} > 0 \\ x(t)_{k(i-1)} & \text{при } x(t) - x_{ki} < 0. \end{cases} \quad (1.44)$$

Таким чином, на сусідніх тактах перетворення  $x(t)_k$  не може мати те саме значення (рис. 1.12,а).

Максимальна похибка диференціального квантування за рівнем  $\delta x_{\max} = \pm \Delta x$ , середньоквадратична  $\sigma_k = \frac{\Delta x}{\sqrt{3}}$ .

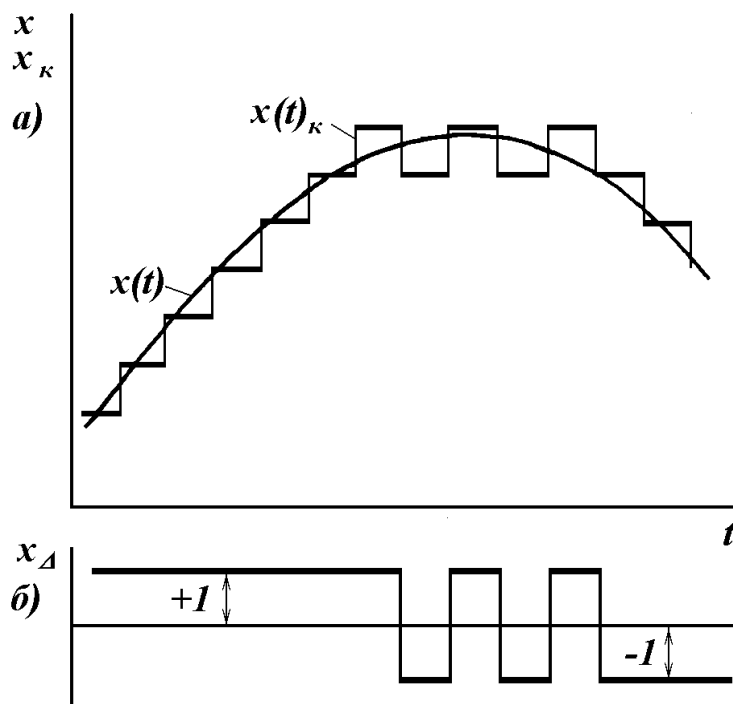


Рис. 1.12

Отриманий сигнал може використовуватися як вихідний для подальшого перетворення до вигляду сигналу в  $\Delta x$ -збільшеннях (дельтамодуляція). Один з варіантів такого процесу встановлює значення дельтасигналу  $+1$  при переході  $x(t)_{ki}$  на рівень  $x(t)_{k(i+1)}$  і  $-1$  при переході з  $x(t)_{ki}$  на  $x(t)_{k(i-1)}$  (рис. 1.12,б).

На боці прийому сигнал  $x(t)$  відновлюється інтегруванням дельтасигнала.

У цифрових системах дельтамодуляція дозволяє передавати повідомлення більш короткими кодами, що підвищує ефективність СПІ

#### 1.5.4. Квантування методом порозрядного зрівноважування

Порозрядне зрівноважування полягає в тому, що переутворювана величина  $x(t)$  в момент початку цього процесу запам'ятовується і фіксується, а потім послідовно порівнюється з квантованою величиною, що при двійковому поданні змінюється пропорційно накопиченій алгебраїчній сумі ваг розрядів, починаючи зі старшого, з вагою  $\Delta x \cdot 2^{n-1}$ .

Кількість розрядів нормального двійкового коду квантованого сигналу зв'язано з кількістю рівнів квантування  $N$  залежністю

$$n = E(\log_2 N), \quad (1.45)$$

де  $E$  – символ округлення кількості розрядів до найближчого цілого.

Величина кванта рівня  $\Delta x$  визначається за 1.39.

На рис. 1.13,а,б приведена схема алгоритму і діаграма розглянутого процесу. З них видно, що якщо на даному такті алгебраїчна сума набраної ваги

квантованної величини  $\Sigma$  менше перетворюваної величини  $x$ , зміщеної на  $+\frac{\Delta x}{2}$ , то на наступному такті сума просто збільшується на вагу чергового молодшого розряду. У протилежному випадку одночасно з цим із суми вилучається складова попереднього старшого розряду.

Процес перетворення продовжується доти, поки не буде встановлене збільшення ваги суми  $\Sigma$  на 1 квант,  $\Delta x \cdot 2^n$ . На останньому такті воно буде збережено в підсумковій сумі, або віднято від неї. Результат перетворення одержуємо у вигляді квантованного сигналу і двійкового коду з його вагою.

Увесь процес перетворення займає інтервал часу  $\Delta t = (n + 1) \cdot t_T$ , і якщо  $\Delta t$  визначено згідно (1.34), то характеристики точності тут такі ж, як і при квантуванні за п. 1.5.1.

## 1.6. Модуляції сигналів

### 1.6.1. Загальні властивості модуляцій і їхня класифікація

Найважливіша вимога, якій повинні задовольняти сигнали зв'язку – мала залежність від змін фізичних характеристик ліній зв'язку і перешкод.

У ряді випадків цій вимозі задовольняють сигнали, одержувані за допомогою модуляції – лінійного перетворення визначеного параметра періодичного переносника відповідно до закону зміни повідомлення  $x_s(t)$ :

$$p(t) = p_0(t) + \Delta p \cdot x(t). \quad (1.46)$$

Тут  $p_0(t)$  – значення параметра переносника при  $x(t) = 0$ ;  $\Delta p$  – максимальне відхилення (девіація) параметра, що відповідає  $X_{\max}$  і

$x(t) = \frac{x_s(t)}{X_{\max}}$  – миттєве нормоване значення функції повідомлення  $x_s(t)$ .

Розрізняють безупинні й імпульсні модуляції, у залежності від виду переносників – гармонійних коливань або послідовностей імпульсів. Безупинна модуляція може бути трьох типів: амплітудна (АМ), частотна (ЧМ) і фазова (ФМ). Основні види імпульсної модуляції – амплітудно-імпульсна (АІМ), частотно-імпульсна (ЧІМ), широтно-імпульсна (ШІМ) і фазо-імпульсна (ФІМ).

При дискретних повідомленнях перетворення (1.46) називається маніпуляцією. У деяких випадках модуляція (маніпуляція) може бути багаторазовою, наприклад АМ-ЧМ, ЧМ-ЧМ та ін.

Загалом модуляції вирішують завдання переносу сигналів з однієї ділянки спектра в іншій і поділу сигналів у багатоканальних системах зв'язку.

Процес відновлення повідомлень з модульованих сигналів називається демодуляцією. На відміну від модуляції, що забезпечує однозначність перетворення повідомлення в сигнали, демодуляція не гарантує повної вірогідності відновлюваних повідомлень через дію перешкод у лінії зв'язку. Тому

в СПП застосовуються методи модуляції, що дозволяють одержувати сигнали, які мало піддаються впливу перешкод і нестабільностей параметрів ліній зв'язку.

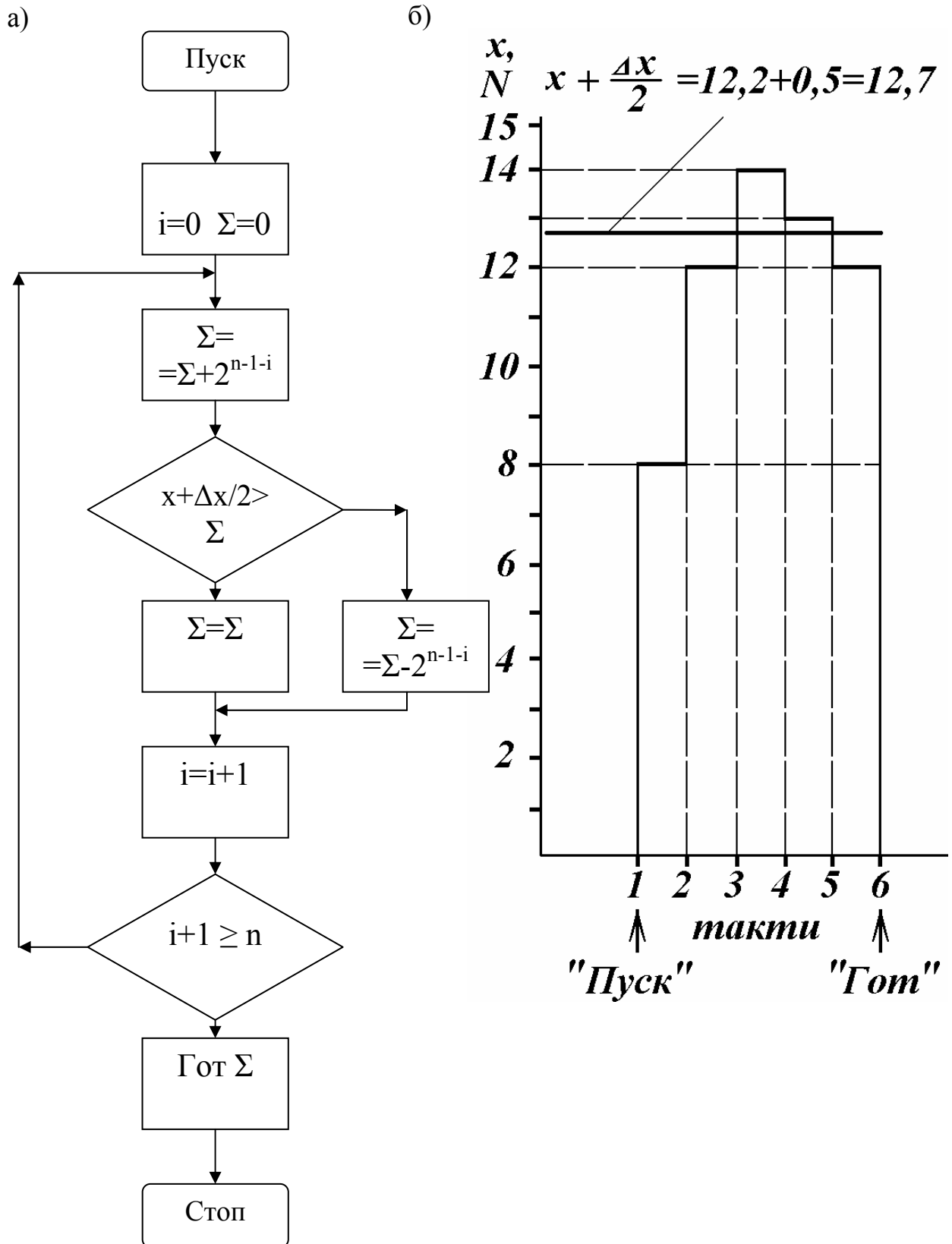


Рис. 1.13

### 1.6.2. Амплітудна модуляція і демодуляція

Амплітудна модуляція здійснюється шляхом зміни миттєвих значень рівня переносника – гармонійного коливання, наприклад косинусоїдального, за законом, що задається повідомленням  $x(t)$

$$u_c(t) = U_{cm} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \Delta U_c \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot x(t). \quad (1.47)$$

Уведемо поняття глибини модуляції  $m = \frac{\Delta U_c}{U_{cm}}$  і з (1.47) одержимо

$$u_c(t) = U_{cm} [1 + m \cdot x(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.48)$$

Якщо повідомлення задане гармонійним косинусоїдальним коливанням із частотою  $\Omega$  (звичайно  $\Omega \ll \omega_0$ ), вираз (1.48) перетвориться до вигляду:

$$u_c(t) = U_{cm} [1 + m \cdot \cos \Omega t] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.49)$$

Опускаючи фазу коливань  $\varphi_0$ , що у процесі АМ не відіграє ролі, рівняння (1.49) остаточно запишемо в такій формі:

$$u_c(t) = U_{cm} \left[ \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t \right]. \quad (1.50)$$

На рис. 1.14 показані графіки і спектр АМ коливання. За (1.50) спектр містить у собі гармоніку переносника (несучої) з амплітудою  $U_{cm}$  і частотою  $\omega_0$ , і бічні складові з амплітудами  $\frac{m}{2} U_{cm}$  і частотами  $\omega_0 \pm \Omega$ .

Якщо частота процесу, що модулює, змінюється в межах від  $\Omega_{\min}$  до  $\Omega_{\max}$ , то в спектрі з'являються бічні смуги частот, як це зображено на рис. 1.14,д.

Повідомлення несуть саме ці складові, тому несуча й одна з бічних смуг у процесі модуляції часто приглушуються. Цей метод перетворення АМ сигналу називається ОБС (одна бічна смуга).

Амплітудна модуляція може здійснюватися з використанням нелінійності перехідної характеристики транзистора (рис. 1.14,е). Струм повідомлення  $i_x(t)$  задає зсув робочої крапки, щодо якої змінюється складова струму несучої  $i_{co}(t)$ , що надходить від генератора. З діаграм сигналів видно, що в точці 2, для якої  $i_{x2} > i_{x1}$ , крутість перехідної характеристики більше ніж у точці 1. Унаслідок цього збільшується й амплітуда струму колектора транзистора, що і є АМ сигнал.

Амплітудну маніпуляцію покажемо на прикладі перетворення дискретного сигналу повідомлення за рис. 1.4,а при глибині модуляції  $m=1$  і шпаруватості  $x(t)$   $q=2$ . Маніпульований за амплітудою сигнал – це

радіоімпульси з частотою повторення  $\Omega = \frac{2\pi}{T}$  і частотою заповнення  $\omega_0$  (рис. 1.14, ж).

Спектр такого сигналу будується в такий спосіб: спектр повідомлення переноситься нагору на частоту  $\omega_0$  і дзеркально відображається відносно  $\omega_0$  (рис. 1.14,з).

При обмеженні смуги частот амплітудно-маніпульованого коливання 3-ою гармонікою  $x(t)$  одержуємо  $2\Omega_{\max} = 2 \cdot 3\Omega = 6\Omega$ . У деяких випадках, наприклад, при тональному телеграфуванні  $2\Omega_{\max} = 2,5\Omega$ , тобто передається лише перша гармоніка.

### Демодуляція АМ сигналів

У найпростішому випадку цей вид демодуляції або як його називають амплітудного детектування, здійснюється за допомогою однонапівперіодного “спрямлення” функції  $u_c(t)$  відповідно до залежності (рис. 1.15,а)

$$i(t) = \begin{cases} a \cdot u'_c(t) & u'_c(t) > 0 \\ 0 & u'_c(t) \leq 0 \end{cases} \quad \text{при} \quad (1.51)$$

де  $i(t)$  – відновлюване повідомлення;  $u'_c(t)$  – прийнятий АМ сигнал за рівнянням (1.50).

Спектр АМ коливання на виході лінійного однонапівперіодного детектора містить постійну складову  $U_0$ , гармоніку з частотою  $\Omega$  і рівнем  $\frac{am}{\pi} U_{cm}$ , а також гармоніки з частотами  $2k\omega_0 \pm \Omega$  (рис. 1.15,в).

Принципова схема однонапівперіодного амплітудного детектора і діаграма, що пояснює його дію, зображені на рис. 1.15,б. Відзначимо, що внаслідок наявності постійної складової  $U_0$  вихідної напруги  $u_d(t)$ , що виділяється на конденсаторі С, діод зміщений у замикаючому напрямку, і струм через нього протікає лише в моменти часу, коли  $u'_c(t) > U_0$ . При виконанні умови

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC < \frac{2\pi}{\Omega} \quad (1.52)$$

високочастотні складові  $u_d(t)$  приглушуються (фільтруються), а гармоніка з частотою  $\Omega$ , чи як її називають, огибаюча, виділяється на виході.

Провідна гілка реальної вольтамперної характеристики діода нелінійна, унаслідок чого в низькочастотній частині спектра демодульованого сигналу з'являється гармоніка з частотою  $2\Omega$ . Вона не може бути відфільтрована ФНЧ,



але при глибині модуляції  $m = 0,5 \dots 0,6$  скривлення, що виникають через неї, знаходяться в припустимих межах, наприклад, для цілей радіомовлення.

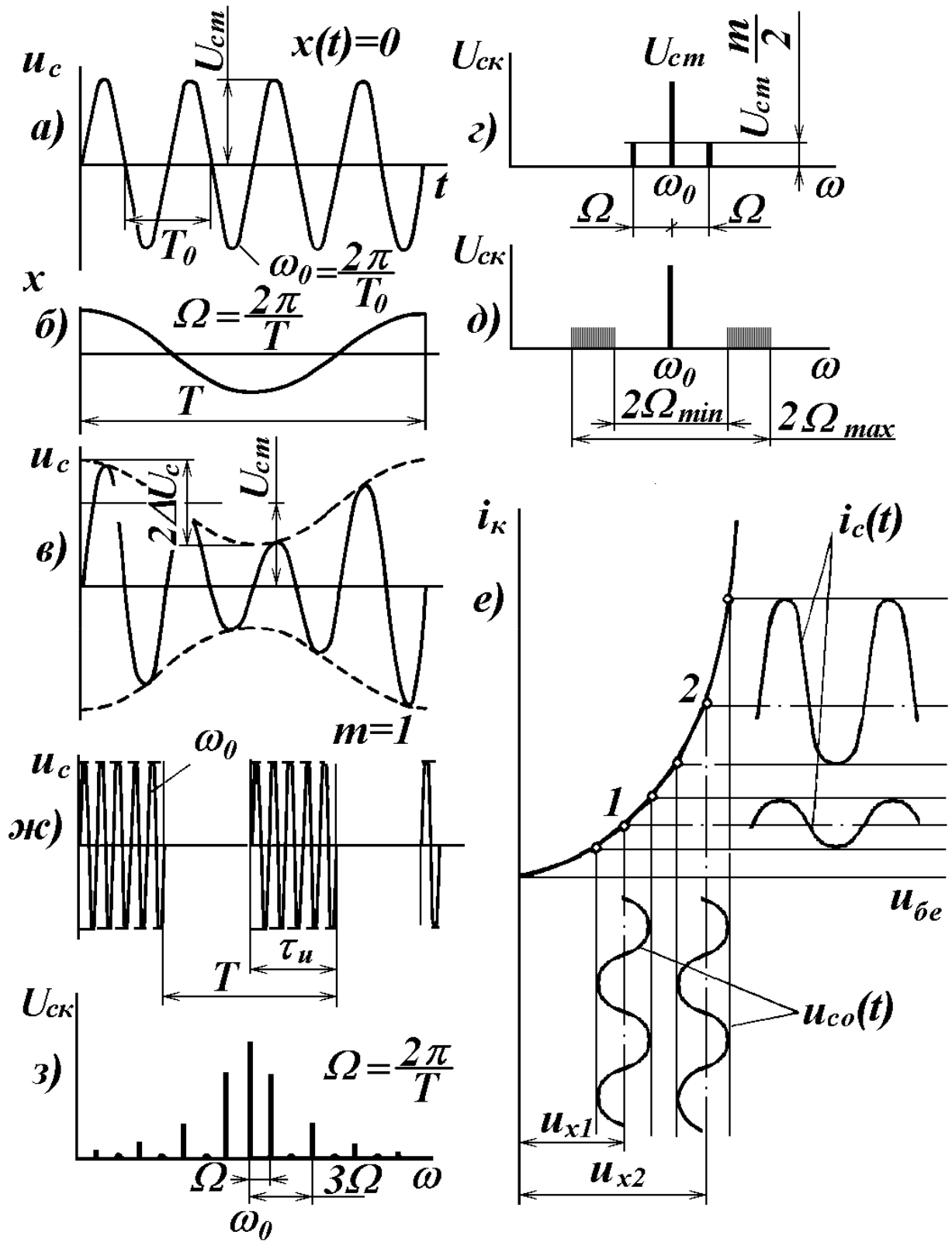


Рис. 1.14

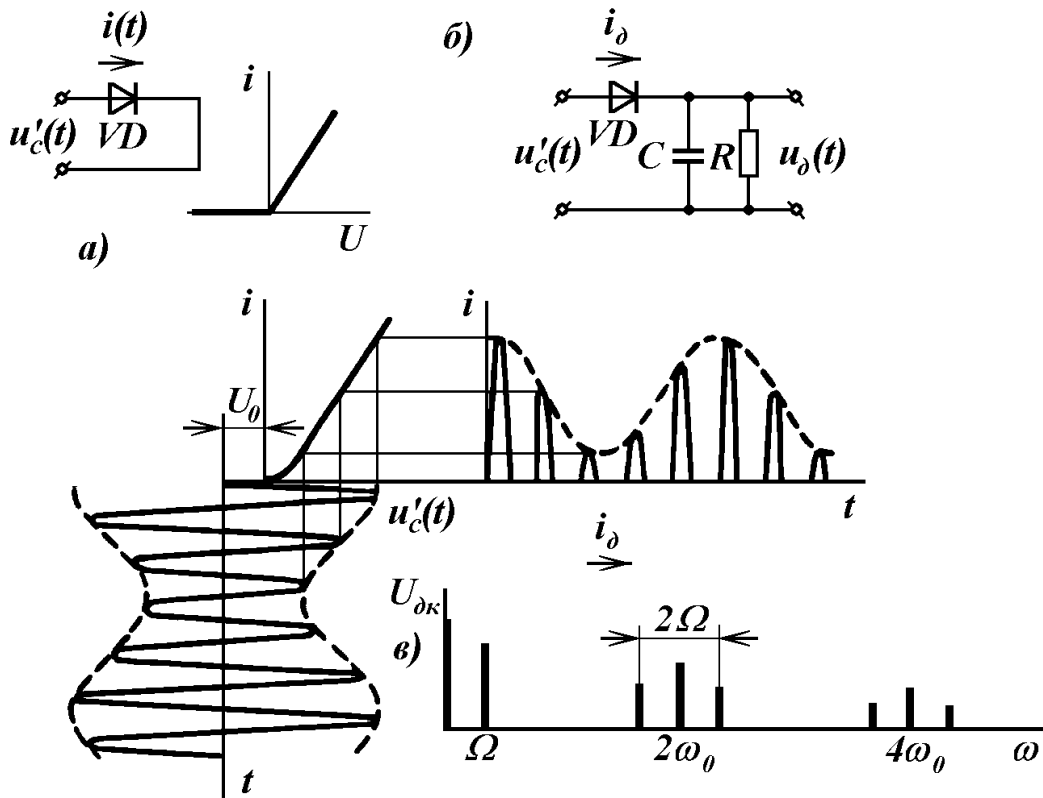


Рис. 1.15

У вимірювальній техніці знаходять застосування “ідеальні” амплітудні детектори, побудовані на операційних підсилювачах з нелінійними зворотними зв’язками. У цих детекторів відхилення від кусочно-лінійної характеристики за рис. 1.13,а не перевищують часток відсотка.

Економія смуги частот при АМ ОБС вимагає ускладнених приймачів, до складу яких повинні входити високостабільні генератори несучих.

### 1.6.3. Частотна модуляція і демодуляція

При частотній модуляції, згідно (1.46), закон зміни частоти сигналу

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cdot x(t), \quad (1.53)$$

де  $\Delta\omega$  – девіація частоти.

Фаза цього сигналу визначиться як

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t x(t) dt + \varphi_0. \quad (1.54)$$

Якщо процес, що модулює – гармонійне косинусоїдальне  $x(t) = \cos \Omega t$  коливання, то розв’язання рівняння (1.54) має вигляд:

$$\psi(t) = \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t \cos \Omega t \cdot dt + \varphi_0 = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0. \quad (1.55)$$

При відсутності модуляції миттєве значення напруги синусоїдального переносника  $u_c(t) = U_{cm} \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$  – рис. 1.16,а, а в процесі ЧМ (рис. 1.16,в):

$$u_c(t) = U_{cm} \sin \psi(t) = U_{cm} \sin(\omega_0 t + \beta \cdot \sin \Omega t), \quad (1.56)$$

тут  $\beta = \frac{\Delta \omega}{\Omega}$  – індекс частотної модуляції.

У формулі (1.56) початкова фаза переносника відсутня, тому що впливу на процес модуляції вона не робить. Права частина рівняння (1.56) розкладається на гармонійні складові з використанням функцій Бесселя першого роду  $I(\beta)$ :

$$u_c(t) = U_{cm} \left[ I_0(\beta) \cdot \sin \omega_0 t + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(\beta) \sin(\omega_0 + k\Omega)t + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(\beta) \sin(\omega_0 - k\Omega)t \right]. \quad (1.57)$$

Функції  $I(\beta)$  табульовані і приводяться в довідковій літературі.

Отже, виходячи з (1.57) бачимо, що спектр ЧМ коливань містить нескінченну кількість гармонійних складових з частотами  $\omega_0 \pm k\Omega$  (рис. 1.14,г). Рівні гармонійних складових залежать від індексу  $\beta$ ; чим менше індекс, тим швидше вони спадають зі збільшенням номера гармоніки “К”, і тим вузькіша смуга частот, необхідна для передачі повідомлень.

Нижче приведені рівні гармонік для двох значень індексів ЧМ.

Таблиця 1.1

К		0	1	2	3	4
$U_{ск}/U_{cm}$	$\beta=1$	0,765	0,44	0,115	0,019	
	$\beta=2$	0,224	0,577	0,353	0,129	0,034

Практично неспотворена передача досягається при приглушенні гармонік з рівнями  $U_i \leq 0,1U_{cm}$ , тому емпірично встановлене обмеження смуги частот ЧМ гармоніками порядку  $n = \beta + 1$  (це підтверджується, зокрема, даними табл. 1.1).

У граничному випадку, коли  $\beta \ll 1$ , смуга частот ЧМ  $\Delta\Omega = 2 \cdot 1 \cdot \Omega = 2\Omega$ , тобто така ж як і при АМ; це характерно для низькошвидкосних СПП.

При високих вимогах до точності переданих повідомлень (наприклад, у телебаченні) використовується широкосмугова ЧМ при  $\beta \gg 1$ . У цьому випадку необхідна смуга частот сигналу

$$\Delta\Omega = 2(\beta + 1)\Omega \approx 2\beta\Omega = 2\Delta\omega.$$

Частотна модуляція може здійснюватися шляхом зміни параметрів коливального контуру LC генератора, наприклад, ємності конденсатора. У високочастотних генераторах для цих цілей використовують варікапи – напівпровідникові прилади типу стабілітронів, у яких ємність між електродами залежить від напруги зсуву.

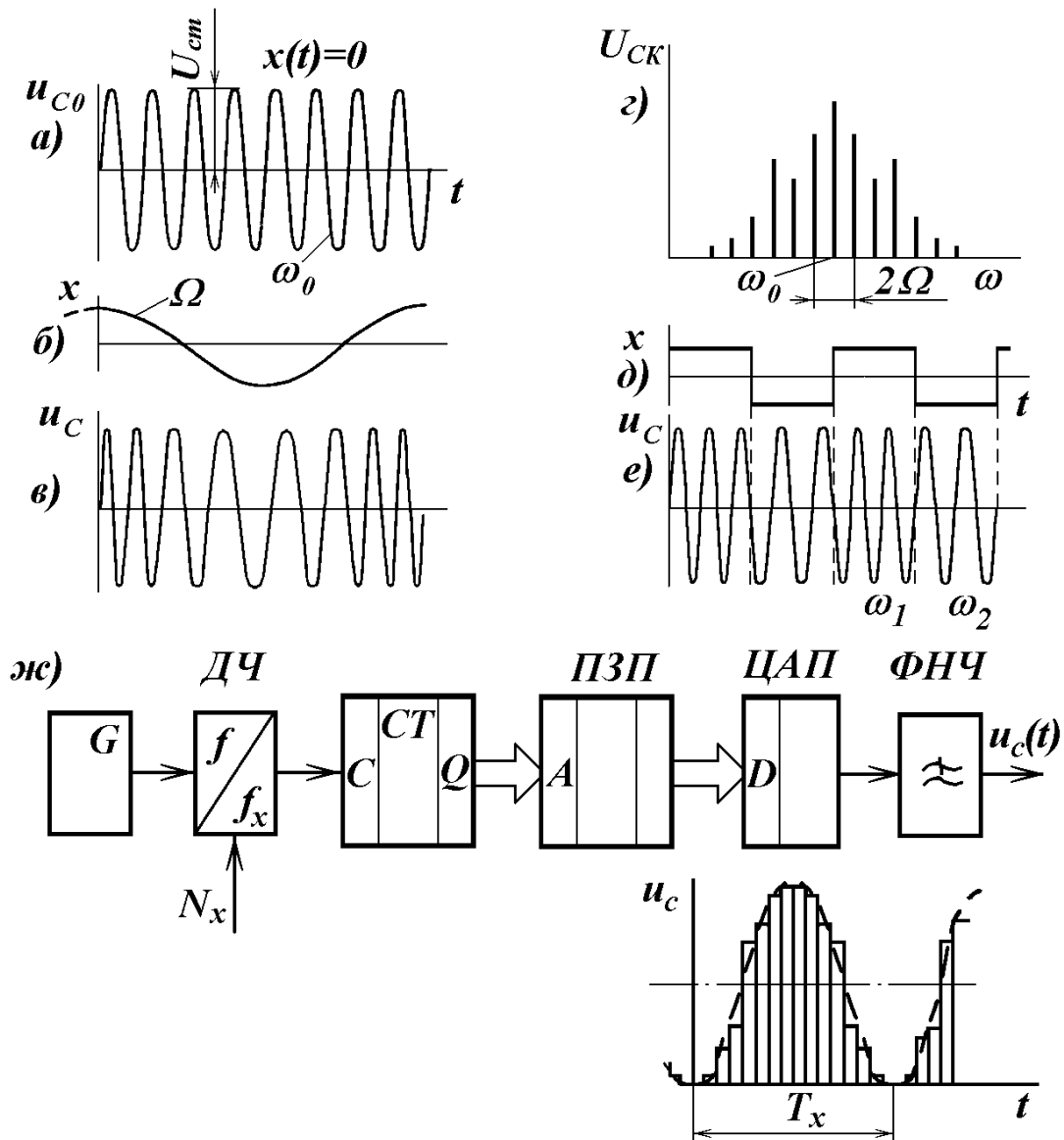


Рис. 1.16

При передачі дискретних повідомлень широко використовується частотна маніпуляція.

Діаграми сигналів для ЧМн за двома рівнями приведені на рис. 1.16, д, е.

Усе більше поширення одержують цифрові методи ЧМ. На рис. 1.16, ж показана структурна схема частотного маніпулятора з вихідним квазігармонічним сигналом.

Імпульси високостабільного автогенератора надходять на програмований ділянок частоти ДЧ, коефіцієнт розподілу якого встановлюється кодами двійкових повідомлень  $N_{x1}$  і  $N_{x2}$ . Вихідні сигнали лічильника СТ2  $Q_{n-1}, \dots, Q_0$  виступають як адресні для постійного запам'ятовуючого пристрою ПЗУ. На періоді вихідного сигналу  $T_x$  лічильник видає  $2^n$  тактових адресних кодових комбінацій.

За цими адресами у ПЗУ записані коди послідовних відліків гармонійної функції. Ці коди передаються на цифроаналоговий перетворювач ЦАП, що формує східчасту послідовність рівнів вихідного квазігармонійного сигналу.

Високочастотні складові цього сигналу приглушуються ФНЧ, на виході якого напруга практично не відрізняються від синусоїдальної, а перехід від частоти  $\omega_1$  до  $\omega_2$  відбувається без розриву фази, як це показано на рис. 1.16,е.

### **Демодуляція ЧМ сигналів (частотне детектування)**

У схемах частотних демодуляторів ЧМ коливання перетворюється в коливання, модульоване за амплітудою або фазою, з наступним амплітудним або фазовим детектуванням.

Принцип дії частотного детектора з амплітудним перетворенням заснований на диференціюванні ЧМ сигналу за частотою, у результаті чого коливання одержує додаткову амплітудну модуляцію.

Як такий перетворювач використовується послідовний LC контур, резонансна, частота якого  $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC}} < \omega_0$  (рис. 1.17,а).

При незмінній амплітуді сигналу  $U_{cm}$  на вході LC ланцюга зміни його частоти приводять до коливань амплітуди напруги  $U_{Lm}$  на індуктивності з розмахом  $\Delta U_{Lm} = b \cdot \Delta \omega$ .

Амплітудний детектор вмикається до частини обмотки індуктивності, щоб не погіршувати резонансні властивості LC контуру.

На рис. 1.17,б приведена схема диференціального частотного детектора. Контур  $L_1C_1$  має частоту резонансу  $\omega_1 > \omega_0$ , а  $L_2C_2$ ,  $\omega_2 < \omega_0$ . Унаслідок цього з ростом частоти сигналу напруга  $u'_\delta(t)$  збільшується в позитивному напрямку, а із зменшенням частоти – у негативному (рис. 1.17,в).

У цифрових приймачах поточне значення частоти сигналу по кожному періоді може бути визначене на основі підрахунку числа імпульсів  $N_x$  стабільного генератора, що приходяться на інтервал періоду сигналу  $T_c$  (рис. 1.17,г). При цьому частота генератора визначається як

$$f_{cm} = \frac{\omega_{cm}}{2\pi} \gg \omega_0 + \Delta\omega.$$

#### **1.6.4. Фазова модуляція і детектування**

Фаза сигналу при цьому способі модуляції згідно 1.46

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi \cdot x(t) + \varphi_n. \quad (1.58)$$

Поклавши  $x(t) = \sin \Omega t$  і з огляду на те, що миттєве значення сигналу може бути записане як  $u_c(t) = U_{cm} \sin \theta(t)$ , остаточно одержимо

$$u_c(t) = U_{cm} \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot \sin \Omega t + \varphi_H). \quad (1.59)$$

Тут  $\Delta\varphi$  – девіація фази, а  $\varphi_H$  – початкове значення фази сигналу.

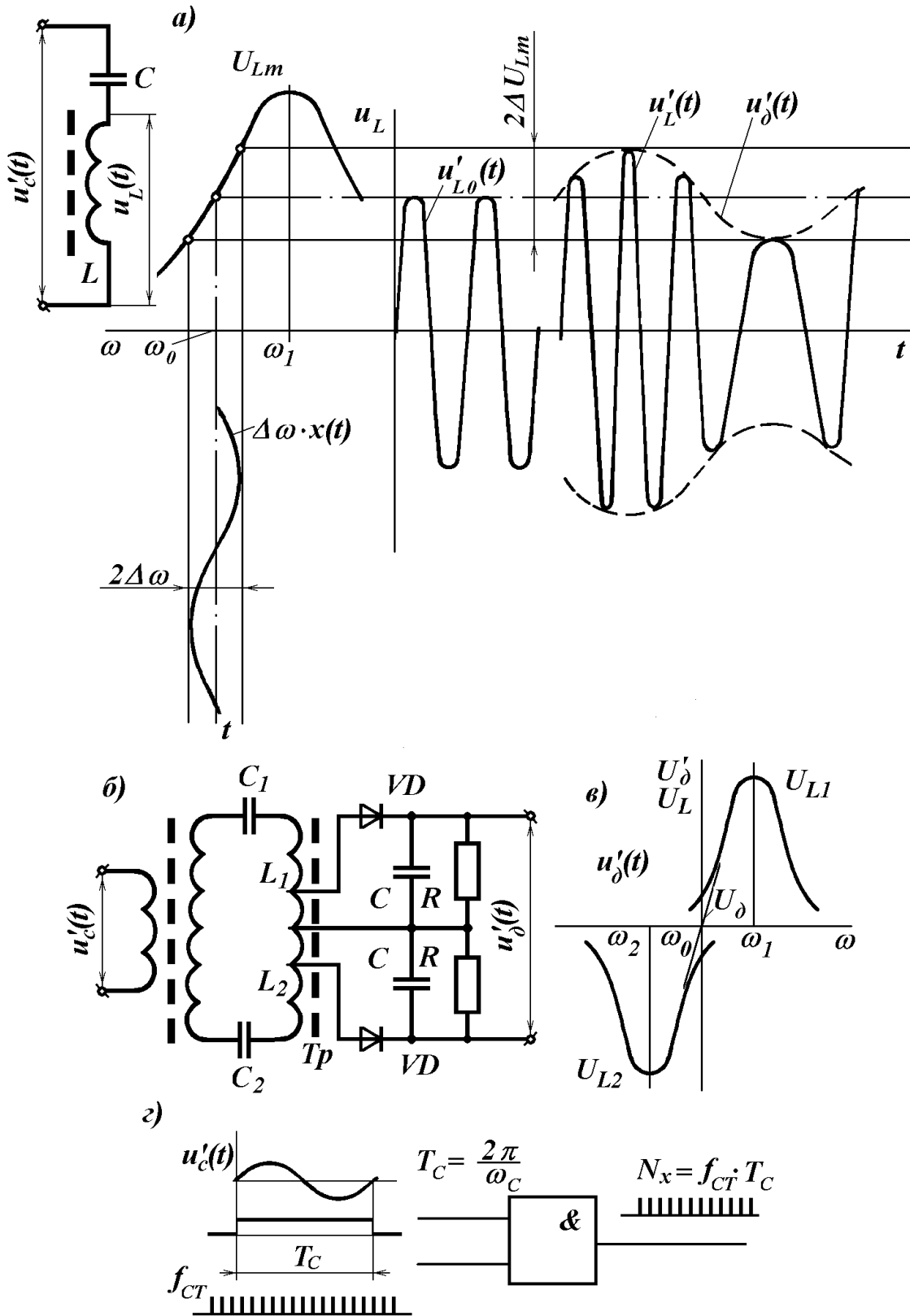


Рис. 1.17

Порівнюючи 1.59 і 1.56, переконуємося в їхній ідентичності за винятком того, що при ФМ необхідно враховувати початкове значення фази сигналу  $\varphi_n$ .

Однакова форма рівнянь ЧМ і ФМ визначає аналогічність їхніх спектрів і необхідних смуг сигналів у каналах зв'язку.

У СПІ широко застосовується фазова маніпуляція. Якщо процес, що модулює (повідомлення) - прямокутне коливання за рис. 1.18,а, то сигнал ФМ<sub>n</sub> у моменти зміни  $u_x(t)$  змінює фазу на  $180^\circ$  (рис. 1.18,в). Цей процес може здійснюватися модулятором комутаційного типу за рис. 1.18,д. Тут однонапівперіодний сигнал, сформований з  $u_x(t)$  по черзі відмикає аналогові ключі  $K_1$  і  $K_2$ . З рисунка видно, що в позитивний напівперіод  $u_x(t)$  відкритий ключ  $K_1$  і сигнал  $u_c(t)$  повторює несучу  $u_0(t)$ , а в негативний, коли на виході дискретного інвертора DD діє рівень логічної "1", інвертована аналоговим інвертором DA несуча передається через ключ  $K_2$  на вихід і сигнал  $u_c(t)$  змінює фазу на  $180^\circ$ .

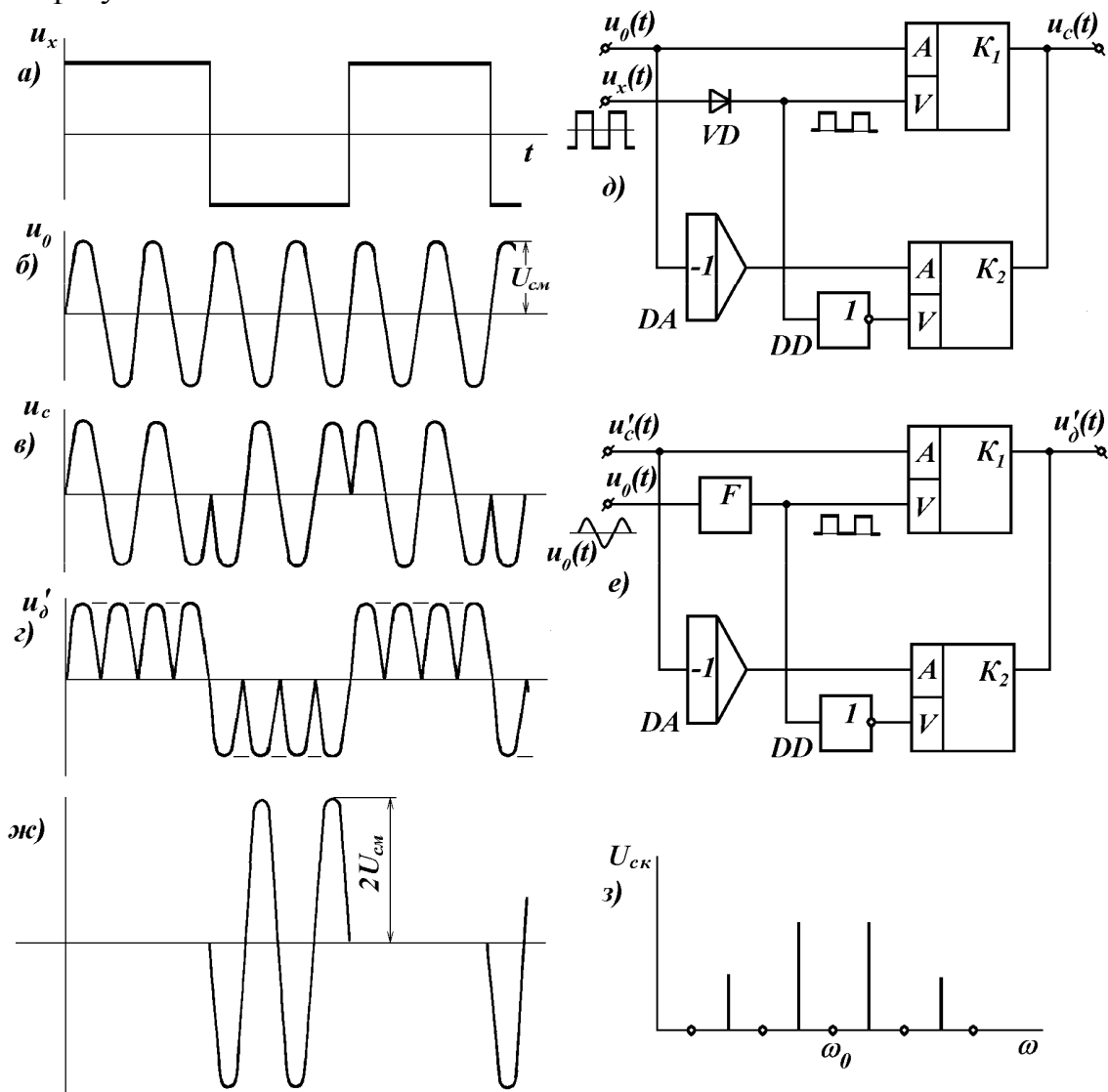


Рис. 1.18

Маніпульований по фазі сигнал на боці прийому демодулюється схемою за рис. 1.18,е, що відрізняється від попередньої тим, що в ній ключі керуються однонапівперіодним сигналом, сформованим з несучої  $u_0(t)$ . Ця схема здійснює двонапівперіодне синхронне детектування сигналу  $u'_c(t)$ , при якому ключі  $K_1$  і  $K_2$  по черзі відмикаються в позитивні і негативні напівперіоди несучої (рис. 1.18,г).

Оцінити вигляд спектра отриманого ФМ<sub>н</sub> коливання можна, використавши наступний прийом. Віднімемо з напруги  $u_c(t)$  напругу несучої  $u_0(t)$ , і в результаті одержимо сигнал рис. 1.18,ж, аналогічний АМ<sub>н</sub> сигналу за рис. 1.14,ж, але з подвоєною амплітудою.

Виходячи з цього і спектр його буде аналогічним, за рис. 1.14,з, з тими відмінностями, що в спектрі ФМ<sub>н</sub> коливання буде відсутня несуча з частотою  $\omega_0$ , (рис. 1.18,з).

### **1.6.5. Відносна фазова (фазорізницева) маніпуляція**

Дослідження показали, що ФМ дозволяє одержувати сигнали, що мають кращі властивості за стійкістю до перешкод у порівнянні з іншими модуляціями, але вона має особливість – у СПП потрібен окремий канал, по якому до приймачів повинний передаватися сигнал несучої  $u_0(t)$ . У багатоканальних системах (стаціонарні ретранслятори, супутниковий зв'язок) це цілком здійснено.

Однак у такому розповсюдженному вигляді СПП, як передача даних по мережах, що комутируються, типу провідних телефонних це неможливо через істотну обмеженість смуг частот ліній зв'язку.

З цієї причини був розроблений метод відновлення несучої на боці прийому із самого ФМ<sub>н</sub> сигналу в сполученні з перетворенням первинних потоків елементів двійкових повідомлень за спеціальними алгоритмами. У цілому цей метод модуляції (демодуляції) одержав назву відносна фазова чи фазорізницева модуляція – ВФМ чи ФРМ.

У найпростішому випадку однократної ВФМ (кількість стрибків фази  $m = 2$  і  $\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{m} = 180^\circ$ ) послідовність елементів повідомлення  $\dots\alpha_{i-1}, \alpha_i, \alpha_{i+1}, \dots$  перетвориться у відносну (різницеву) форму  $\dots\alpha_{B(i-1)}, \alpha_{Bi}, \alpha_{B(i+1)}, \dots$  відповідно до рівняння

$$\alpha_{Bi} = \alpha_{B(i-1)} \oplus \alpha_i, \quad (1.60)$$

де  $\alpha_i$  – поточне значення (0 чи 1) елемента повідомлення,  $\alpha_{Bi}$  і  $\alpha_{B(i-1)}$  – поточне і попереднє значення елементів у відносній формі.

Мета цього перетворення – виключення негативного прийому, що може виникати через особливості відновлення несучої. Перетворення (1.60) можливо



здійснити з використанням D-тригера в рахунковому режимі (рис. 1.19,а). Як відомо, цей тригер змінює стан виходу на протилежне за фронтом сигналу логічної “1” на вході.

Отриманий потік елементів повідомлення у відносній формі як імпульсна напруга  $u_x(t)$  подається на вхід фазового модулятора за рис. 1.18,д. Підкреслимо, що фаза сигналу  $u_c(t)$  стрибком змінюється на  $180^\circ$  щораз, коли поточний елемент повідомлення приймає значення 1. При ФМ<sub>н</sub> же фаза  $u_c(t)$  жорстко прив’язана до значень елементів 0 і 1 самого повідомлення.

На рис. 1.19,б приведена структурна схема приймача ВФМ сигналу при  $m = 2$ . Фазовий детектор ФД виконаний за схемою рис. 1.18,е. На його входи надходять сигнали з лінії зв’язку  $u'_c(t)$  і з виходу блока відновлення несучої БВН –  $u'_0(t)$ . У БВН  $u'_c(t)$  піддається двонапівперіодному спрямленню, і із змінної складової вихідної напруги випрямляча В резонансним фільтром виділяється гармоніка з частотою  $2\omega_0$ . Дільник частоти ДЧ формує з цього сигналу напругу з частотою  $\omega_0$ . Далі в тестовому режимі ця напруга встановлюється фазорушієм ФР у фазі або протифазі з несучою, яку подають у лінію зв’язку. У результаті на виході БВН одержуємо місцевий сигнал  $u'_0(t)$ . Однак при черговому вмиканні в роботу БВН з рівною ймовірністю видасть  $u'_0(t)$  у фазі, або в протифазі з  $u_0(t)$ . У результаті і виникає можливість негативного прийому повідомлень.

Вихідна напруга ФД вигляду (рис. 1.19,г) перетворюється формувачем F в однополярні прямокутні імпульси, що безпосередньо і через елемент затримки на 1 елемент сигналу ЕЗ надходять на входи логічного елемента “що виключає 1” (паралельний суматор за модулем 2). З їхньою допомогою прийнята двійкова послідовність з відносної форми перетворюється у вихідну згідно виразу

$$\alpha'_i = \alpha'_{B(i-1)} \oplus \alpha'_{Bi}. \quad (1.61)$$

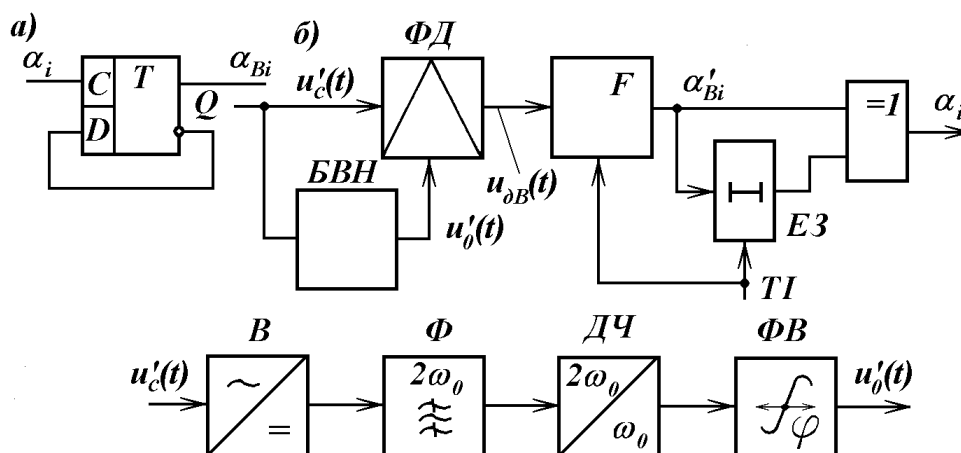


Рис. 1.19

Відзначимо, що дія формувача й елемента затримки звичайно пов'язана з подачею на нього тактових імпульсів зі схеми синхронізації прийомного комплексу СПІ.

Перетворення сигналу з вихідної двійкової форми у відносну і прийом сигналу в нормальному і негативному режимах ілюструються приведеними нижче послідовностями.

I Нормальний режим

Передача даних

$\alpha$  ...000 1011010...  
 $\alpha_B$  ...000 1101100...  
 $\alpha'_B$  ...000 1101100...  
 $\alpha'$  .....00 1011010...

II Негативний режим

$\alpha$  ...000 1011010...  
 $\alpha_B$  ...000 1101100...  
 $\alpha'_B$  ...111 0010011...  
 $\alpha'$  .....00 1011010...

У сучасних СПІ застосовуються багаторазові ВФМ<sub>н</sub>, а також комбіновані модуляції ВФМ<sub>н</sub>/АМ<sub>н</sub>, що збільшує інформаційне навантаження на елемент лінійного сигналу. Так, наприклад, при триразовій ВФМ<sub>н</sub> ( $m = 8$ ) величина стрибка фази складає  $\Delta\varphi = \frac{360}{m} = 45^\circ$ . Кожний із 8 сигналів зі своїм значенням

фази відображає одну з 8 3-х розрядних груп двійкових елементів (трибітів), на які розбивається потік елементів повідомлення у відносній формі.

Відповідність фази сигналу складу трибіта встановлюється так, щоб при помилковому визначенні фази прийнятого сигналу  $\varphi_x$  (унаслідок впливу перешкод) кількість перекручених елементів повідомлення було мінімальним. Найбільш ймовірні перекручування фази в межах  $\varphi_x \pm \Delta\varphi$ , тому сусідні по  $\varphi_x$  трибіти повинні відрізнятися в одному елементі (відповідність за кодом Грея), згідно табл. 1.2.

Таблиця 1.2

Склад трибіта	000	001	011	010	110	111	101	100
Фаза сигналу	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°

При більш високих кратностях і комбінованих маніпуляціях використовуються більш складні відповідності між складом групи двійкових розрядів і фазою сигналу, яка її відображає. Це мінімізує ступінь перекручень переданих повідомлень, зважаючи на те, що зі збільшенням кратності модуляції

відбувається розмноження помилок – це є зокрема наслідком послідовного підсумовування за модулем 2 прийнятих двійкових елементів.

На закінчення відзначимо, що описані вище процеси модуляції (демодуляції) реалізуються на основі спеціалізованих ВІС – сигнальних процесорів.

### 1.6.6. Широтнімпульсна модуляція

Розглянемо варіант такої модуляції, що часто зустрічається, а саме однобічну I роду, ОШІМ-1.

Закон перетворення повідомлення в сигнал, модульований за тривалістю має вигляд

$$\tau = \tau_0 + \Delta\tau \cdot x(t). \quad (1.62)$$

Помножимо праву і ліву частини цього рівняння на опорну напругу  $U_0$  і поділимо на постійну величину  $\tau_0$ :

$$U_0 \cdot \frac{\tau}{\tau_0} = U_0 + U_0 \cdot \frac{\Delta\tau}{\tau_0} \cdot x(t). \quad (1.63)$$

Відповідно до цього рівняння модулятор (рис. 1.20,а) складається з джерела напруги  $U_0 \cdot \frac{\tau}{\tau_0}$ , яка лінійно змінюється в часі, суматора С, вихідна

напруга якого – лінійна функція повідомлення,  $U_0 + U_0 \cdot \frac{\Delta\tau}{\tau_0} \cdot x(t)$  і компаратора

К. Період формування сигналу  $T_0$  задається генератором тактових імпульсів  $G$ , які встановлюють тригер  $T$  у стан “1” (рис. 1.20,б,в,г).

Унаслідок цього з’являється фронт сигналу  $u_c(t)$ , а на вхід інтегратора  $I$  від стабілізатора СН подається напруга  $U_0$ . На виході інтегратора пропорційно часу  $\tau$  починає наростати напруга  $u_i(\tau)$ . У момент досягнення нею рівня напруги на другому вході компаратора останній формує імпульс, що встановлює тригер і інтегратор у “ $\emptyset$ ”. Сигнал на виході  $Q$  тригера приймає значення “ $\emptyset$ ” і фіксується зріз імпульсу  $u_c(t)$  тривалістю  $\tau$ . Особливість ОШІМ-1 полягає в тім, що величина  $\tau$  – лінійна функція значення  $x(t)$  у момент визначення тривалості імпульсу  $u_c(t)$ . У спектрі цього сигналу містяться низькочастотна складова  $x(t)$  і у приймачі вона може бути виділена ФНЧ. У сучасних рішеннях засобів автоматики і зв’язку прийом ОШІМ сигналів практично здійснюється одним методом – рахунковоімпульсним (рис. 1.17,е). Тут на інтервалі  $\tau$  формується пачка імпульсів, що надходять від генератора стабільної частоти  $f_{СТ}$ .

Кількість імпульсів у пачці  $N_x = f_{СТ} \cdot \tau$  пропорційно тривалості сигналу  $\tau$ .

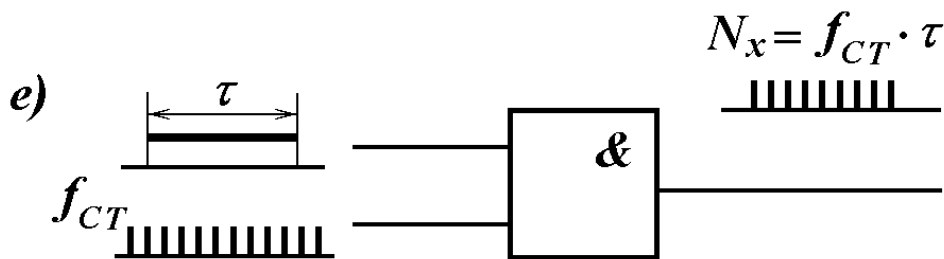
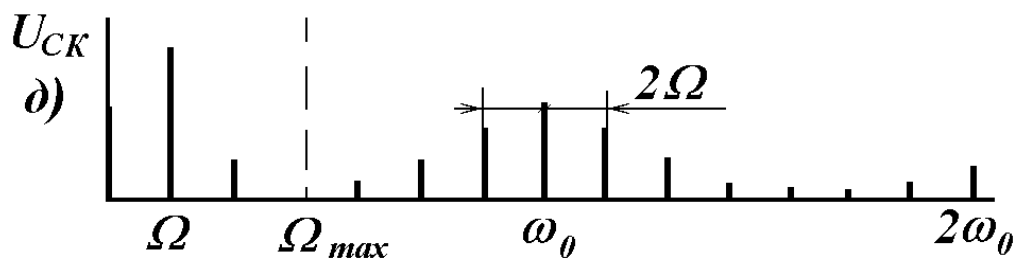
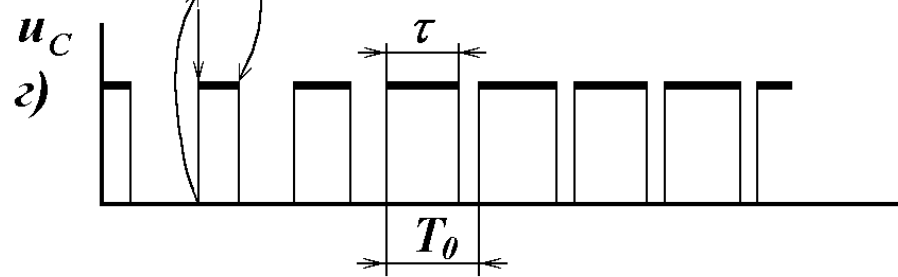
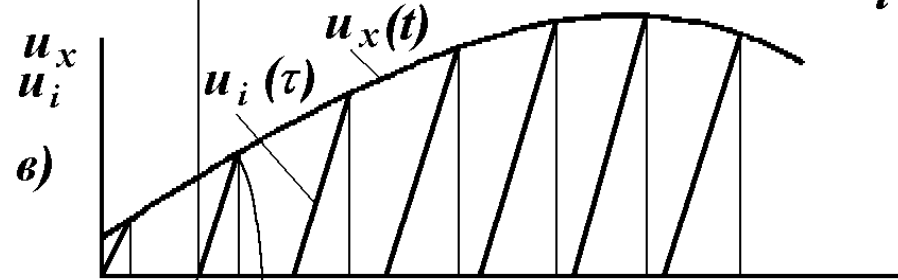
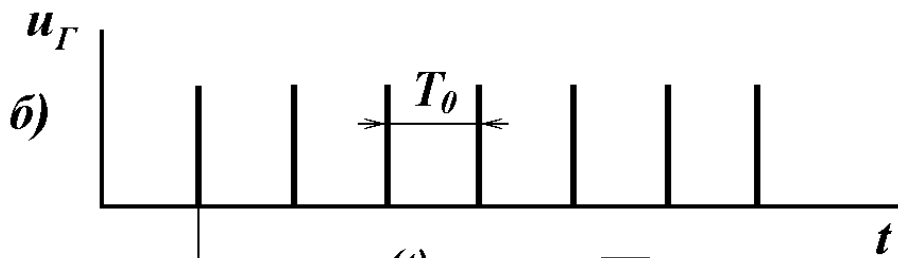
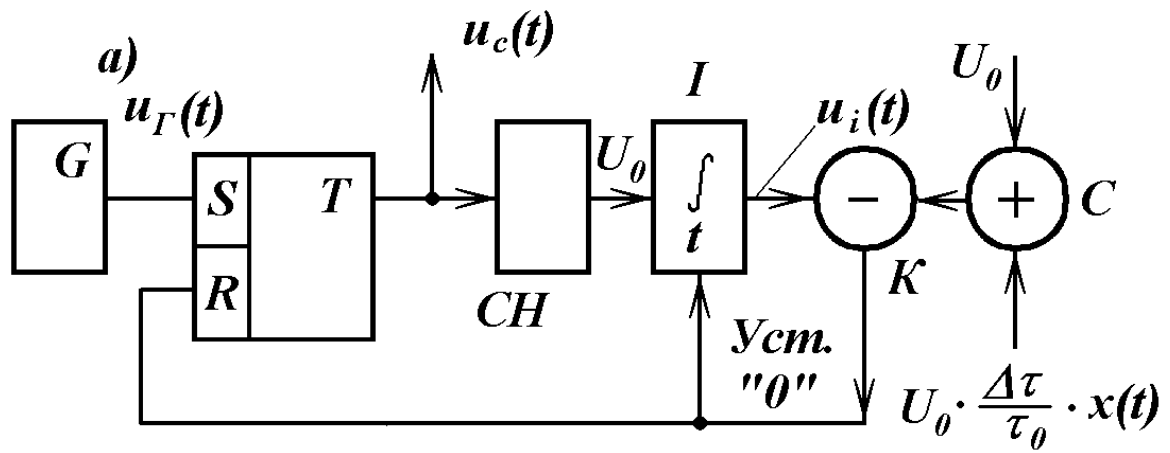


Рис. 1.20

### 1.6.7. Частотноімпульсна модуляція

Як і у випадку ЧМ, фаза сигналу визначається рівнянням (1.54), при цьому початкова фаза сигналу до уваги не приймається. Відмінність полягає в тому, що переносник – послідовність коротких (у порівнянні з періодом) імпульсів  $u_c(t)$ , а самі імпульси формуються в моменти часу, коли фаза  $\theta(t)$  стає рівною  $2\pi$

$$\theta(t) = \int_0^{T_x} [\omega_0 + \Delta\omega \cdot x(t)] dt = 2\pi, \quad (1.64)$$

де  $T_x$  – період проходження імпульсів  $u_c(t)$ .

Розділимо праву і ліву частини рівняння (1.64) на постійну величину  $\omega_0$  і помножимо на опорну напругу  $U_0$

$$\int_0^{T_x} \left[ U_0 + U_0 \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot x(t) \right] dt = U_0 \cdot \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (1.65)$$

Ця залежність задає функціональну схему частотноімпульсного модулятора (рис. 1.21,а). У суматорі С складаються опорна напруга  $U_0$  і напруга  $U_0 \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot x(t)$ , що змінюється за законом  $x(t)$ , а сума цих напруг подається на вхід інтегратора І. Вихідна напруга останнього,  $u_i(t)$ , порівнюється в компараторі К з порогом  $U_0 \cdot \frac{2\pi}{\omega_0}$ .

Коли в процесі зростання  $u_i(t)$  воно досягає цього порога, компаратор формує імпульс  $u_c(t)$  і встановлює інтегратор у  $\emptyset$  (рис. 1.21,в,г). З цього моменту починається черговий період ЧІМ сигналу  $T_x$ .

Спектр отриманого сигналу подібний спектру сигналу ОШІМ-1 і містить низькочастотні складові, обумовленою функцією  $x(t)$ , тому на боці прийому вона може бути відновлена ФНЧ.

У цифрових ЧІМ приймачах використовується той же метод, що і для ЧМ (рис. 1.17,г). Крім того, при сигналах  $x(t)$ , які повільно змінюються можливо пряме визначення середнього значення частоти  $u_c(t)$  рахунком кількості імпульсів сигналу на стабільному інтервалі часу  $T_c$ ; так, якщо  $T_c = 1c$ , то середня частота сигналу  $f = |N_x|$  Гц.

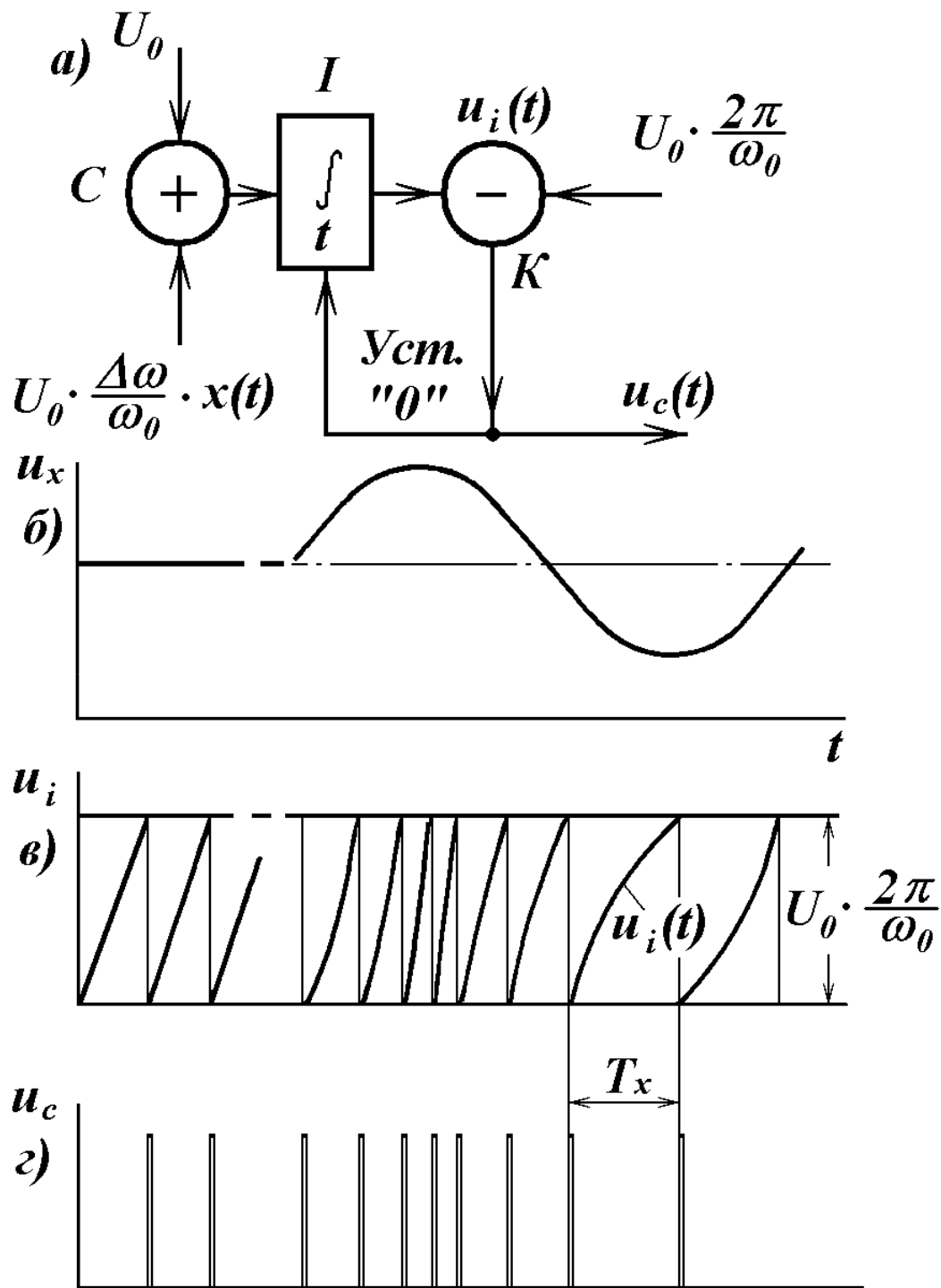


Рис. 1.21

## Контрольні питання

1. Дайте визначення повідомлень у телемеханічних комплексах (ТК), перелічіть засоби їхнього введення і виводу.
2. Назвіть види повідомлень у ТК, поясніть, що вони відображають й у якій формі.
3. Яким вимогам повинна задовольняти передача повідомлень у ТК?
4. Поясніть, якими методами забезпечується поділ каналів зв'язку, і необхідна вірогідність передачі повідомлень у СП.
5. У чому відмінність передачі повідомлень у дистанційному і телемеханічному варіантах?
6. За якою ознакою дискретні сигнали відрізняються від аналогових?
7. Яке завдання вирішує квантування сигналів за часом?
8. Які особливості складових ряду Котельникова визначають точну відповідність значень вихідної і квантованої функцій у точках відліку?
9. Перелічіть методи відновлення сигналу, квантованого за часом і назвіть джерела похибок, що їм властиві.
10. Які основні відмінності асинхронного і синхронного квантування за рівнем зі зсувом на 0,5 кванта?
11. У чому полягають особливості диференціального квантування і дельтамодуляції?
12. Приведіть діаграми порозрядного зрівноважування для випадків, коли двійковий код переутвореної величини містить у молодшому розряді відповідно  $\emptyset$  і 1.
13. Які принципові відмінності періодичних і неперіодичних сигналів?
14. За яких умов періодична функція може бути відображена рядом Фур'є?
15. Якими властивостями повинна володіти неперіодична функція, щоб вона могла бути задана інтегралом Фур'є?
16. У чому полягає спільність спектрів амплітуд періодичних і неперіодичних сигналів?
17. Назвіть причини, за якими обмежуються смуги частот у каналах зв'язку.
18. Перелічіть усереднені характеристики випадкового процесу і поясніть зміст кожної з них.
19. Які випадкові процеси називаються ергодичними?
20. Що таке "білий шум" і якими властивостями він володіє?
21. Поясніть якісний зв'язок форм енергетичних спектрів і кореляційних функцій випадкових процесів.
22. Як змінюється час кореляції випадкового процесу в залежності від смуги частот пропускання ланцюга передачі сигналу?
23. Які сигнали називаються псевдовипадковими і які характеристики їх близькі до характеристик детермінованих і випадкових сигналів?
24. Доповніть діаграму псевдовипадкового сигналу за рис. 1.8,а на інтервалі часу, коли елемент повідомлення приймає значення " $\emptyset$ ".

25. Побудуйте псевдовипадкові послідовності для багаточленів  $P(x) = x^4 + x + 1$  та  $P(x) = x^4 + x^3 + 1$ .
26. Які завдання вирішують модуляції сигналів?
27. Яка математична операція лежить в основі модуляцій?
28. Укажіть межі зміни глибини амплітудної модуляції.
29. Назвіть складові спектра АМ і можливості зменшення необхідної смуги частот каналу зв'язку.
30. З яких причин відбувається скривлення форми сигналу повідомлення після амплітудного детектування?
31. Поясніть склад спектра ЧМ сигналу й обґрунтуйте його обмеження при передачі по каналах зв'язку.
32. Визначте необхідні смуги частот при вузькосмуговій ( $\beta < 1$ ) і широсмуговій ( $\beta \gg 1$ ) ЧМ.
33. За допомогою яких перетворень сигналів здійснюється частотне детектування?
34. Поясніть склад спектра ФМ сигналу й обґрунтуйте його обмеження при передачі по каналах зв'язку.
35. Приведіть діаграму ФМн сигналу при кількості стрибків фази  $m = 4$ .
36. Побудуйте діаграму сигналу на виході фазового детектора при  $m = 2$ , якщо сигнал  $u'_c(t)$  зрушити відносно  $u_0(t)$  на  $\pm 90^\circ$ .
37. Яка основна якісна відмінність спектра ФМн сигналу при шпаруватості  $q > 2$  в порівнянні зі спектром по рис. 1.18,з?
38. Назвіть достоїнства і недоліки ВФМн у порівнянні з ФМн.
39. З яких причин при ВФМн виникає негативний прийом і яким чином усуваються його наслідки?
40. Складіть таблицю кодів сигналів ВФМн, аналогічну табл. 1.1, якщо  $m = 4$ .
41. У чому відмінність імпульсних модуляцій від гармонійних?
42. У якому випадку на виході інтегратора частотно-імпульсного модулятора напруга буде змінюватися за тими ж законами, що на виході інтегратора в схемі ОШІМ-1?
43. Який принцип покладений в основу цифрових приймачів ОШІМ-1 і ЧІМ сигналів?



## 2. ПЕРешКОДОСТІЙКІСТЬ СИГНАЛІВ СПІ

Наведені відомості про перешкоди у лініях зв'язку і методи підвищення перешкодостійкості передачі сигналів.

Мета – формування умінь розрахунків перешкодостійкості передачі сигналів.

### 2.1. Загальні поняття і визначення

Перешкодостійкість СПІ – це її здатність забезпечувати задану достовірність передачі повідомлень в умовах дії перешкод.

Сама загальна характеристика вірогідності – імовірність правильного прийому

$$P_{np} = \frac{N_{np}}{N},$$
$$N \rightarrow \infty, \quad (2.1)$$

де  $N_{np}$  – кількість правильно прийнятих з  $N$  переданих повідомлень.

У сучасних СПІ, у яких повідомлення кодується, їхня вірогідність забезпечується в два етапи:

- а) перешкодостійкістю прийому елементарних сигналів (елементів коду);
- б) перешкодостійким кодуванням, а також застосуванням зворотних каналів зв'язку між напівкомплектами СПІ для контролю правильності передачі повідомлень.

Далі розглядаються методи забезпечення достовірності прийому елементарних сигналів в умовах дії лише зовнішніх стосовно апаратури СПІ перешкод, тому що внутрішні перешкоди при сучасних технологіях виробництва електронних компонентів і апаратури зв'язку в цілому – несуттєві.

### 2.2. Основні властивості і характеристики перешкод

Перешкоди, що проникають у СПІ через лінії зв'язку, класифікуються за ознаками, що подані нижче.

1. Джерелам виникнення – природно-фізичні, індустриальні і перехресні.
2. За характером впливу на сигнал – адитивні і мультиплікативні.
3. За основними властивостями і вигляду їхнього математичного опису – флуктуаційні й імпульсні.
4. За характером прикладення до входу прийомного пристрою – подовжні, поперечні і загального вигляду.

Природно-фізичні перешкоди виникають унаслідок блискавкових розрядів, збурювань іоносфери і магнітосфери Землі під впливом сонячного вітру, метеоритних потоків і космічних випромінювань. Перші з них впливають на провідні, а інші – на радіоканали.

Індустриальні перешкоди – наслідок електрозварювання, перемикань потужнострумів ланцюгів, стрибків струмів при пусках потужних

електроприводів, коронування (тихий розряд) високовольтних ліній електропередачі.

Перехресні перешкоди виникають через взаємодію електромагнітних полів струмів каналів зв'язку в багатоканальних СПП.

Адитивна перешкода алгебраїчно підсумується за миттєвими значеннями із сигналом, у результаті чого він спотворюється:

$$x'_c(t) = x_c(t) + x_n(t). \quad (2.2)$$

Мультиплікативна перешкода модулює сигнал

$$x'_c(t) = x_c(t) \cdot \psi(t). \quad (2.3)$$

Тут  $\psi(t)$  – функція впливу перешкоди.

Приклад прояву мультиплікативної перешкоди – зміни умов багатопроменевого поширення коротких хвиль при відбитті їх від іонізованих шарів атмосфери Землі, і як наслідок – епізодичні завмирання прийнятого сигналу, або фединг.

Подовжня перешкода характерна для провідних ліній зв'язку і діє послідовно з джерелом сигналу.

Поперечна перешкода прикладається до виходу двопровідної ЛЗ щодо спільної точки (землі) приймача й іменується також синфазною.

Найбільш загальна характеристика перешкоди – її рівень, який визначається як

$$\epsilon = \ln \frac{U_n}{U_o} = \ln \frac{I_n}{I_o} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_n}{P_o}, \text{ Неп.} \quad (2.4)$$

Тут  $U_n$ ,  $I_n$ ,  $P_n$  – діючі значення напруги, токи і потужність перешкоди;  $P_o$  – опорна потужність 1мВт, виділювана на опорі 600 Ом, що дає  $U_o = 0,775$  В і  $I_o = 1,29$  мА.

Іноді рівень перешкоди виражають у децибелах (дБ):

$$\epsilon = 20 \lg \frac{U_n}{U_o} = 20 \lg \frac{I_n}{I_o} = 10 \lg \frac{P_n}{P_o}, \text{ дБ,} \quad 1 \text{ дБ} = 0,113 \text{ Неп.} \quad (2.5)$$

Рівні перешкод виміряються у визначеній смузі частот. Часто ця величина встановлюється в смузі 5000 Гц. Перерахування її на смугу  $\Delta F$  виконується за виразом

$$\epsilon = \epsilon_{5000} - \frac{1}{2} \cdot \ln \frac{5000}{\Delta F}. \quad (2.6)$$

У телефонних мережах електромеханічних АТС рівень перешкод  $\epsilon = (-7 \dots -8)$  Неп, для електронних АТС ця величина зменшується в 3-5 разів.

У високовольтних мережах 35 і 110 кВ, за якими організуються канали телемеханіки, рівень перешкод має значення порядку 4,5 Неп, а в мережах 220 і 400 кВ близько 2,5 Неп.

Для низьковольтних мереж у моменти пуску потужних електродвигунів рівень перешкод зростає в 20...50 разів у порівнянні з приведеними вище величинами.

### 2.3. Флуктуаційна перешкода

Процес її формування являє собою накладення один на одного безлічі загасаючих коливань з випадковими значеннями їхніх параметрів. Теоретично спектр перешкоди відповідає “білому шуму”, тобто необмежений за частотою при  $G_0 = const$ . Розподіл відліків амплітуд флуктуаційної перешкоди підпорядковується нормальному закону

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2}, \quad (2.7)$$

де  $W(x)$  – функція щільності імовірності випадкової величини  $x$ ;  $\sigma$  і  $c$  – її середньоквадратичне (діюче) значення і постійна складова.

Для цього процесу справедливо правило  $3\sigma$  – поява перешкоди з амплітудою більш  $|\pm 3\sigma|$  малоймовірна. Установлено, що діюче значення  $\sigma$  і дисперсія  $D$  (потужність) пропорційні відповідно  $\sqrt{\Delta F}$  і  $\Delta F$ .

У приймальних пристроях СПІ завжди відбувається обмеження смуги частот сигналу і, природно, перешкоди. При цьому час її кореляції збільшується. Крім  $W(x)$ , флуктуаційна перешкода характеризується також функцією щільності імовірності тривалості викидів обгинаючої перешкоди над рівнем порога приймача  $x_0$ .

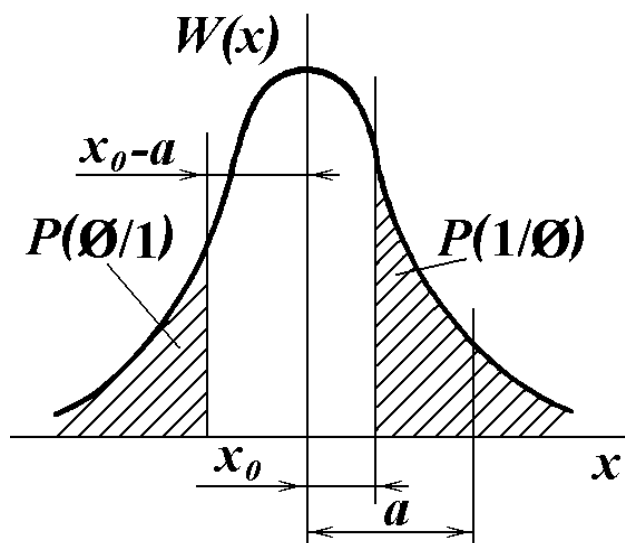


Рис. 2.1

Імовірність появи незміщеної перешкоди з амплітудою, що перевищує поріг (рис. 2.1).

$$p(x > x_0) = \int_{x_0}^{\infty} W(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot \int_{x_0}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{z_0}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = \Phi(z_0), \quad (2.8)$$

де  $z = \frac{x}{\sigma}$ ,  $z_0 = \frac{x_0}{\sigma}$ , а  $\Phi(z_0)$  – значення ймовірнісного інтеграла по нижній межі  $z_0$  (приведені в додатку 3).

Середня тривалість викидів перешкоди над рівнем порога (рис. 2.2)

$$\tau_{cp} = \frac{p(x > x_0)}{\lambda\left(\frac{x_0}{\sigma}\right)}. \quad (2.9)$$

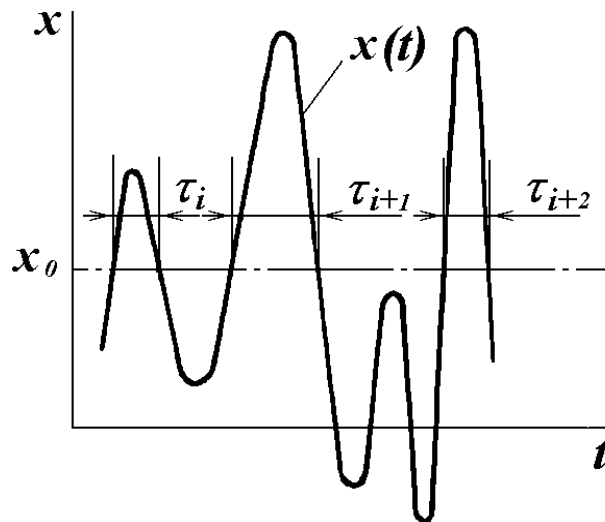


Рис. 2.2

Тут  $\lambda\left(\frac{x_0}{\sigma}\right)$  – середня кількість викидів перешкоди в одиницю часу.

При обмеженні смуги частот величиною  $2\Delta F$  ідеальним смуговим фільтром для огинаючої перешкоди на його виході

$$\lambda\left(\frac{x_0}{\sigma}\right) = 0,7\Delta F\left(\frac{x_0}{\sigma}\right) \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x_0}{\sigma}\right)^2}, \quad \tau_{cp} = \frac{1,4}{\Delta F \cdot \left(\frac{x_0}{\sigma}\right)}. \quad (2.10)$$

При  $\lambda\left(\frac{x_0}{\sigma}\right) \gg 1$  використовують розподіл Релея

$$W(\tau) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\tau}{\tau_{cp}} \cdot e^{-\frac{\pi}{4} \left( \frac{\tau}{\tau_{cp}} \right)^2}. \quad (2.11)$$

## 2.4. Імпульсна перешкода

У цієї перешкоди до моменту чергового її сплеску перехідні процеси попереднього вже закінчилися. Найпростіші форми цієї перешкоди аперіодична (рис. 2.3,а)

$$x(t) = \begin{cases} 0 & \text{нпу } t \leq 0 \\ x \cdot e^{-\alpha t} & \text{нпу } t > 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

і напівперіодична (рис. 2.3,б)

$$x(t) = \begin{cases} 0 & \text{нпу } t \leq 0 \\ x \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin \omega t & \text{нпу } t > 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

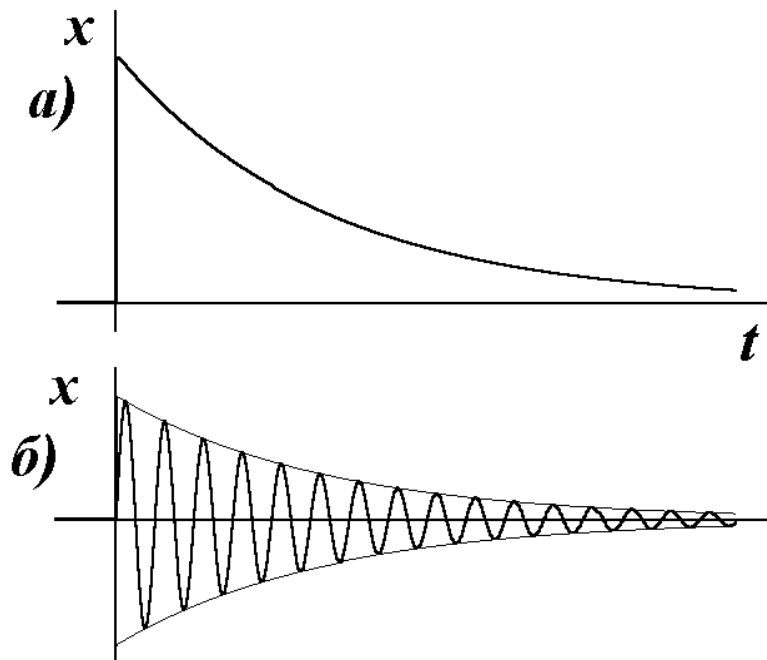


Рис. 2.3

В імпульсній перешкоди діюче значення  $\sigma$  і дисперсія  $D$  пропорційні смузі частот  $\Delta F$ ; амплітуди цієї перешкоди можуть на порядки перевищувати діюче значення і правило  $3\sigma$  для неї не виконується.

Якщо імпульси перешкод виникають незалежно один від одного і відомо середнє їхнє число за одиницю часу, чи інтенсивність  $\lambda$ ,  $c^{-1}$ , то ймовірність появи “ $k$ ” імпульсів перешкоди на інтервалі часу  $\tau$  визначається за формулою Пуассона

$$p(k) = \frac{(\lambda\tau)^k}{k!} \cdot e^{-\lambda\tau}. \quad (2.14)$$

Імовірність того, що буде мати місце поява хоча б одного імпульсу

$$p[1] = 1 - p[\emptyset] = 1 - e^{-\lambda\tau} \quad (2.15)$$

При проходженні імпульсної перешкоди через вузькосмугові ланцюги відбувається її трансформація до вигляду флуктуаційної через обмін енергією між реактивними елементами цих ланцюгів, і тривалість викидів трансформованої перешкоди над рівнем порога приймача істотно збільшується. Для того, щоб цього уникнути, на входах вузькосмугових ланцюгів приймачів установлюють амплітудні обмежувачі. Характеристики перешкоди на виході вузькосмугового ланцюга можна визначити за виразами 2.10, 2.11.

## 2.5. Прийом сигналу в каналі з перешкодою методом одноразового відліку

Припустимо, що джерело формує двійкові елементарні сигнали з рівнями “ $a$ ” і “ $\emptyset$ ”, а приймач діє в такий спосіб: якщо на його вході миттєве значення сигналу перевищує рівень порога  $x_0$ , вважається прийнятим сигнал “1”, нижче його – “ $\emptyset$ ”. Крім того, будемо вважати, що перешкода флуктуаційна незміщена й адитивна.

Тоді ймовірність помилкового прийому “1”, коли передавався “ $\emptyset$ ”, або умовна ймовірність  $p(1/\emptyset)$  визначається згідно (2.8), а ймовірність заглушення сигналу “1” (рис. 2.1)

$$p(\emptyset/1) = p\{a - x_n(t) < x_0\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot \int_{-\infty}^{x_0 - a} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} dx. \quad (2.17)$$

З урахуванням симетричності функції щільності ймовірності щодо осі ординат одержимо

$$p(\emptyset/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{\frac{a-x_0}{\sigma}}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}z^2} dz. \quad (2.18)$$

Для розповсюдженого випадку симетричного каналу, у якого  $p(1/\emptyset) = p(\emptyset/1)$ , має місце рівність нижніх меж інтегралів 2.8 і 2.18.

$$\frac{x_0}{\sigma} = \frac{a - x_0}{\sigma}, \quad x_0 = \frac{a}{2}. \quad (2.19)$$

Імовірність помилкового прийому двійкового сигналу, якщо помилки взаємозалежні  $p = p(1/\emptyset) \cdot p(\emptyset) + p(\emptyset/1) \cdot p(1)$ , при однакових ймовірностях  $p(1/\emptyset)$  і  $p(\emptyset/1)$ ,

$$p = [p(\emptyset) + p(1)] \cdot p(1/\emptyset) = p(1/\emptyset), \quad (2.20)$$

тому що сума безумовних імовірностей  $p(\emptyset) + p(1) = 1$ .

Отже, імовірність помилкового прийому сигналу убуває зі збільшенням нижньої межі імовірнісного інтеграла,  $a/\sigma$ , це справедливо і для інших розподілів щільності імовірності перешкоди.

## 2.6. Потенційна перешкодостійкість

Завдання досягнення найвищої чи потенційної перешкодостійкості прийому сигналів у каналі з перешкодами вирішив у 1934 році В.А.Котельников.

Відповідно до його теорії найвища перешкодостійкість досягається тоді, коли прийняті сигнали і зразки сигналів, що зберігаються в приймачі, порівнюються за їхніми енергіями і вважається прийнятим той сигнал, для якого різниця згаданих енергій найменша. Для зразка  $a_i(t)$  ця різниця

$$W - W_i = K_w \cdot \int_0^{\tau} [x_c'(t) - a_i(t)]^2 dt, \quad (2.21)$$

де  $K_w$  – коефіцієнт пропорційності, а  $\tau$  – тривалість сигналу.

Котельников увів поняття параметра потенційної перешкодостійкості, що для двійкового сигналу визначається як

$$\alpha_o = \frac{1}{\sigma_o} \cdot \sqrt{\int_0^{\tau} [a_1(t) - a_o(t)]^2 dt}. \quad (2.22)$$

Тут  $\sigma_o = \frac{\sigma}{\sqrt{\Delta F}}$  – питома діюче значення перешкоди.

Якщо лінійний двійковий сигнал – однополярні прямокутні відеоімпульси  $a_1(t) = U_{cm}$ ,  $a_{\emptyset}(t) = \emptyset$  і тривалістю  $\tau$ , то

$$\alpha_o^2 = \frac{U_{cm}^2 \tau}{\sigma_o^2}. \quad (2.23)$$

При двополярному сигналі  $a_1(t) = U_{cm}$ ,  $a_{\emptyset}(t) = -U_{cm}$  з тривалістю імпульсів  $\tau$

$$\alpha_o^2 = \frac{4U_{cm}^2 \tau}{\sigma_o^2}. \quad (2.24)$$

Якщо маніпуляції гармонійні, то  $a_1(t) = U_{cm1} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1)$ ,  $a_{\emptyset}(t) = U_{cm2} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2)$ .

Для амплітудної маніпуляції АМн із глибиною  $m = 1$ ,  $U_{cm1} = U_{cm}$ ,  $U_{cm2} = \emptyset$

$$\alpha_o^2 = \frac{U_{cm}^2 \tau}{2\sigma_o^2}. \quad (2.25)$$

При частотній маніпуляції ЧМн  $U_{cm1} = U_{cm2} = U_{cm}$ ,  $\omega_1 \neq \omega_2$ , і початковими значеннями фаз можна зневажити,  $\phi_1 = \phi_2 = 0$ . Тоді

$$\alpha_o^2 = \frac{U_{cm}^2 \tau}{\sigma_o^2}. \quad (2.26)$$

Коли маємо випадок фазової маніпуляції за двома значеннями, то  $U_{cm1} = U_{cm2} = U_{cm}$ ,  $\omega_1 = \omega_2$ ,  $\phi_1 - \phi_2 = \pi$ .

$$\alpha_o^2 = \frac{2U_{cm}^2 \tau}{\sigma_o^2}. \quad (2.27)$$

Визначення ймовірності помилкового прийому сигналів за Котельниковим виконується відповідно до залежності (2.8) при значенні нижньої межі ймовірнісного інтеграла  $\frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_o$ . На рис. 2.4 приведені графіки ймовірностей помилкового прийому при різних видах модуляцій.

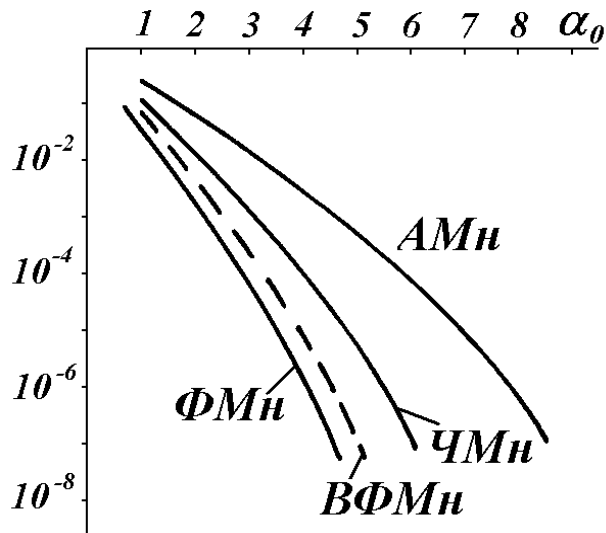


Рис. 2.4

Значення ймовірнісного інтегралу за нижньою межею наведені в додатку 3.

Менша перешкодостійкість ВФМн у порівнянні з ФМн пояснюється розмноженням помилок через послідовне підсумовування прийнятих двійкових елементів повідомлення за модулем 2.

Принцип потенційної перешкодостійкості реалізується низкою практичних методів, що прийнято називати оптимальними, близькими за перешкодостійкістю до потенційного приймача Котельникова.



## 2.7. Оптимальні методи прийому сигналів у каналах із перешкодами

### 2.7.1. Метод інтегрування

Прийнятий сигнал  $x_c'(t) = a + x_n(t)$  інтегрується на інтервалі часу  $\tau$

$$y(t) = \int_0^{\tau} [a + x_n(t)]^2 dt = a \cdot \tau + \int_0^{\tau} x_n(t) dt. \quad (2.28)$$

Відношення енергій складових сигналу і перешкоди на виході інтегратора

$$\left( \frac{W_c}{W_n} \right)_I = \frac{(a\tau)^2}{D \left[ \int_0^{\tau} x_n(t) dt \right]}. \quad (2.29)$$

Безупинний процес  $x_n(t)$ , обмежений за частотою значенням  $F_g$ , може бути поданий послідовністю відліків його рівня, взятих з інтервалом часу кореляції,

$$\int_0^{\tau} x_n(t) dt = \sum_{i=1}^n x_n(t_i) \cdot \tau_0. \quad (2.30)$$

Значення сусідніх відліків при цій умові випадкові і взаємно незалежні і дисперсія суми відліків дорівнює сумі їхніх дисперсій

$$D \left[ \sum_{i=1}^n x_n(t_i) \cdot \tau_0 \right] = \tau_0^2 \sum_{i=1}^n D[x_n(t_i)], \quad (2.31)$$

а тому що це відліки того самого процесу, то

$$D \left[ \sum_{i=1}^n x_n(t_i) \cdot \tau_0 \right] = \tau_0^2 n D[x_n(t)], \quad (2.32)$$

зважаючи на те, що  $n = \frac{\tau}{\tau_0}$ , рівняння 2.28 приводиться до вигляду

$$\left( \frac{W_c}{W_n} \right)_I = \frac{\tau}{\tau_0} \left( \frac{a^2}{D[x_n(t)]} \right). \quad (2.33)$$

Співмножник у дужках – це відношення енергій сигналу і перешкоди на вході інтегратора.

Таким чином, при тому самому відношенні  $a/\sigma$  інтегрування збільшує нижню межу ймовірнісного інтеграла (2.8) у  $\sqrt{\tau/\tau_0}$  раз із відповідним зменшенням

імовірності помилкового прийому сигналу в порівнянні з методом однократного відліку. Розглянутий метод застосовують для сигналів типу відеоімпульсів.

### 2.7.2. Метод накопичення (багаторазових відліків)

У цьому варіанті прийому на інтервалі існування елементарного сигналу  $\tau$  аналогоцифровим перетворювачем виробляється  $n = \tau / \tau_0$  відліків його рівня й обчислюється сума їхніх ваг

$$Y = \sum_{i=1}^n (a + x_n(t_i)) = na + \sum_{i=1}^n x_n(t_i). \quad (2.34)$$

На підставі 2.31, 2.32  $D\left[\sum_{i=1}^n x_n(t_i)\right] = \sum_{i=1}^n D[x_n(t_i)] = nD[x_n(t)]$ , а відношення енергій сигналу і перешкоди на виході суматора

$$\left(\frac{W_c}{W_n}\right)_H = \frac{(na)^2}{nD[x_n(t)]} = n \frac{a^2}{D[x_n(t)]}. \quad (2.35)$$

Це приводить до висновку, що методи інтегрування і багаторазових відліків рівноцінні.

Метод багаторазових відліків застосовується при цифровій обробці сигналів.

### 2.7.3. Частотна фільтрація

Цей метод ефективний при розосередженій перешкоді і сигналі, спектр якого зосереджений у смузі частот  $\Delta F$  (рис. 2.5). Сигнал виділяється фільтром зі смугою пропускання  $\Delta F_\phi$ .

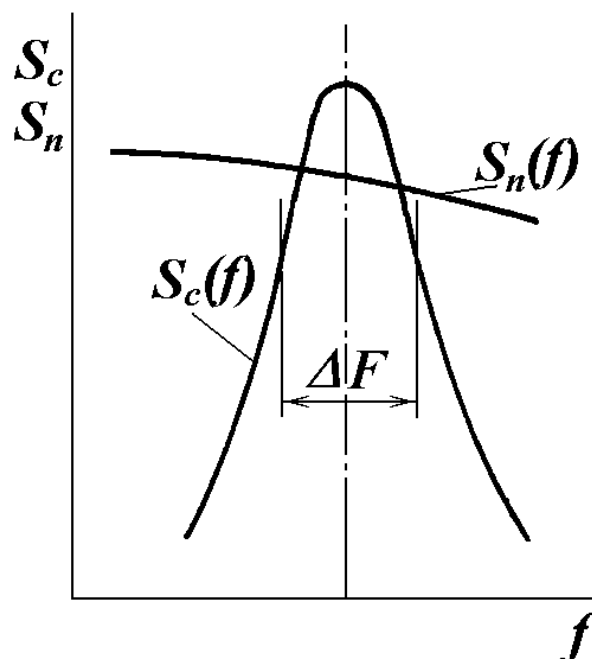


Рис. 2.5

Відношення потужностей сигнал/перешкода на виході фільтра

$$\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_\Phi = \frac{P_{c\text{вх}}}{P_{no}\Delta F_\Phi}, \quad (2.36)$$

де  $P_{no}$  – середня потужність перешкоди в смузі частот 1 Гц.

Практична ширина спектра імпульсу  $\Delta F$  зв'язана з його тривалістю  $\tau$  співвідношенням

$$\Delta F = \frac{\mu}{\tau}, \quad (2.37)$$

де  $\mu$  – постійна, залежна від форми сигналу. Для досягнення максимального ефекту пригнічення перешкоди тривалість сигналу повинна бути такою, щоб виконувалася умова  $\Delta F \leq \Delta F_\Phi$ . Тоді 2.36 приводиться до залежності

$$\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_\Phi = \frac{P_{c\text{вх}}}{P_{no}\mu}\tau, \quad (2.38)$$

таким чином відношення потужностей сигнал/перешкода росте зі збільшенням тривалості сигналу  $\tau$ .

#### 2.7.4. Метод кореляції

Прийом сигналів методом кореляції застосовується при використанні гармонійних і псевдовипадкових сигналів. Схема корелятора проведена на рис. 2.6,а. Перемножувач і інтегратор реалізують операцію кореляції сигналу  $x_c'(t)$ .

Кореляційна функція сигналу й адитивної перешкоди типу білого шуму

$$\begin{aligned} K_y(\tau) &= \frac{1}{T_i} \int_{-\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} [x_c(t) + x_n(t)][x_c(t-\tau) + x_n(t-\tau)] dt = \\ &= \frac{1}{T_i} \int_{-\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} x_c(t) \cdot x_c(t-\tau) dt + \frac{1}{T_i} \int_{-\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} x_c(t) \cdot x_n(t-\tau) dt + \frac{1}{T_i} \int_{-\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} x_n(t) \cdot x_c(t-\tau) dt + \\ &+ \frac{1}{T_i} \int_{-\frac{T_i}{2}}^{\frac{T_i}{2}} x_n(t) \cdot x_n(t-\tau) dt = K_{cc}(\tau) + K_{cn}(\tau) + K_{nc}(\tau) + K_{nn}(\tau). \end{aligned} \quad (2.39)$$

Тому що сигнал і перешкода статистично взаємозалежні, кореляційні функції сигналу і перешкоди

$$K_{cn} = K_{nc} = 0 \quad (2.40)$$

Кореляційна функція періодичного сигналу  $K_{cc}(\tau)$  також періодична,  $K_{nn}(t)$  зі збільшенням  $\tau$  зменшується (рис. 2.6,б) і при  $\tau \geq \tau_0$  може вважатися такою, що дорівнює нулю. Час інтегрування береться за звичай на порядок більше  $\tau_0$ :

$$T_i \geq 10\tau_0. \quad (2.41)$$

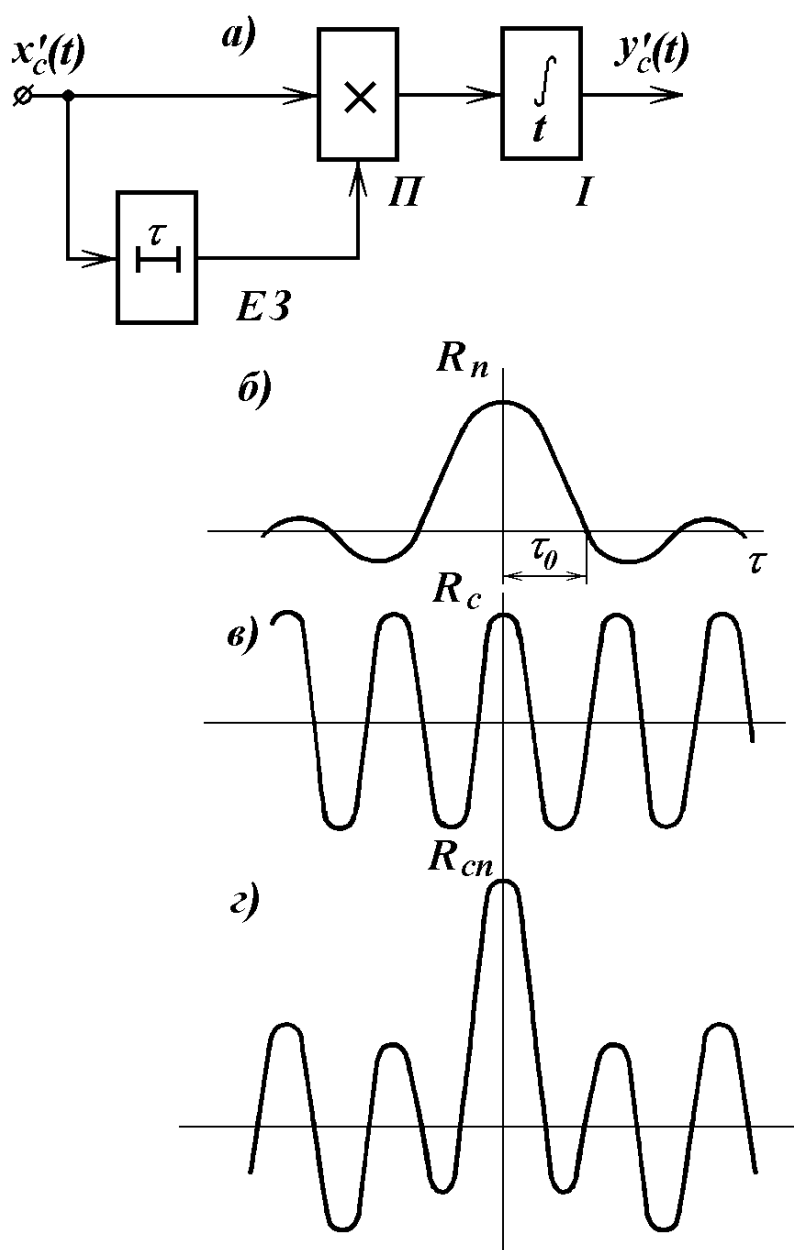


Рис. 2.6

Відзначимо, що в СПІ спеціального призначення (наприклад у відповідачах упізнання “свій-чужий”) використовується так звана погоджена фільтрація, при якій перехідна функція фільтра задається дзеркальним відображенням сигналу  $a(t)$ .

## 2.8. Способи заглушення перешкод у каналах зв'язку

Ці способи ґрунтуються на особливостях структури зв'язків джерел перешкод і сигналів у провідних лініях. Вони визначають у підсумку характер дії перешкод на вході приймача.

Взагалі зменшення енергії перешкоди на вході приймача досягається гальванічною (електричною) розв'язкою передавального пристрою  $П_\delta$ , лінії зв'язку ЛЗ і приймача  $Пр$  (рис. 2.7).

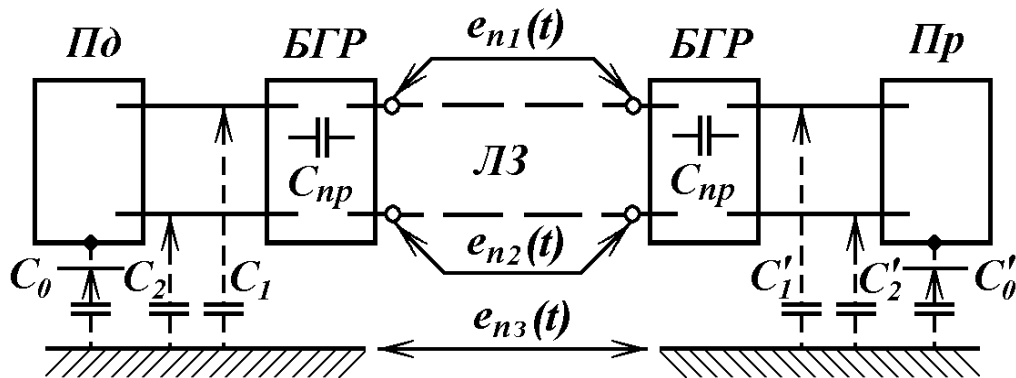


Рис. 2.7

Перешкоди виникають у проводах лінії зв'язку – це електрорушійні сили (ЕРС)  $e_{n1}(t)$  і  $e_{n2}(t)$  і в землі  $e_{n3}(t)$ , між точками заземлення корпусів апаратури передавача  $П_\delta$  і приймача  $Пр$ .

Перешкоди взаємодіють через ємності ланцюгів  $П_\delta$   $C_0$  (загальної точки його схеми),  $C_1$  і  $C_2$  щодо корпусу апаратури, аналогічні ємності приймача  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  і прохідні ємності блоків гальванічної розв'язки БГР.

Якщо в лінії зв'язку виникає контурний струм перешкоди, то вона називається подовжньою. Коли ж перешкода виражається в появі однакових ЕРС на входах  $Пр$  щодо загальної точки, то вона іменується поперечною чи синфазною. При перешкоді загального вигляду синфазність її складових на входах  $Пр$  порушується, і в ній можна виділити як подовжню, так і поперечну компоненти.

Зниження їхніх рівнів має місце, коли  $e_{n1}(t) \approx e_{n2}(t)$ , що досягається шляхом використання спеціальної конструкції ЛЗ (скрутка її проводів і екранування, як це подано у параграфах 4.2, 4.3), симетрією вихідних ланцюгів  $П_\delta$  і вхідних  $Пр$  щодо корпусів ( $C_1 = C_2$ ,  $C'_1 = C'_2$ ), мінімізацією ємностей  $C_0$ ,  $C'_0$  і прохідних ємностей  $C_{np}$  БГР.

У найпростішому випадку передачі повідомлень дискретними сигналами вигляду імпульсів постійного струму гальванічна розв'язка здійснюється діодними чи транзисторними оптронами.

У каналах зв'язку з аналоговими сигналами відомі приклади використання спеціальних оптронів зі схемами лінеаризації їхніх перехідних характеристик. Застосовуються також БГР, у яких прийнятий сигнал піддається фазовій модуляції, а потім через розділовий трансформатор передається на

синхронний детектор із вихідним фільтром ФНЧ. У цьому БГР вимагаються ретельне симетрування вторинної обмотки трансформатора, що має середню точку, щодо первинної, а також мінімізація прохідної ємності між обмотками.

Складова поперечної перешкоди ефективно заглушується шляхом застосування на вході приймача операційного підсилювача в диференціальній схемі включення.

### Контрольні запитання

1. Що таке перешкодостійкість СПП і як вона визначається?
2. Назвіть ознаки, за якими класифікуються перешкоди.
3. Чим мультиплікативна перешкода відрізняється від адитивної?
4. Чим відрізняється імпульсна перешкода від флуктуаційної і за яким критерієм?
5. Що таке рівень перешкоди і як він визначається?
6. Якою функцією описується функція щільності ймовірності амплітуд флуктуаційної перешкоди?
7. Як класифікується імпульсна перешкода і якою функцією визначається кількість її імпульсів на інтервалі часу?
8. У яких умовах імпульсна перешкода переходить у флуктуаційну?
9. Як зв'язані діюче значення і потужність флуктуаційної і імпульсної перешкод із смугою частот, у якій вони визначаються?
10. Як діє приймач сигналів однократного відліку і які помилки виникають у ньому для двійкового сигналу?
11. За якої умови виникає помилка заглушення двійкової "1" при однократному відліку?
12. Що таке симетричний канал і чим він забезпечується, зокрема, в приймачі однократного відліку при дії флуктуаційної перешкоди?
13. За яким принципом оптимальний приймач Котельникова визначає прийнятий сигнал?
14. Перелічіть у порядку збільшення потенційної перешкодостійкості відомі вам методи маніпуляції при одній і тій же амплітуді несучої сигналу  $U_{cm}$ .
15. Обґрунтуйте ефективність прийому сигналів методом інтегрування.
16. Обґрунтуйте ефективність прийому сигналів методом накопичення.
17. За рахунок чого збільшується відношення енергій сигналу і перешкоди в приймачах з інтегруванням і накопиченням?
18. У яких умовах використовуються методи прийому сигналів інтегруванням і накопиченням?
19. У яких умовах використовується частотна фільтрація сигналів і що забезпечує її ефективність?
20. Що таке кореляційний прийом, у яких умовах він використовується і чому на виході такого приймача збільшується відношення енергій сигналу і перешкоди?
21. Дайте визначення повздовжньої і поперечної перешкод і обґрунтуйте умови їх заглушення.

### **3. ОСНОВИ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ В СПІ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ**

Наведені відомості про методи розділення сигналів і каналів у системах передачі інформації

Мета – формування умінь аналізу і синтезу СПІ технологічного призначення.

#### **3.1. Загальні відомості**

##### **Класифікація методів розділення сигналів і каналів**

У сучасних багатоканальних СПІ адресний зв'язок джерел і одержувачів повідомлень здійснюється в два етапи – розділенням сигналів зв'язку і включенням до складу повідомлення адреси одержувача.

На першому етапі спектр повідомлення переноситься в смугу частот лінії зв'язку і здійснюється саме розділення сигналів, що відображають елементи коду повідомлення, на другому – розпізнається адреса одержувача і йому доставляється повідомлення.

У телемеханіці основний метод розділення сигналів – часовий; в англійській літературі він іменується TDMA Time Division Multiplex Access. У СПІ загального призначення широке поширення має також метод частотного розділення сигналів (FDMA). Зазначимо, що в англійській літературі замість терміну "розділення" використовується термін "мультиплексування".

Перераховані методи орієнтовані на сигнали зв'язку з можливо меншою необхідною смугою частот.

Абсолютно інший підхід реалізовується при кодовому розділенні шумоподібних сигналів, CDMA – Code Division Multiplex Access, де смуга частот, яка виділяється для даної СПІ, у сотні разів більше. Зазначимо, що в цій же смузі можуть працювати СПІ з іншими видами шумоподібних сигналів, а також вузькосмугові СПІ з частотним розділенням сигналів. Це визначає перспективність методу CDMA у діапазоні радіочастот 800...5600 МГц, що використовується для цілей зв'язку.

Метод розділення сигналів повинен забезпечувати мінімізацію їх взаємного впливу. Теоретично повне розділення можливо для ортогональних сигналів і вони головним чином застосовуються в СПІ. До числа ортогональних відносяться сигнали вигляду  $\sin \omega t$  і  $\cos \omega t$ , сигнали, що формуються на основі ортогональних поліномів Лежандра та інших, а також сигнали, що розділяються у часі.

#### **3.2. Основні поняття лінійного розділення сигналів**

Основи теорії лінійного розділення сигналів були розроблені Агеєвим Д.В. у 1935 році. При лінійному розділенні прийняте повідомлення описується тією ж функцією часу (з відмінностями, що є наслідком спотворень, які вносяться каналом зв'язку і дією перешкод), що і передане.

Найпростіший гармонічний сигнал може бути представлений вектором на площині; ортогональні сигнали, що задаються функціями  $\sin \omega t$  і  $\cos \omega t$  – це вектори на площині, розташовані один відносно одного під кутом  $90^\circ$ .

Складний сигнал з необхідною точністю згідно теореми Котельникова відображається  $N$  відліками на інтервалі свого існування і відповідно  $N$  векторами в багатомірному просторі.

Вектор  $\bar{A}$  в тримірному просторі (рис. 3.1) розкладається на три ортогональні складові

$$\bar{A} = \sum_{i=1}^3 A_i \bar{p}_{0i} = A_1 \bar{p}_{01} + A_2 \bar{p}_{02} + A_3 \bar{p}_{03}, \quad (3.1)$$

де  $A_i$  – довжина сигнального вектора, а  $\bar{p}_{0i}$  – базисний одиничний вектор носія.

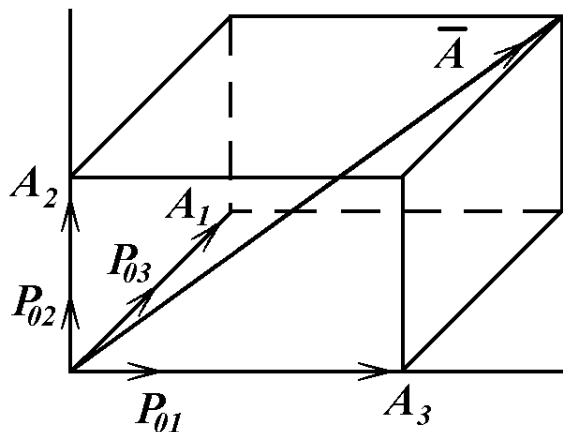


Рис. 3.1

Для ортогональної системи скалярні добутки

$$(\bar{p}_{0i} \cdot \bar{p}_{0j}) = \begin{cases} 1 & \text{при } i = j \\ 0 & \text{при } i \neq j \end{cases} \quad (3.2)$$

Зазначимо, що умова лінійної незалежності сигналів має вигляд

$$\sum_i A_i \cdot \bar{p}_{0i} = 0 \quad (3.3)$$

і виконується тільки, якщо всі  $A_1 = 0$ ,  $A_2 = 0$ , ...,  $A_n = 0$ .

Рівняння (3.1) відображає процеси модуляції сигналів. Розділення сигналів отримуємо множенням вектора  $\bar{A}$  на індивідуальні одиничні вектори  $\bar{p}_{0i}$ . Таким чином, відбувається демодуляція сигналів. Наприклад, для виділення на боці прийому повідомлення  $A_2$  утворимо добуток

$$\bar{A} \cdot \bar{p}_{02} = A_1 \bar{p}_{01} \cdot \bar{p}_{02} + A_2 \bar{p}_{02} \cdot \bar{p}_{02} + A_3 \bar{p}_{03} \cdot \bar{p}_{02} = A_2.$$



### 3.3. Часове розділення сигналів і каналів

Цей метод розділення заснований на фазоімпульсній модуляції (для дискретних двійкових повідомлень – маніпуляції).

У телемеханіці існує поняття про вибірність, – яким чином множини повідомлень відображаються на множину сигналів. Якщо повідомлення відображаються індивідуальними сигналами, то їх розділення забезпечує також і розділення каналів, а вибірність іменується розподільною. Часовому розділенню з кодуванням повідомлень відповідає розподільно-комбінаційна вибірність.

#### 3.3.1. Розподільна вибірність

У найпростішому випадку дискретне повідомлення  $A_i$  приймає два значення – "1" і "0" і вводиться в СП, наприклад, як сигнал стану об'єкта "Ввімкнуто" – "Вимкнуто" при замкненому або розімкненому положенні ключа  $S_i$  (рис. 3.2, а).

Фазоімпульсні сигнали несучих на боці передачі (умовно напівкомплект, що контролюється, КН) і боці прийому (напівкомплект управління, НУ) виробляються розподільниками РКН і РНУ. Як елементи електронної техніки вони представляють собою регістри зсуву, у яких записана і циркулює одна одиниця.

Зсув "1" в розподільникові відбувається за тактовими імпульсами генераторів ГТІ з однаковими частотами коливань. РКН і РНУ перемикаються синфазно, тобто імпульси несучих з'являються одночасно на однойменних виходах – 1-1, 2-2, ...,  $n, n+1$ .

Модулятор КН і демодулятор НУ – це групи логічних елементів (ЛЕ)  $\&_1 \dots \&_n$ , перші входи яких підключені до відповідних виходів розподільників, а другі – до ключів  $S$  на КН і виходу розрізнявача (селектора) сигнальних імпульсів РСІ на НУ.

Якщо, наприклад, замкнутий ключ  $S_2$ , то на такті "2" РКН по ланцюгу  $S_2$  – ЛЕ  $\&_2$  ЛЕ "АБО1" збуджується формувач сигнальних імпульсів ФСІ і імпульс з його виходу через ЛЕ "АБО2" поступає в лінію зв'язку ЛЗ. На НУ він сприймається РСІ, і якщо в цей момент спрацьовує комірка 2 РНУ, то на виході ЛЕ  $\&_2$  з'явиться імпульс повідомлення  $A'_2 = "1"$ .

На рис. 3.2,б показані діаграми тактових імпульсів ТІ, імпульсів на виходах 1, 2, ...,  $n+1$ , а також діаграми імпульсів в ЛЗ, А. Із неї видно, що передаються повідомлення  $A_1$  і  $A_2$ , а на останньому такті РКН формується імпульс циклового синфазування  $C_n I$ , що відрізняється якісною ознакою, тут – більшою тривалістю, ніж інформаційні, СІ. При його отриманні на НУ спрацьовує розрізнявач  $PC_n I$  і РНУ примусово готується до спрацювання 1-ої комірки. Іноді для  $C_n I$  як ознака використовується полярність, протилежна полярності СІ.

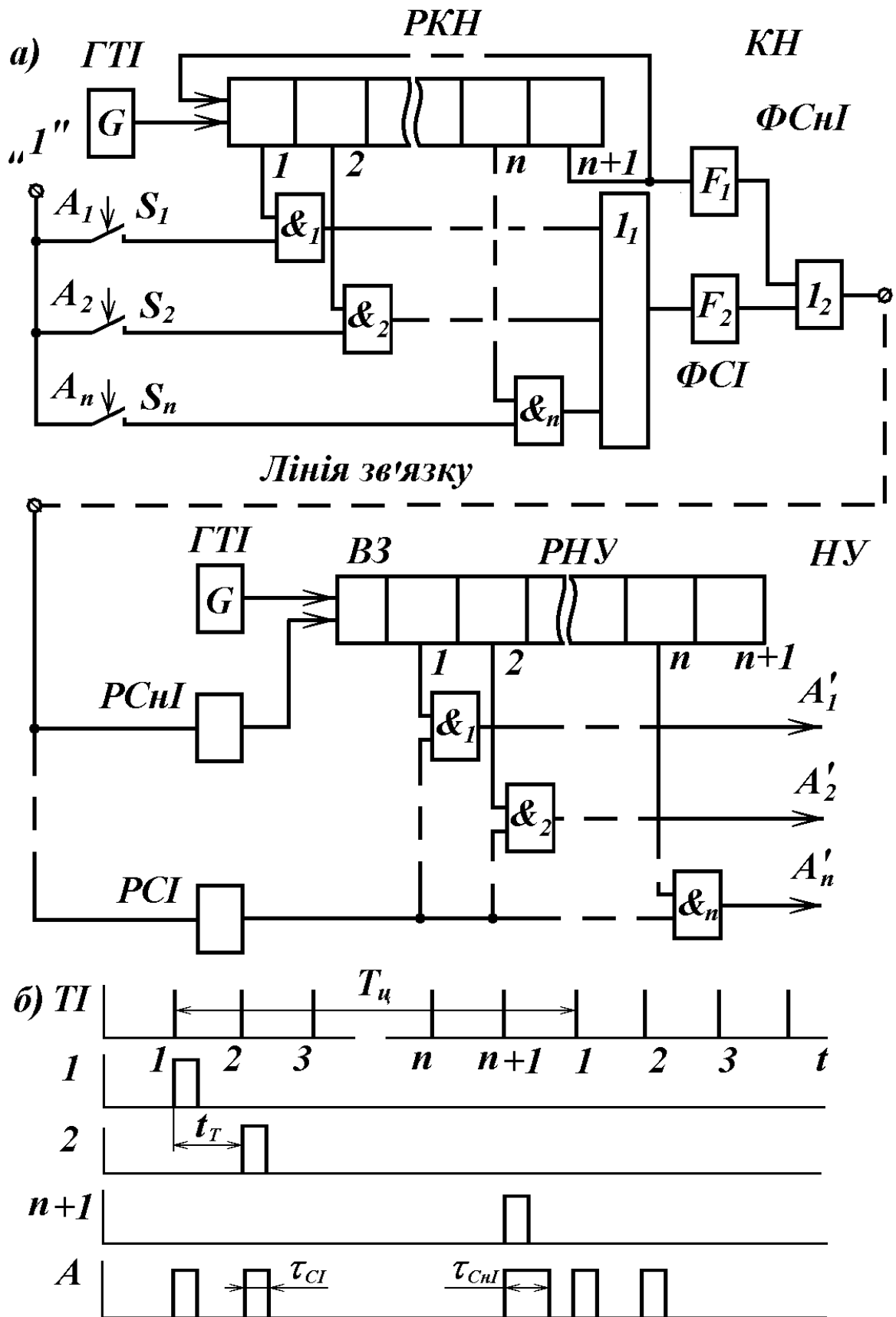


Рис. 3.2

РКН працює в замкненому циклі, і після спрацювання комірки  $n+1$  на наступному такті спрацьовує комірka 1, і така ж комірka РНУ.

Циклове синфазування призначене для періодичного усунення розузгодження розподільників через збої в їх перемиканні і нестабільності частот ГТІ.

Чинник цієї нестабільності істотно знижується при використанні автоматичного підналагодження частоти ГТІ за самими інформаційними імпульсами, що надходять з лінії зв'язку.

Оскільки кожне повідомлення передається своїм елементарним сигналом, то розглянута схема здійснює як розділення сигналів, так і каналів зв'язку. Зазначимо, що в межах циклу тут можуть передаватися всі можливі з  $2n$  повідомлень вигляду двопозиційних ТС.

Із ряду причин, таких як мала кількість каналів, що утворюються, невідповідність цього методу вимогам передачі команд ТУ і повідомлень телевимірів у цифровій формі він використовується лише в окремих випадках для телесигналізації.

### 3.3.2. Розподільно-комбінаційна вибірність

Як елементи кодів повідомлень тут виступають сигнали "0" і "1", що формуються на певних тактах роботи розподільників.

Як і в схемі за рис. 3.2, а повідомлення А вводяться за допомогою ключів S (рис. 3.3, а). Як, приклад, використовуємо кодування на одне сполучення  $C_n^2$ .

Кодер CD буде мати  $N = C_n^2 = \frac{n!}{(n-2)! \cdot 2!}$  входів і "n" виходів, які в свою чергу

приєднані до других входів ЛЕ  $\&_1 \dots \&_n$ , які виконують ті ж функції, що і в схемі КН за рис. 3.2, а.

Таким чином, при дії СПІ сигнал в лінії зв'язку, буде містити два інформаційних імпульси, і код повідомлення буде передаватися в послідовній формі. Сигнали з виходів ЛЕ  $\&_1 \dots \&_n$  НУ запам'ятовуються в регістрі пам'яті РП, що складається з RS тригерів із загальною установкою в "0". До моменту спрацювання останньої  $n+1$  комірки РНУ на входах декодера DC будуть фіксовані всі елементи коду в паралельній формі (тут їх два), а потім сигнал на стробуючому вході V DC дозволяє його читання, внаслідок чого на одному з його виходів з'являється імпульс прийнятого повідомлення. За зрізом імпульсу комірки  $n+1$  формувач  $F_c$  за входом R установлює РП у початковий стан "0".

Отже, тут в межах одного циклу, на відміну від схеми за рис. 3.2 і може бути передане лише одне повідомлення.

У той же час кодування істотно збільшує кількість повідомлень, що передаються при одній і тій же кількості елементарних сигналів  $n$ . Так, якщо  $n=8$ , то максимальна кількість повідомлень  $N_1 = 2n = 16$ . Використовуючи нормальний двійковий код, отримуємо  $N_2 = 2^n - 1 = 255$  повідомлень, що передаються ненульовими кодовими комбінаціями. Крім того, з'являється

можливість підвищення достовірності передачі шляхом перешкодостійкого кодування.

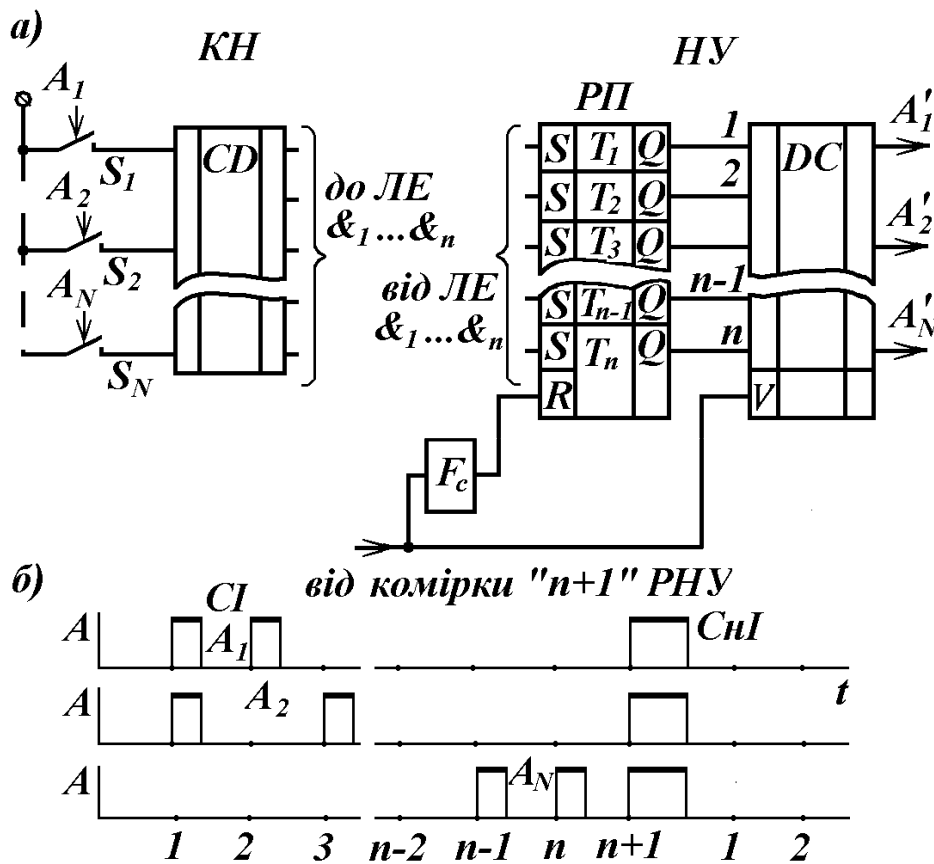


Рис. 3.3

Часове розділення каналів широко використовується для передачі даних у мікропроцесорних системах, для чого застосовуються спеціалізовані БІС прийомо-передавачів, або ж відповідні вузли вбудовуються в БІС самого мікропроцесора.

### 3.3.3. Типові структури повідомлень у телемеханічних комплексах із часовим розділенням каналів

До даного часу форми представлення повідомлень в ТК уніфікуються з передачею даних в СПІ загального призначення. Один з базових протоколів передачі даних – X.25 (для радіоканалів – аX.25). У самому загальному вигляді пакет передачі даних за цим протоколом складається (рис. 3.4, а) із коду початку блока КПБ, адресних і функціональних ознак АФ, даних Д, контрольної частини К і коду закінчення блока КЗБ, що повторює КПБ. Частина пакету звичайно складаються з цілої кількості байт двійкового коду. КПБ і КЗБ – унікальна комбінація  $\emptyset 111111 \emptyset$ , яка не може зустрічатися в інших частинах пакета. Це забезпечується стаффінгом-доданням після появи кожних п'яти "1" у коді повідомлення нуля і видаленням цих нулів на боці прийому перед декодуванням.

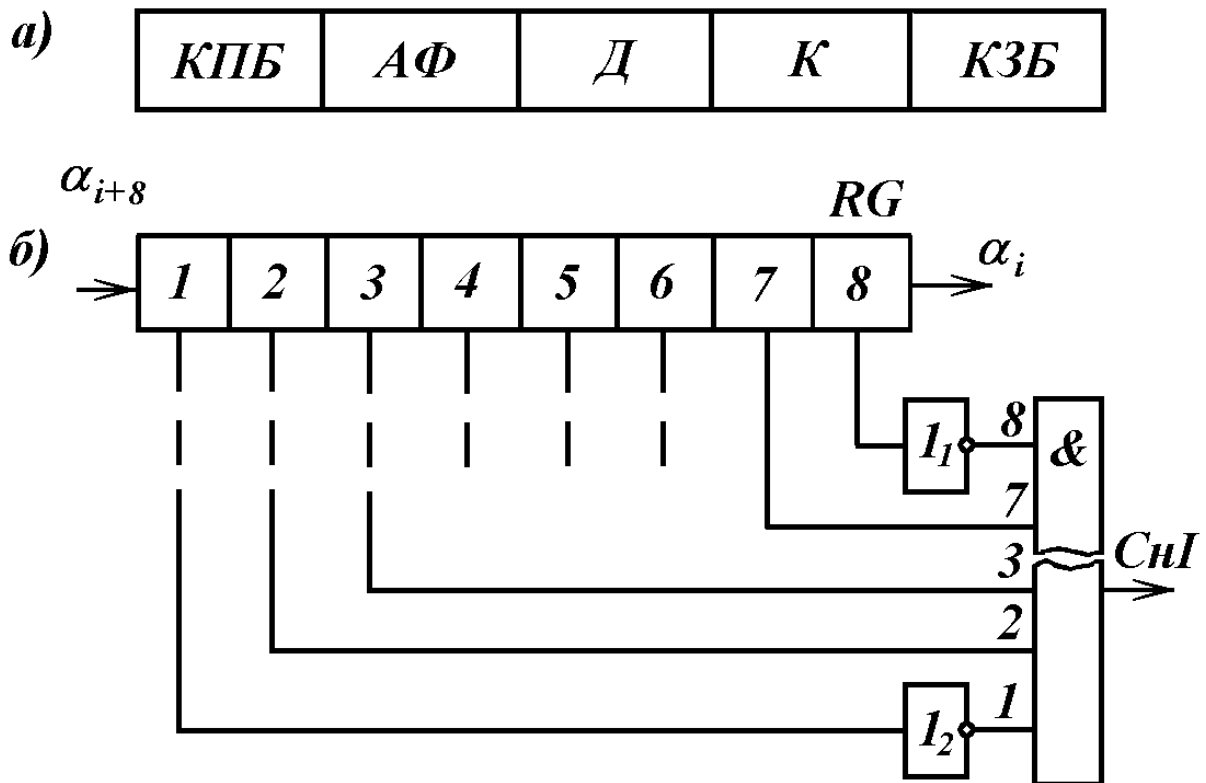


Рис. 3.4

Коди початку-закінчення блока можуть виявлятися схемою рис. 3.4,б, що складається з буферного регістра зсуву RG, інверторів і восьмивхідового ЛЕ "І". У приймальнопередачачах з програмною реалізацією коди виявляються шляхом маскуванню потоку імпульсів на виході селектора, аналогічного за функціями РСІ у схемі рис. 3.2,а. Наступна частина пакету, АФ містить коди номера КН, що адресується, групи в яких знаходиться об'єкт управління (звичайно в кожній групі є по 8 об'єктів), вигляду повідомлення – ТУ "Ввімкнути" або ТУ "Вимкнути", ТС, ТТ, ТІ і ін.

Як правило, в одному пакеті передається команда ТУ лише одному об'єкту. Тоді в байті Д міститься лише одна "1" (код на одну комбінацію,  $C_8^1$ ), яка і визначає номер керованого об'єкта. При ТС в байті Д позиційні сигнали "0" і "1" відображають увімкнутий або вимкнутий стан всіх восьми об'єктів в групі. Значення параметрів телевимірів передаються нормальними двійковими кодами, при чому в одному пакеті може міститися інформація по всім об'єктам однієї або декількох груп.

Типовий метод підвищення достовірності передачі повідомлень в ТК – це використання вирішувального зворотного зв'язку (ВЗЗ). При цьому повідомлення кодується кодом, що виявляє помилки; якщо вони не виявляються на боці прийому, остання посилає джерелу пакет "квитанція". Якщо вона у встановлений час не отримана, то передача повторюється.

Самий поширений вигляд перешкодостійкого кодування – циклічне. За протоколом X.25 використовується код CRC-16 (cyclical redundancy check – циклічний надлишковий код) з породжуючим многочленом

$$P(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 = (x+1)(x^{15} + x^{14} + x^{13} + x^{12} + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1),$$

з чого випливає, що цей код гарантовано виявляє розсіяні одиночні, подвійні і потрійні помилки, а також групові (пакети помилок) довжиною 16 біт і менше, якщо довжина коду не перевищує  $2^{15} - 1 = 32767$  біт. Контрольна частина цього коду  $K$  – це залишок  $R(x)$ , що має довжину 2 байта.

Рідше використовуються коди з контрольними сумами (коди Бергера), які мають гірші виявляючі властивості ніж циклічні.

Додаткове збільшення виявлення помилок дає подвійне кодування повідомлень – спочатку таким кодом, як інверсний, а потім отриману послідовність – циклічним.

На закінчення зазначимо, що якщо всі пакети повідомлень мають незмінну довжину, то необхідність у коді закінчення блока відпадає.

### 3.4. Частотне розділення сигналів і каналів

Якщо кожне повідомлення передається індивідуальним сигналом зі своїм значенням частоти, то розділення називають частотним, а вибірність – роздільною. При використанні таких сигналів як елементи кодів повідомлень вибірність називається роздільно-комбінаційною.

На рис. 3.5,а приведена структурна схема частотного розділення повідомлень  $A_1, A_2, \dots, A_m$ . Передбачимо, що спектр кожного повідомлення обмежений смугою частот  $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$ . Тоді, наприклад, при вузькосмуговій ЧМ спектр  $i$ -го повідомлення переноситься модулятором у смугу частот з нижньою межею її суттєвої частини  $\omega_{oi} - \Omega_{\max}$  і верхньою  $\omega_{oi} + \Omega_{\max}$ , де  $\omega_{oi}$  – несуча частота  $i$ -го каналу (рис. 3.5, б). З метою зменшення рівнів спектральних складових сусідніх каналів на входах демодуляторів ДМ і виходах модуляторів МД встановлюються смугові фільтри СФ. Частоти несучих визначаються як

$$\begin{aligned} \omega_{01} &> 2\Omega_{\max} \\ \omega_{02} &= \omega_{01} + 2\Omega_{\max} + \Delta\omega_p \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \omega_{0m} &= \omega_{0(m-1)} + 2\Omega_{\max} + \Delta\omega_p, \end{aligned} \tag{3.4}$$

де  $\Delta\omega_p$  – рознесення частот сусідніх каналів, що враховує неідеальність характеристик загасання смугових фільтрів.

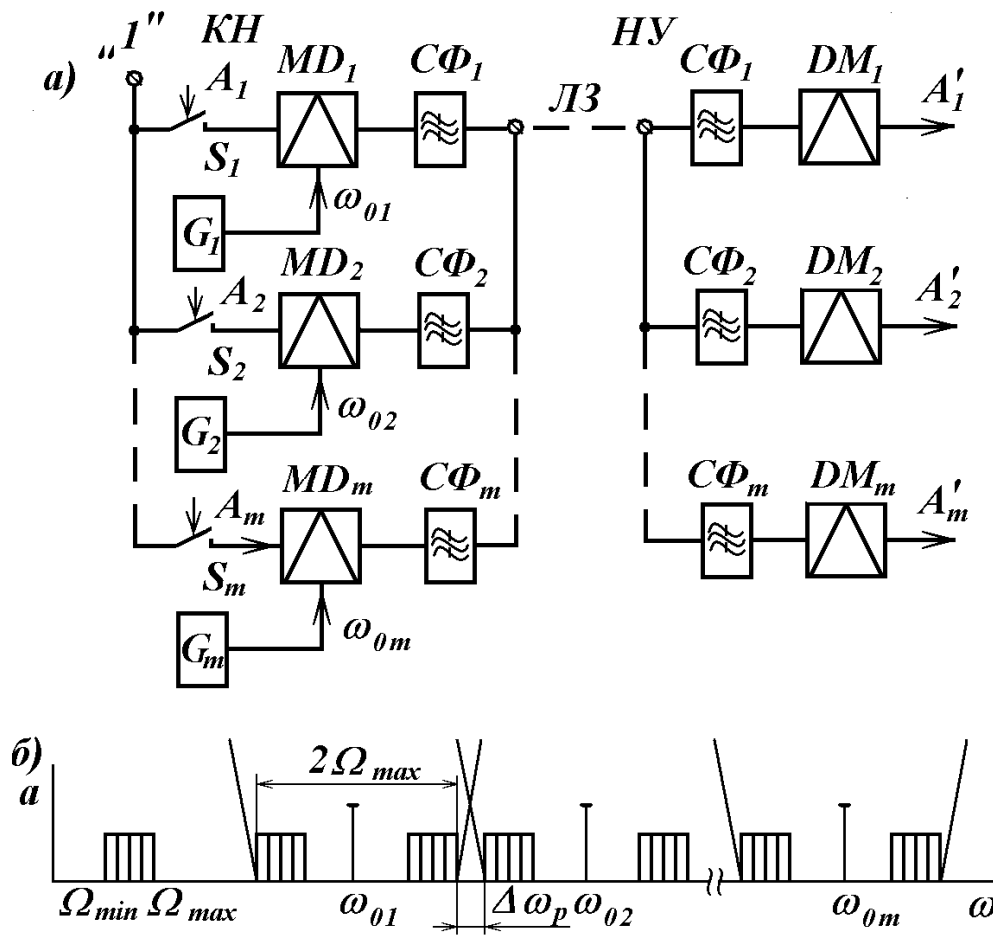


Рис. 3.5

За рахунок цього рознесення загальна смуга всіх каналів СПІ збільшується на 20...40 %, що знижує її ефективність. Зазначимо також, що при великій кількості джерел повідомлень апаратура розділення цього вигляду істотно ускладнюється і має велику вартість.

Тому для двійкових джерел, як правило, вдаються до частотно-часового розділення каналів із кодуванням повідомлень послідовними кодами відповідно до методу розподільно-комбінаційної вибірності (рис. 3.3, а, б). Отримані послідовності відеоімпульсів далі поступають на модулятори, і кількість каналів такої СПІ з роздільно-розподільно-комбінаційною вибірністю, буде дорівнювати  $N' = N \cdot m$ .

Загалом при одній і тій же кількості каналів зв'язку і виділеної для них смуги частот вартість такої СПІ буде нижче ніж при розподільно-комбінаційному вибранні.

Зазначимо, що багатоканальне частотне розділення може здійснюватися спеціалізованою апаратурою первинного ущільнення ліній зв'язку. У різних типах такої апаратури частіше за все використовується  $ЧМ_n$  або  $ВФМ_n$ , рідше –  $АМ_n$ , і застосовується вона для цілей телемеханіки, телеграфії і передачі даних. Аналогічні функції можуть виконувати модеми, але вони мають, як правило один частотний канал, діючий, наприклад, в тональному діапазоні 300...3400 Гц, характерному для найпростіших кабельних ліній зв'язку.

### 3.5. Кодове розділення каналів із псевдовипадковими (шумовими) сигналами

В основі цього методу розділення лежить кодування елементарних сигналів повідомлень, які отримані шляхом розподільно-комбінаційного вибрання (3.3.2) псевдовипадковими (шумовими) кодами. Унаслідок цього кожний елементарний сигнал повідомлення перетворюється модулятором  $MD_1$  у складний псевдовипадковий сигнал (рис. 1.8,а). На боці передачі останній модулює в  $MD_1$  несучу  $\omega_0$  (рис. 3.6) за частотою або фазою. Перетворення первинних елементарних сигналів у псевдовипадкові розширює спектр модульованого сигналу відповідно до довжини псевдовипадкової послідовності.

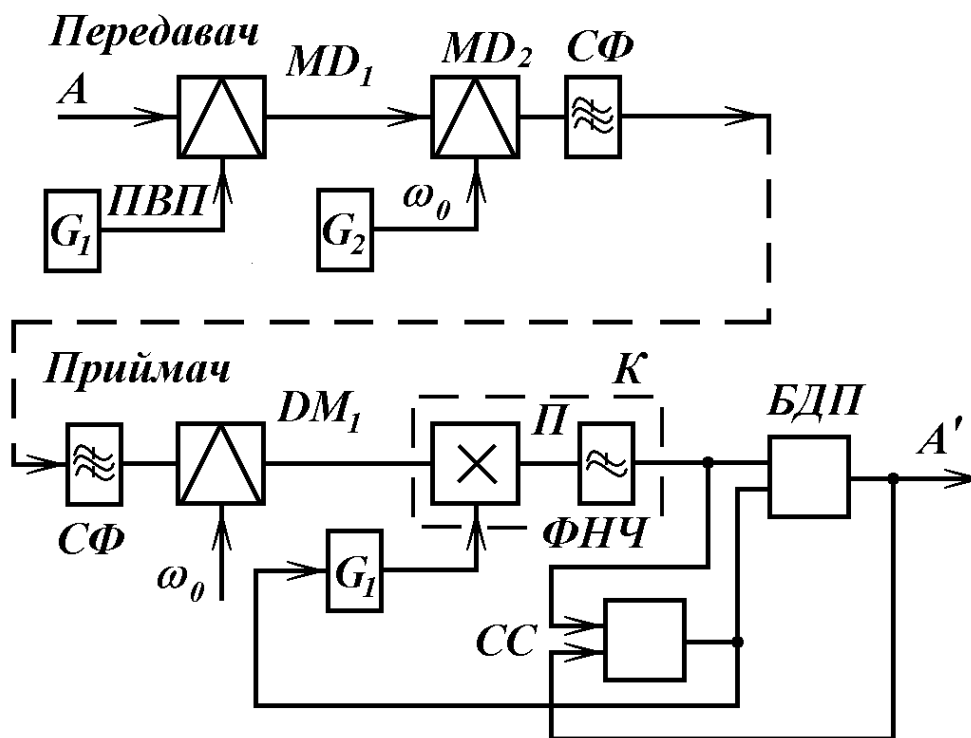


Рис. 3.6

У сучасних СПП – це розширення складає значення від сотень до тисяч разів, що нарівні з урахуванням інших чинників реально при використанні несучих в радіочастотному діапазоні сотень МГц і вище.

На рис. 3.7 приведений енергетичний спектр широкосмугового шумового сигналу (ШСС) при довжині ПВП  $n = 127$ . Він симетричний відносно частоти несучої, наприклад,  $f_0 = 925$  МГц і має перші два нулі на частотах 923,75 МГц і 926,25 МГц при смузі частот ШСС (визначається швидкістю передачі елементів ПВП)  $2\Delta F = 2,5$  МГц.

У центральній пелюстці спектра зосереджене  $\sim 90$  % всієї енергії ШСС; бічні пелюстки відфільтрувати смуговим фільтром передавача.

У приймачі демодуляція здійснюється в два етапи – частотним або фазовий детектором  $DM_1$  виділяються елементи псевдовипадкової послідовності, а потім корелятором  $K$  розпізнаються елементи повідомлення.



Для нормальної роботи приймача ШСС потрібна високоточна синхронізація генераторів, що формують елементи ПВП і повідомлень, ефективні схеми розпізнання початкової фази ПВП і кодів початку-закінчення пакетів повідомлень. Ці функції в приймачі виконують схеми синхронізації – автоматичного підналагодження тактової частоти СС і блок декодування повідомлень БДП.

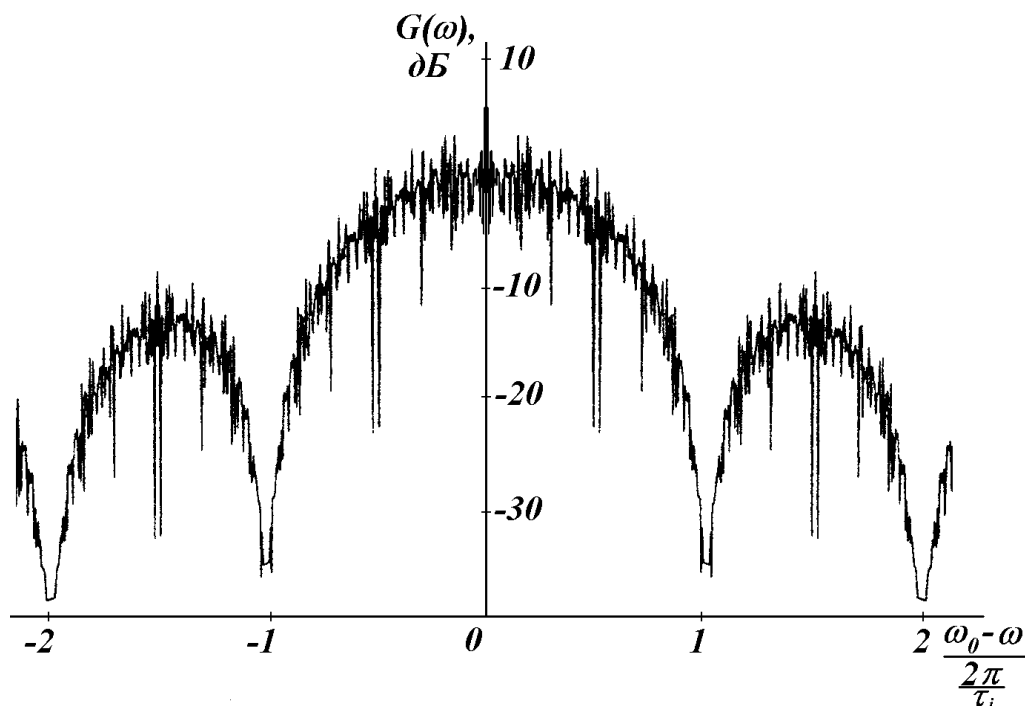


Рис. 3.7

Якщо початкові фази ПВП і тактові частоти в приймачі і передавачі однакові, то на виході перемножувача П з'являються у ідеальному разі послідовності з "n" нулів або одиниць (елементи повідомлення). При множенні сигналів ПВП приймача на сигнали ПВП, не співпадаючі з нею початковою фазою, структурою породжуючого коду, або ж на сигнали вузькосмугової перешкоди, то на виході перемножувача з'являються хаотичні послідовності імпульсів з широким спектром, а виході ФНЧ малий рівень перешкоди, що не спричиняє спрацювання БДП.

Завдяки цьому, кодове розділення каналів допускає одночасну роботу в одній і тій же смузі частот багатьох СП, як з широкосмуговими, так і з вузькосмуговими сигналами.

На закінчення розглянемо способи сполучення між напівкомплектами СП, які іменуються як симплексний, дуплексний і напівдуплексний.

Симплекс – передача повідомлень по ЛЗ лише в одному напрямі, наприклад, від КН до НУ.

Дуплекс – одночасна передача/прийом в обох напрямках і забезпечується він частіше за все частотним розділенням прямих і зворотних каналів. Помітимо, що знайдений спосіб реалізації дуплекса і з часовим розділенням сигналів – ехокомпенсація. Тут вхідний сигнал приймача напівкомплекта утворюється як різниця миттєвих значень сигналів лінії зв'язку і передавача

даного напівкомплекта; ця різниця і є сигнал, що передається іншим напівкомплектом.

Напівдуплекс забезпечує почергову передачу повідомлень між НУ і КН на основі часового розділення каналів і є основним у ТК.

### Контрольні питання

1. Поясніть поняття "розділення сигналів", "розділення каналів" і їх взаємозв'язок.
2. Перерахуйте методи розділення каналів СПП, поясніть, на чому заснований кожний з них.
3. Чому можливе повне розділення ортогональних сигналів?
4. Викладіть принцип часового розділення сигналів.
5. Які особливості характеристик перемикання розподільників НУ і КН забезпечують часове розділення сигналів?
6. Які якісні ознаки відрізняють імпульси циклового синфазування від інформаційних?
7. Викладіть принцип дії схеми розподільної вибірності.
8. Які додаткові функціональні вузли відрізняють схему розподільно-комбінаційної вибірності від схеми розподільної вибірності?
9. Викладіть принцип часового розділення каналів з кодуванням повідомлень. Який регламент надходження їх на передачу повинен дотримуватися?
10. Викладіть принципи прийому кодів початку-закінчення пакету повідомлення у варіантах апаратної і програмної реалізації.
11. Для яких цілей, і яким чином здійснюється стаффінг даних?
12. Які типові способи застосовуються для отримання необхідної достовірності передачі повідомлень у ТК?
13. У чому полягає принцип частотного розділення сигналів і як визначається кількість каналів зв'язку у виділеній смузі частот?
14. Як здійснюється роздільно-розподільно-комбінаційне вибрання і в яких випадках воно застосовується?
15. У чому суть кодового розділення сигналів?
16. Яку роль відіграє початкова фаза ПВП при кодовому розділенні каналів зв'язку?
17. Які перетворення зазнають сигнали повідомлень при кодовому розділенні каналів? Назвіть особливості сигналу в лінії зв'язку.
18. Поясніть послідовність перетворень шумоподібних сигналів у приймачі СПП.
19. У чому значення використання корелятора-демодулятора при прийомі шумоподібних сигналів?
20. Обґрунтуйте завдання синхронізації (синфазування) в приймачі СПП з кодовим розділенням каналів.
21. Викладіть принципи симплексного, дуплексного і напівдуплексного зв'язку.
22. До якого різновиду зв'язку за п. 21 відноситься метод ехокомпенсації?

## 4. ПЕРЕДАЧА СИГНАЛІВ ПО ЛІНІЯХ ЗВ'ЯЗКУ

Наведені відомості про конструкції і характеристики провідних і волоконнооптичних кабелів зв'язку, а також про передачу по ним сигналів.

Мета – формування умінь розрахунків ліній зв'язку СПІ технологічного призначення і корекції АФЧХ провідних ліній.

### 4.1. Загальні відомості про лінії зв'язку

Структури, фізичні властивості і конструкції ліній зв'язку (ЛЗ) значною мірою визначають вартість і надійність СПІ, їхню швидкодію і вірогідність передачі інформації.

Структура ЛЗ СПІ залежить від просторового розташування об'єктів контрольованої технологічної системи. Так, для різних видів трубопровідного транспорту (нафтогазопроводи та ін.), магістральних високовольтних ліній електропередач з понижуючими підстанціями об'єкти розташовані уздовж їхніх трас. Об'єкти промислових підприємств і комунального господарства групами розміщені на обмежених площах, а нафто- і газопроводів – істотно розосереджені.

У першому випадку характерна лінійна схема з'єднань КП із НУ (рис. 4.1, а), у другому – радіальна (рис. 4.1, б), третьому – кущова і деревоподібна (рис. 4.1, в, г), а також їхні комбінації.

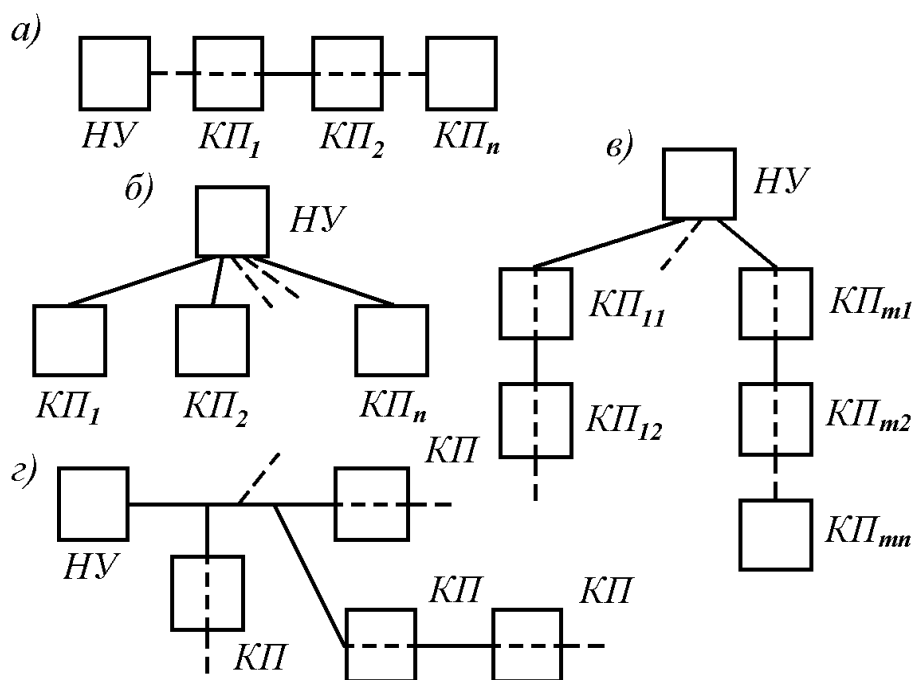


Рис. 4.1

Для складних технологічних систем використовуються ієрархічні структури, коли КП нижнього рівня з'єднуються з НУ чи КП наступного, більш високого рівня і так за зростаючою до центрального НУ.

Раніше вже згадувалося, що в ТК застосовуються проводові, оптоелектронні і радіолінії; технічні можливості які вони в цілому надають, дозволяють вирішувати будь-які завдання по передачі інформації для цілей керування технологічними процесами.

## **4.2. Характеристики проводових ліній зв'язку.**

### **Симетричні кабелі**

Продовові ЛЗ ТК прийнято розділяти на виділені, комутовані і зайняті. Виділена ЛЗ призначена для постійного з'єднання НУ і КП і для інших видів зв'язку не використовується. Якщо режими роботи контрольованого технологічного процесу допускають епізодичне приєднання КП до НУ, то для цих цілей часто використовуються мережі автоматичного телефонного зв'язку (комутовані ЛЗ). У зайнятих ЛЗ шляхом використання апаратури первинного ущільнення утворюється ряд каналів – одні для ТК, інші для передачі даних та телефонування.

До зайнятих ЛЗ умовно відносять також повітряні і кабельні силові мережі, по яких може здійснюватися передача телемеханічних повідомлень.

Продовові лінії зв'язку виконуються звичайно кабельними і лише в окремих випадках – повітряними. Жили (проводи) кабелів мають власну ізоляцію, а дроти повітряних ЛЗ підвішуються на ізоляторах, установлюваних на опорах.

Кабелі зв'язку класифікуються за ознаками, поданими нижче.

1. Верхньою межею спектра сигналів зв'язку – низькочастотні (до 10 кГц) і високочастотні, більш 10 кГц.
2. Конструкції ланцюгів – симетричні і коаксіальні.
3. Матеріалу жил – мідь, рідше алюміній.
4. Системам скручування симетричних ланцюгів – парна, четверна, повивна і пучкова.
5. Роду герметизуючої оболонки – пластмасова (полівінілхлорид), металева (свинець, сталь), металопластмасова.
6. Конструкції захисного покриву – стрічкова чи дротова сталева броня, антикорозійне покриття.

Самостійний конструктивний елемент симетричного кабелю – одна чи дві пари жил (рис. 4.2, а).

Діаметр жил у різних кабелів змінюється від 0,32 мм до 1,2 мм. Для ізоляції жил сучасних кабелів зв'язку застосовуються пластмаси – поліетилен, полістирол (стирофлекс), фторопласт і інші, що мають високі електричні характеристики, відзначаються вологостійкістю і технологічністю при виготовленні кабелів. Існує ряд конструкцій ізоляції жил кабелів:

- трубчаста, коли ізоляційна стрічка навивається на жилу у вигляді трубки (рис. 4.2,б);
- кордельна – на жилу навивається нитка (кордель), а поверх її стрічка, як і в трубчастій конструкції (рис. 4.2,в);
- суцільна (рис. 4.2,г);

- пориста (рис. 4.2,д);
- балонна, у вигляді трубки, що з деяким кроком радіально чи по спіралі обтиснута навколо жили (рис. 4.2,е,ж);
- шайбова, рис. 4.2,з та ін.

Товщина суцільної ізоляції коливається в залежності від смуги частот сигналів – у низькочастотних кабелів від 0,18 мм до 0,35 мм, у високочастотних від 0,45 мм до 0,6 мм. Ще більшу відстань між жилами пари забезпечують такі види ізоляції як балонна і шайбова.

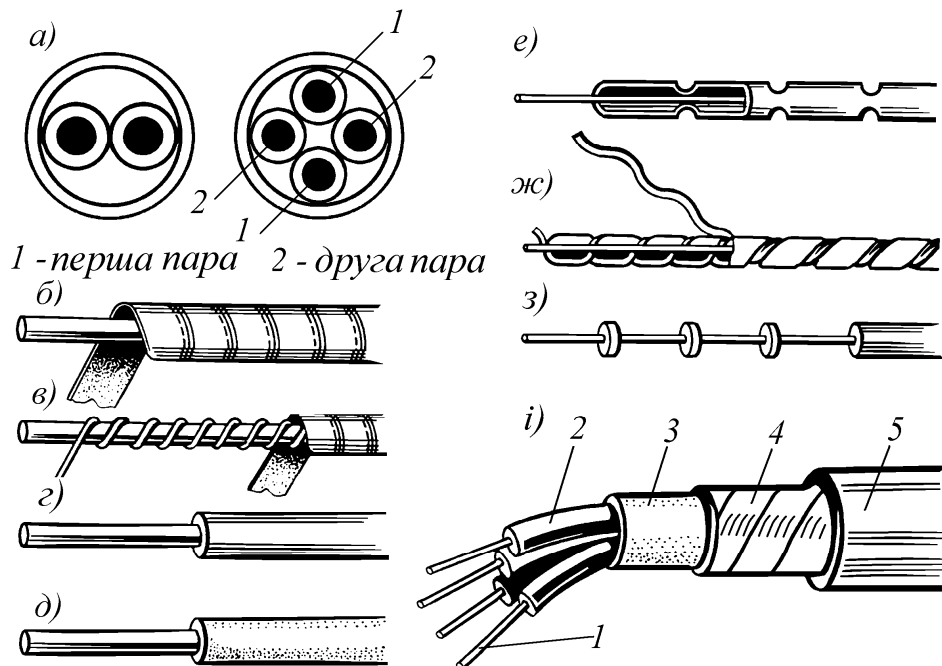


Рис. 4.2

Пари чи четвірки проводів багатожильних кабелів скручуються між собою з різним кроком у межах десятків міліметрів, що дозволяє вирівнювати ємність жил щодо землі і зменшувати взаємний вплив пар, а також охороняти жили й ізоляцію від неприпустимих механічних напруг при вигинах кабелю.

Групи жил скручуються разом, і в результаті одержують серцевину кабелю, поверх якої накладається поясна ізоляція 3, екран 4, герметизуюча оболонка 5 (якщо вона металева, то виконує одночасно функцію екрана) і захисний покрив (рис. 4.2, і).

Для симетричної пари не має значення, яка жила з'єднує той чи інший вихід джерела сигналу з відповідним входом приймача.

Звичайний коаксіальний кабель виконується у вигляді центральної жили з ізоляцією, екрана (трубки чи оплетення з мідного дроту), що є зворотним проводом і пластмасової оболонки. На відміну від симетричної пари, екран завжди з'єднує загальні крапки схем передавального і приймального пристроїв.

Сучасні технології забезпечують високі експлуатаційні властивості кабелів зв'язку, у тому числі передачу сигналів на частотах до сотень кГц по симетричним парам і десятків МГц по коаксіальним кабелям на відстань в кілька кілометрів без проміжного посилення.

Як електричний ланцюг пара жил кабелю є лінією з розподіленими параметрами (рис. 4.3, а). Первинні (погонні) параметри лінії – це активний опір жил  $r$ , Ом/км і їхня індуктивність  $L$ , Гн/км, ємність між ними  $C$ , Ф/км і провідність ізоляції  $G$ , См/км.

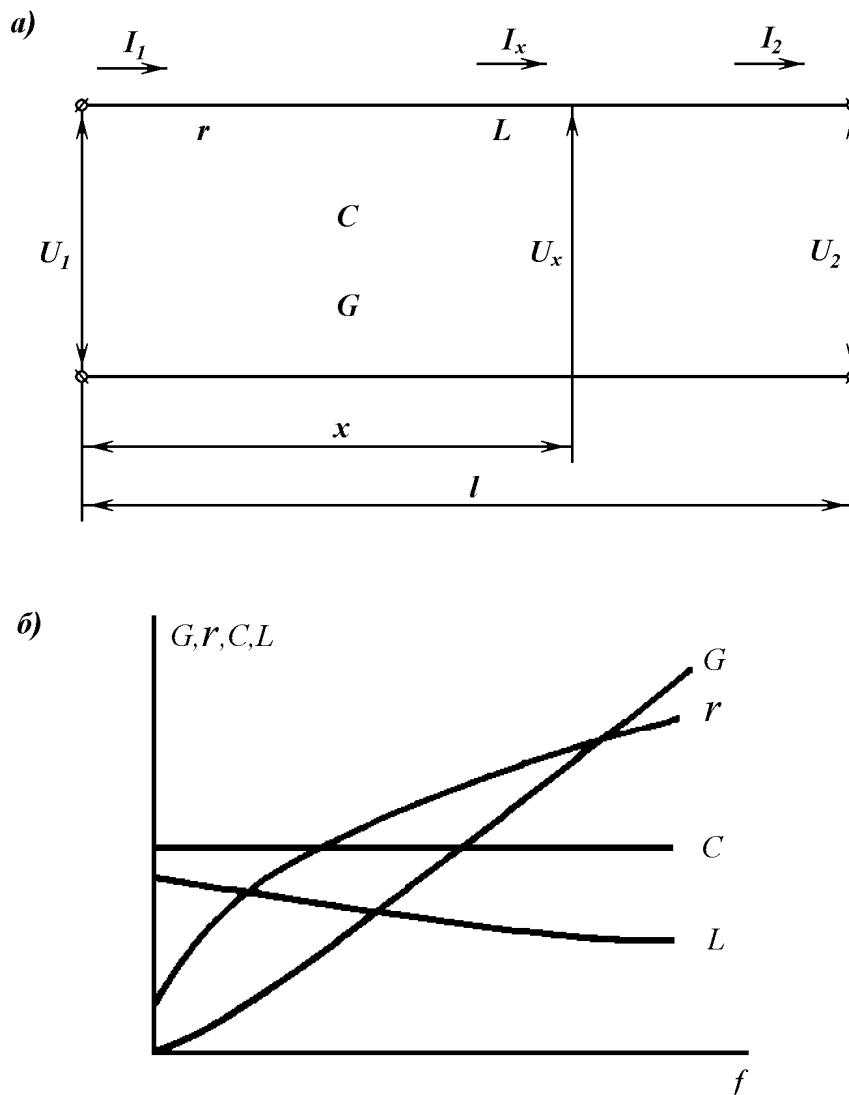


Рис. 4.3

Активний опір складається з опору постійному струму  $r_0$  і складових, які враховують поверхневий ефект, втрати в екрані й ефект близькості, що залежать від частоти струму в ланцюзі.

Індуктивність і ємність залежать від відстані між жилами і їхнім діаметром, частоти струму, а ємність також і від діелектричної проникності ізоляції.

Провідність останньої має постійну складову  $G_0$  і складову втрат на змінному струмі  $G_\omega = \omega \cdot C \cdot \text{tg} \delta$ , де  $\delta$  – кут втрат в ізоляції.

Якісні залежності первинних параметрів від частоти сигналу показані на рис. 4.3,б.

За первинними параметрами лінії визначаються вторинні – хвильовий або характеристичний опір  $Z_0$  і коефіцієнт поширення  $\gamma$ .

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r + j\omega L}{G + j\omega C}} = |Z_0| \cdot e^{j\varphi_0}, \quad \gamma = \sqrt{(r + j\omega L)(G + j\omega C)} = \beta + j\alpha, \quad (4.1)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт загасання і  $\alpha$  – коефіцієнт фази.

Хвиля синусоїдальної напруги переміщається уздовж лінії з так званою фазовою швидкістю

$$v = \frac{\omega}{\alpha}. \quad (4.2)$$

Довжина цієї хвилі – відстань між найближчими крапками, у яких фази напруг відрізняються на  $2\pi$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\alpha}. \quad (4.3)$$

Первинні і вторинні параметри ЛЗ складним чином залежать від частоти сигналу. На рис. 4.4, а приведені типові частотні характеристики вторинних параметрів низькочастотного телефонного кабелю, а на рис. 4.4, б – високочастотного магістрального. З чого видно, що загасання  $\beta$  ЛЗ зі збільшенням частоти росте, а хвильовий опір – зменшується. Зменшується також і фазовий кут  $\varphi_0$  хвильового опору, що для кабельних ЛЗ завжди негативний, тобто тут ємнісна складова  $Z_0$  переважає.

Коефіцієнт фази  $\alpha$  росте зі збільшенням частоти, хоча і зі зменшенням інтенсивності.

При оцінних розрахунках вторинних параметрів ЛЗ можна користатися залежностями, приведеними в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Співвідношення між величинами $r$ и $\omega L$	Розрахункові формули			Область використання формул
	$\beta$ , Неп/км	$\alpha$ , рад/км	$Z_0$ , Ом	
$r/(\omega L) > 50$ $r/(\omega L) > 5$	$\sqrt{\omega C r / 2}$ $\sqrt{\omega C (r - \omega L) / 2}$	$\sqrt{\omega C r / 2}$	$\sqrt{r / \omega C} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}}$	Тональні частоти
$0,3 < \frac{r}{\omega L} < 5$	$\gamma = \beta + j\alpha = \sqrt{(r + j\omega L)(G + j\omega C)}$		$\sqrt{\frac{r + j\omega L}{G + j\omega C}}$	Проміжні частоти
$\omega L / r > 3,5$	$\frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\omega \sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$	Високі частоти

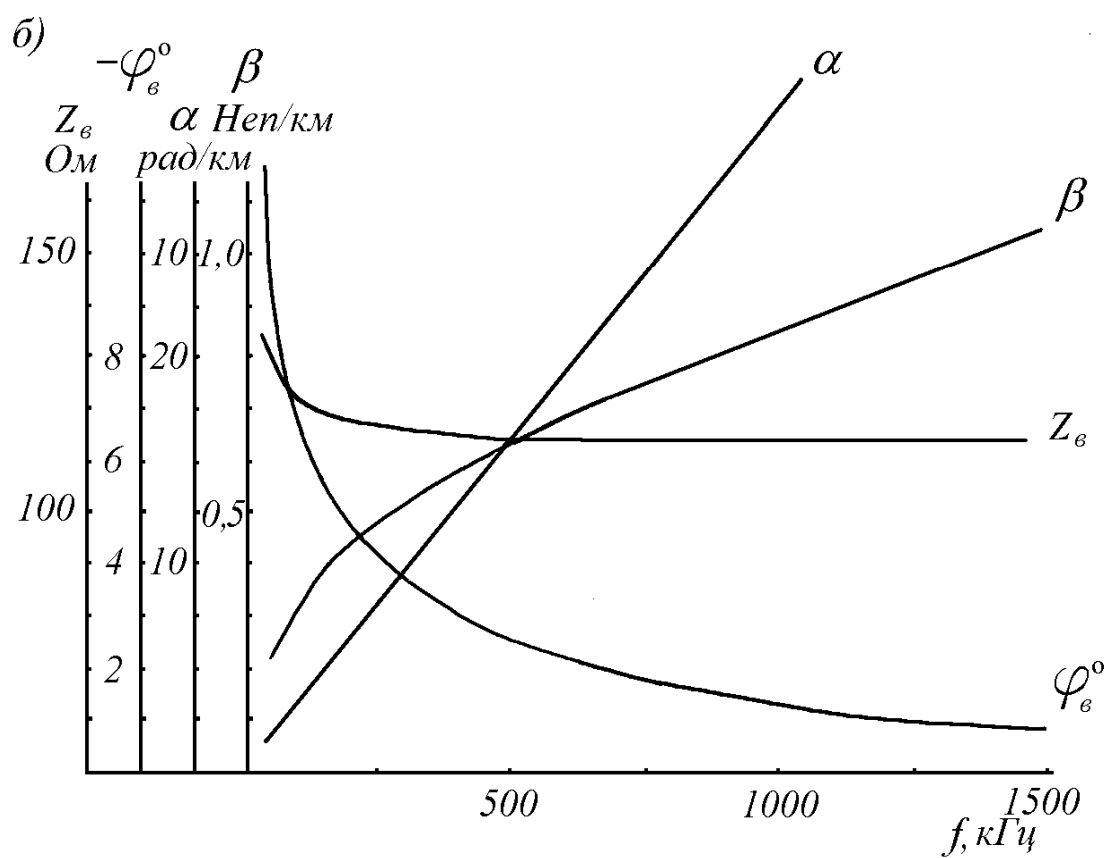
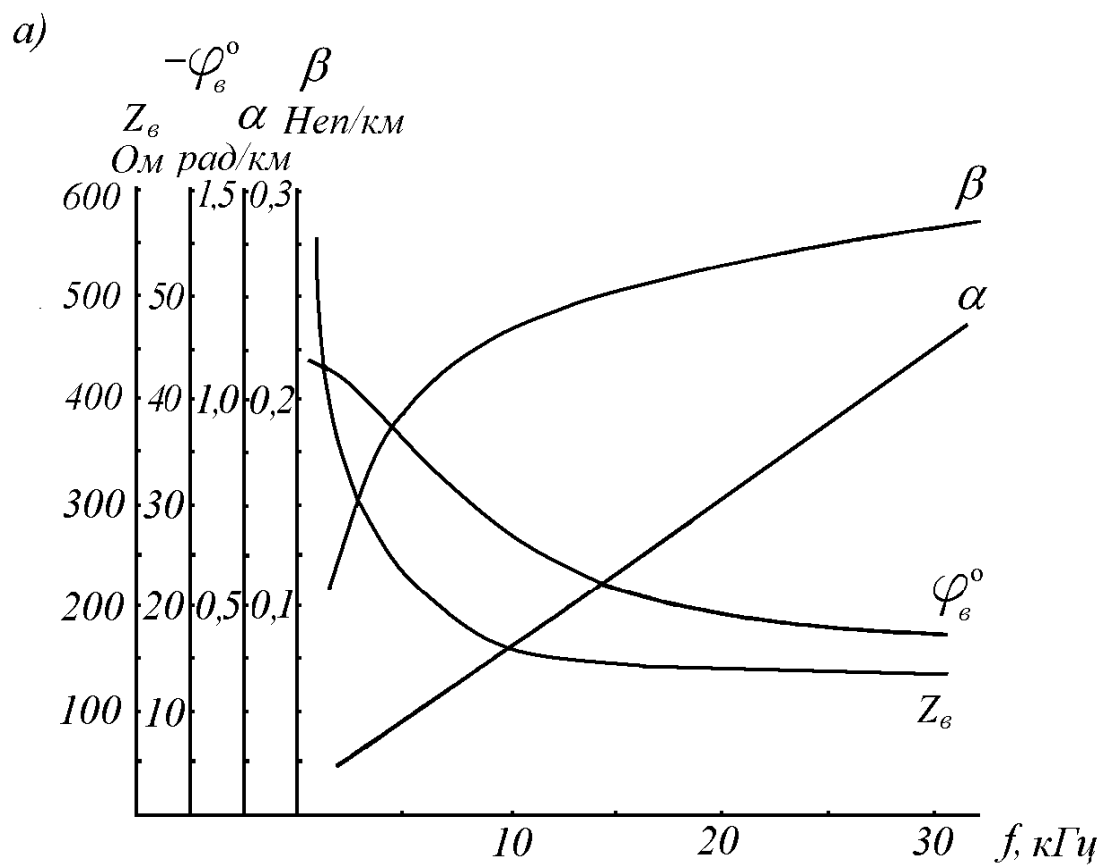


Рис. 4.4



Конкретні значення ряду електричних параметрів кабелів приводяться в довідниках з електрозв'язку.

У загальному випадку вихідний опір джерела сигналу  $Z_u$  й опір навантаження  $Z_n$  погоджують із хвильовим опором ЛЗ

$$Z_u = Z_n = Z_e. \quad (4.4)$$

Виконання цих умов забезпечує в лінії режим, при якому відбиття сигналу від кінців лінії відсутні, а втрати його енергії мінімальні; вхідний опір такого ланцюга дорівнює хвильовому.

Загасання в погодженій лінії

$$\epsilon = \ln \left| \frac{U_1}{U_2} \right| = \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right| = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_1}{P_2} \right| = \ln e^{-\beta l} = -\beta l, \text{ Неп}$$

або

$$\epsilon = 20 \lg \left| \frac{U_1}{U_2} \right| = 20 \lg \left| \frac{I_1}{I_2} \right| = 10 \lg \left| \frac{P_1}{P_2} \right|, \text{ дБ.} \quad (4.5)$$

Абсолютний рівень сигналу в точці  $x$  лінії (рис. 4.3, а)  $p_x = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_x}{P_0} \right|$ ,

звідки можна одержати залежність між рівнями сигналу і загасанням

$$\epsilon_x = \beta \cdot x = \frac{1}{2} \ln P_1 - \frac{1}{2} \ln P_x = p_1 - p_x. \quad (4.6)$$

### 4.3. Параметри впливу в багатопроводових лініях зв'язку і перехресні перешкоди

Розглянемо найпростіший випадок, коли ЛЗ складається з двох пар проводів (рис. 4.5, а). При цьому будемо вважати, що в першому ланцюзі знаходиться джерело сигналу, частина енергії якого через електричний і магнітний зв'язок передається як перешкода в другий ланцюг. Тоді перший ланцюг називається таким, що впливає, другий – підданий впливу. Та сторона другого ланцюга, що знаходиться там же, де і джерело сигналу  $U_{1н}$  першої, називається ближнім кінцем лінії, протилежна – далеким. Передача енергії з I ланцюга в II пояснюється еквівалентною схемою рис. 4.5, б. Струм і напруга в II ланцюзі визначається через параметри впливу – коефіцієнти електричного і магнітного зв'язку.

Електричний зв'язок виражається відношенням струму  $I_2$ , наведеного в ланцюзі II до різниці потенціалів у ланцюзі I

$$K_{12} = \frac{I_2}{U_1} = g + j\omega \cdot k, \text{ См.} \quad (4.7)$$

Тут  $g$  – активний компонент електричного зв'язку, а  $k$  – ємнісний.

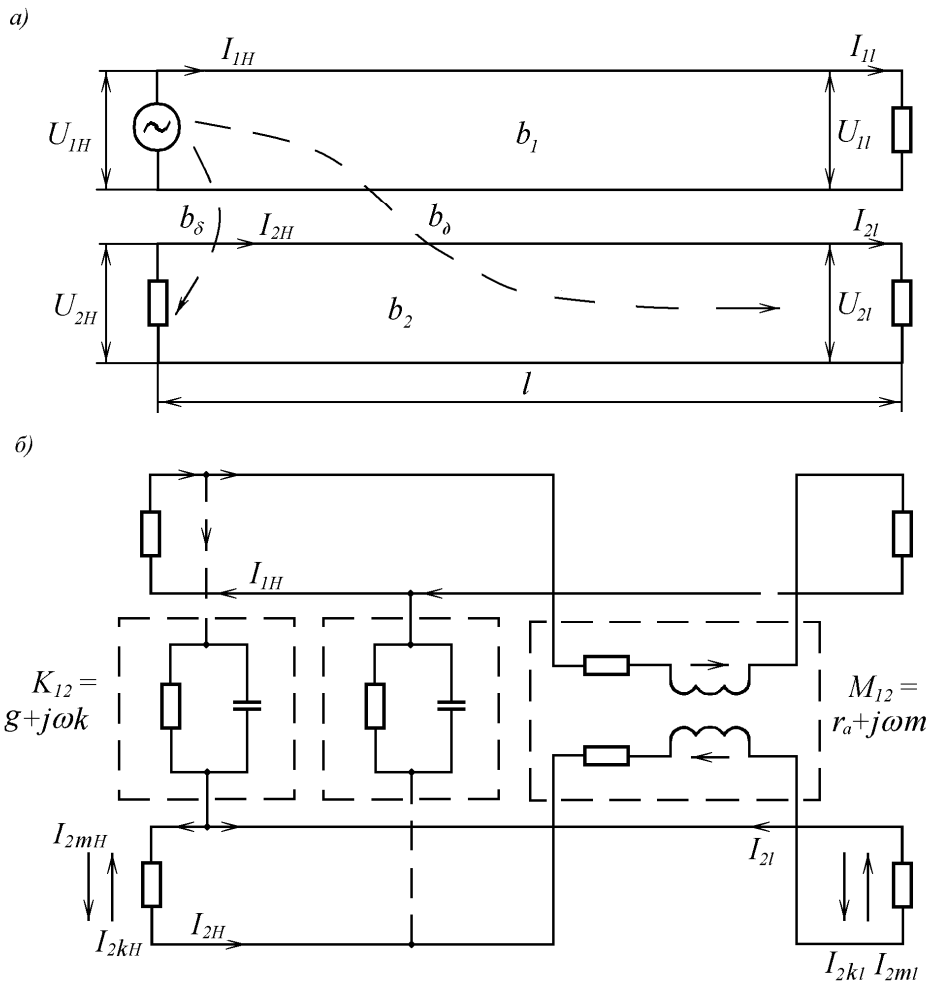


Рис. 4.5

Перший з них виникає через асиметрію провідності між дротами ЛЗ, а другий – через асиметрію часткових ємностей між ними й землею (або екраном кабелю).

Магнітний зв'язок визначається відношенням ЕРС, наведеної в ланцюзі II до струму в ланцюзі I, і узятому зі зворотним знаком

$$M_{12} = -\frac{E_2}{I_1} = r_a + j\omega m, \text{ Ом.} \quad (4.8)$$

Тут  $r_a$  – активна складова магнітного зв'язку, а  $m$  – індуктивна.

Джерело походження першої – асиметрія втрат у металі дротів, а другий – асиметрія часткових індуктивностей проводів I і II ланцюгів.

Напруга  $U_1$  в I ланцюгу і струм  $I_2$  у другому визначаються як

$$U_1 = I_1 \cdot Z_1, \text{ а } I_{2H} = \frac{E_2}{Z_2}, \quad (4.9)$$

де  $Z_1$  і  $Z_2$  – опори кіл струмів у відповідних ланцюгах.

Вважаючи, що пари I і II відносяться до одного кабелю і в них виконані умови узгодження, одержимо

$$K_{12} = \frac{g + j\omega k}{Z_e^2}, \text{ Ом}; M_{12} = \frac{r + j\omega m}{Z_e}, \text{ См.} \quad (4.10)$$

Між параметрами  $k$  й  $m$  існує сильний кореляційний зв'язок і в середньому

$$\frac{k}{m} \approx Z_e^2.$$

Відзначимо, що активна складова електричного зв'язку складає до 15 %, а активна складова магнітного до 40 % відповідних реактивних складових.

У симетричних кабелях на частотах до 3000 Гц переважає електричний зв'язок і магнітним можна зневажити, а на частотах вище 10 кГц ці зв'язки мають один порядок.

Рівні перешкод у другому ланцюзі визначаються перехідними загасаннями на ближньому і далекому кінці кабелю

$$e_b = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_{10}}{P_{20}} \right| = \ln \left| \frac{I_{10}}{I_{20}} \right| = \ln \left| \frac{4\sqrt{\beta}}{N_{12}\sqrt{1-4\beta l}} \right|, \text{ Неп,} \quad (4.11)$$

$$e_d = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_{10}}{P_{2l}} \right| = \ln \left| \frac{I_{10}}{I_{2l}} \right| = \ln \left| \frac{2}{L_{12}\sqrt{l}} \right| + \beta l, \text{ Неп,}$$

де  $N_{12} = K_{12} \cdot Z_e + M_{12} \cdot \frac{1}{Z_e}$  – електромагнітний зв'язок на ближньому кінці, а

$L_{12} = K_{12} \cdot Z_e + M_{12} \cdot \frac{1}{Z_e}$  – електромагнітний зв'язок на далекому кінці кабелю.

На рис. 4.6, а і рис. 4.6, б наведені зразки залежностей перехідних загасань від частоти сигналу і довжини лінії для високочастотного кабелю.

Перехідні загасання дозволяють оцінити захищеність ланцюга передачі сигналів, що визначається як

$$B = p_{nc} - p_{nn}, \quad (4.12)$$

де  $p_{nc}$  і  $p_{nn}$  – рівні сигналу і перешкоди на вході приймача.

При погодженому навантаженні

$$p_{nc} = p_c - b, \quad (4.13)$$

де  $p_c$  – рівень сигналу джерела,  $b$  – загасання лінії.

Спільний розв'язок рівнянь (4.12) і (4.13) дає захищеність ланцюга підданого впливу, на ближньому кінці

$$B_{\delta} = p_{nc2} - p_{mn} = p_{c2} - \epsilon_2 - p_{c1} + \epsilon_{\delta} = \epsilon_{\delta} + (p_{c2} - p_{c1}) - \epsilon_2, \quad (4.14)$$

а на далекому

$$B_{\delta} = p_{nc2} - p_{mn} = p_{c2} - \epsilon_2 - p_{c1} + \epsilon_{\delta} = \epsilon_{\delta} + (p_{c2} - p_{c1}) - \epsilon_2. \quad (4.15)$$

Орієнтовно захищеність на ближньому кінці для низькочастотних кабелів має величину біля 7,5 Неп, високочастотних магістральних – 9 Неп.

Відзначимо, що удосконалення технології виробництва симетричних кабелів (наприклад, типу 5, стандарт ЕІА-568) дозволило істотно поліпшити їхні електричні характеристики, у тому числі зменшити перехідні загасання. У результаті стала можлива передача сигналів у комп'ютерних мережах зі смугою пропускання до 0,5...1,0 МГц при довжині ЛЗ до 5 км.

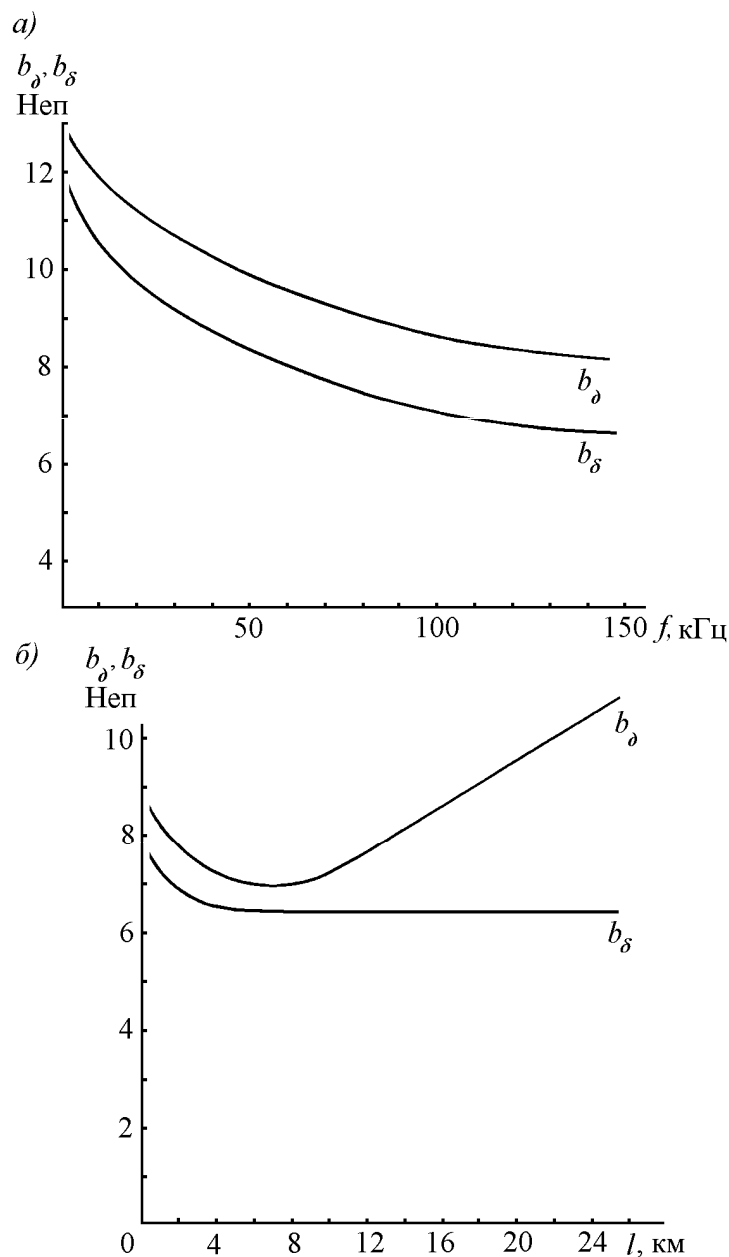


Рис. 4.6

#### 4.4. Загальні відомості про коаксіальні і волоконнооптичні кабелі

##### Коаксіальні кабелі

Розташування однієї жили коаксіального кабелю усередині іншої (екрана) приводить до того, що електромагнітне поле такої пари цілком замикається усередині її. Відсутність зовнішнього електромагнітного поля визначає основні достоїнства цих кабелів – широку смугу частот – до сотень МГц і високу захищеність від перешкод.

Практично вони використовуються на частотах вище 60 кГц, де  $r \ll \omega L$  і  $G \ll \omega C$ .

Вторинні параметри коаксіального кабелю

$$Z_e = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \beta = \left( \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right), \quad \alpha = \omega \sqrt{LC}. \quad (4.16)$$

Найбільше поширення знайшли кабелі з хвильовими опорами 50 і 75 Ом; перші використовуються в комп'ютерних мережах, другі – як для передачі широкосмугових сигналів типу телевізійних, так і даних. Коаксіальні кабелі підрозділяються на стандартизовані і малогабаритні. Основний тип стандартизованого кабелю характеризується співвідношенням діаметрів внутрішньої жили і зовнішнього екрана 2,6/9,4 (мм). Малогабаритні кабелі виготовляються з різними співвідношеннями цих діаметрів – 0,9/3,2; 1,0/3,6 та ін. Найбільш поширені такі кабелі зі співвідношенням діаметрів 1,2/4,4 (мм). Малогабаритні кабелі дешевше стандартизованих, але мають більше загасання – приблизно 0,6 Неп/км проти 0,3 Неп/км, на частоті 1 МГц. Відзначимо також стабільність величини хвильового опору коаксіального кабелю – у робочій смузі частот відхилення його від номінального складають частки відсотка.

##### Волоконнооптичні кабелі (ВОК)

Передача сигналів по ВОК заснована на явищі повного внутрішнього відбиття променя світла на межі переходу осердя 1, виконаного зі скла з більшим коефіцієнтом переломлення  $n_1$  до оболонки (покриття) з меншим коефіцієнтом переломлення  $n_2$ ,  $n_1 > n_2$  (рис. 4.7, а).

З урахуванням особливостей загасання світлового потоку в склі використовуються випромінювання з довжиною хвилі 850, 1310 і 1550 нм. Як випромінювачі на хвилі 850 нм застосовуються світлодіоди і напівпровідникові лазери поверхневого випромінювання (VCSEL), 1310 нм і 1550 нм – лазери торцевого випромінювання.

Лазери характеризуються малою шириною спектра випромінювання – 0,1...1 нм у порівнянні зі світлодіодами – 30...50 нм. Характер поширення світлових хвиль залежить від співвідношення їхньої довжини і діаметра осердя ВОК. Якщо це величини одного порядку, то промінь світла, уведений по оптичній осі волокна, поширюється далі без відбиттів (рис. 4.7, б). Як випромінювачі тут повинні використовуватися лазери з можливо вузькою смугою спектра. Такий режим поширення світлової хвилі називається одномодовим.

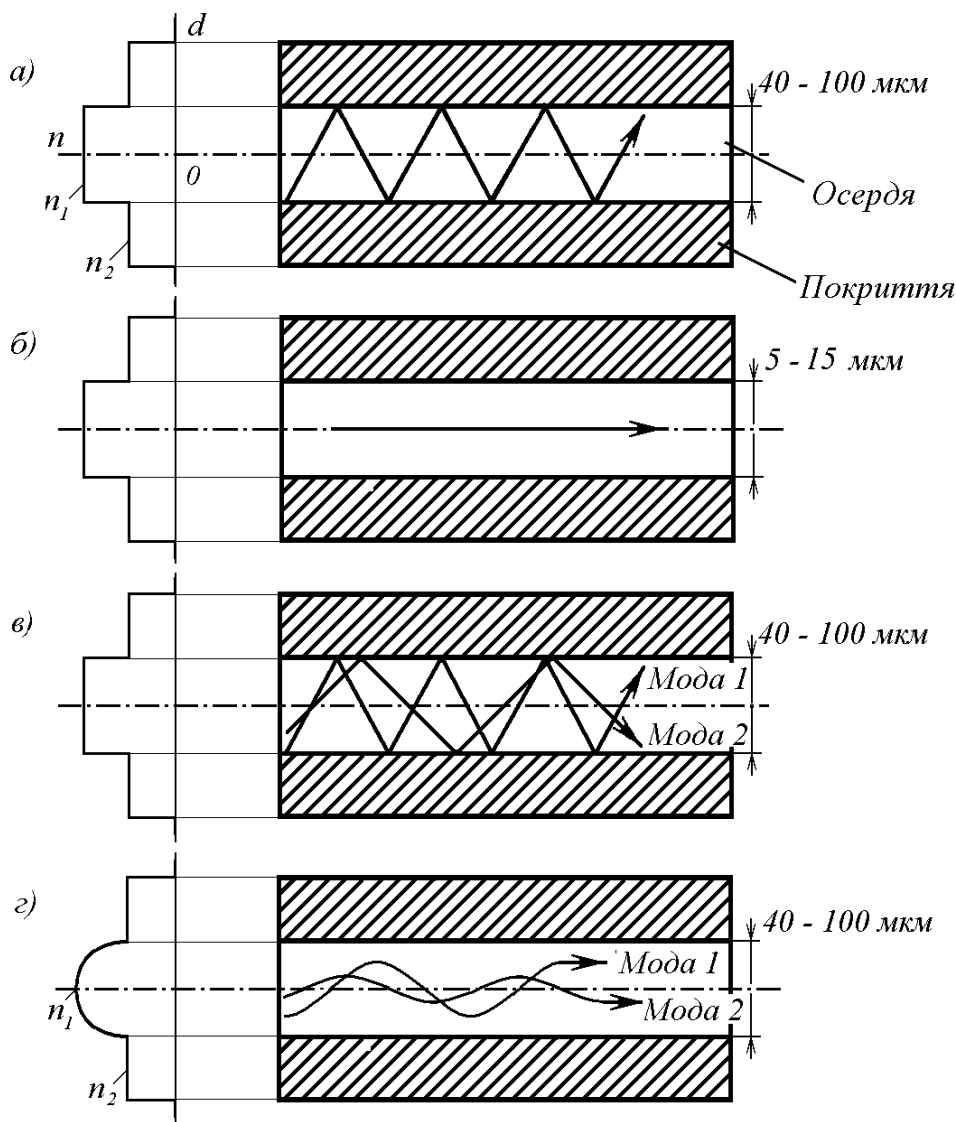


Рис. 4.7

Якщо ж діаметр осердя в десятки разів перевищує довжину хвилі і використовується випромінювач-світлодіод з більш широкою смугою спектра ніж у лазера, то режим поширення хвиль (мод) у сердечнику ВОК інший – шляхом багаторазових відбиттів і називається багатомодовим (рис. 4.7, в). У деяких типів ВОК, так званих градієнтних, показник заломлення осердя плавно змінюється від центра до периферії і промінь світла поширюється по ньому без явно виражених відбиттів (рис. 4.7, г).

Одномодові ВОК мають осердя діаметром 5...15 мкм, багатомодові – 50 чи 62,5 мкм, зовнішній діаметр волокна – 125 мкм.

Одномодові ВОК характеризуються смугою пропускання до сотень ГГц у порівнянні з одиницями ГГц для багатомодових; у той же час вони значно дорожче останніх і застосовуються для утворення магістральних каналів зв'язку.

Багатомодові ВОК дешевші одномодових, значно простіші в монтажі і ремонті, тому знаходять усе більше поширення, особливо в локальних комп'ютерних мережах.

#### 4.5. Смуга пропусення лінії зв'язку і скривлення сигналу

Сигнал передається по ланцюгу без скривлень, якщо виконуються умови

$$k(\omega) = k = \text{const}, \quad \varphi(\omega) = \omega \cdot T_0, \quad (4.17)$$

де  $k(\omega)$  – модуль комплексного коефіцієнта передачі ланцюга  $k(j\omega)$ ;  $\varphi(\omega)$  – аргумент  $k(j\omega)$ ;  $T_0$  – запізнювання фронту вихідного сигналу щодо фронту вхідного сигналу.

Такий режим передачі мав би місце в ідеалізованій лінії з розподіленими параметрами, що не залежать від частоти, і виконанні умови  $rC = GL$ .

Відповідно коефіцієнти фази і загасання були б тут мінімальними

$$\beta_{\min} = \sqrt{r \cdot G}, \quad \alpha_{\min} = \omega \sqrt{L \cdot C}, \quad (4.18)$$

а фазова швидкість – максимальною

$$v_{\max} = \frac{1}{LC} \quad (4.19)$$

однією і тією ж на всіх частотах.

У першому наближенні до реальної ЛЗ будемо розглядати її як ланцюг із властивостями ідеального фільтра низьких частот, для якого в смузі пропусення  $0 \dots \omega_g$  виконуються умови (4.17).

Відгуки ФНЧ на послідовність коротких імпульсів, що надходять з інтервалом  $\Delta t$  (1.34) є функцією вигляду (1.35), що і визначає мінімальну тривалість такту передачі сигналів  $\Delta t = \frac{1}{2F_g}$ . Це співвідношення в літературі

відомо як межа Найквіста.

Нехай сигнал має східчасту форму

$$a(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0 \\ A & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$$

Стале значення вихідного сигналу дорівнює  $k \cdot A$  (рис. 4.8,а), а в перехідному режимі

$$a(t) = A \cdot k \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega} \frac{\sin \omega t'}{\omega} d\omega \right), \quad (4.20)$$

де  $t' = t - T_0$ .

У перехідному процесі виділяються ділянки – початковий коливальний, тривалістю  $t_{23}$  (час групового запізнювання) і ділянка монотонного наростання до значення, близького до сталого, тривалістю  $t_n$ .

Практично з урахуванням межі Найквіста

$$t_n \approx \frac{0,8}{2F_g} = \frac{0,4\pi}{\omega_g}. \quad (4.21)$$

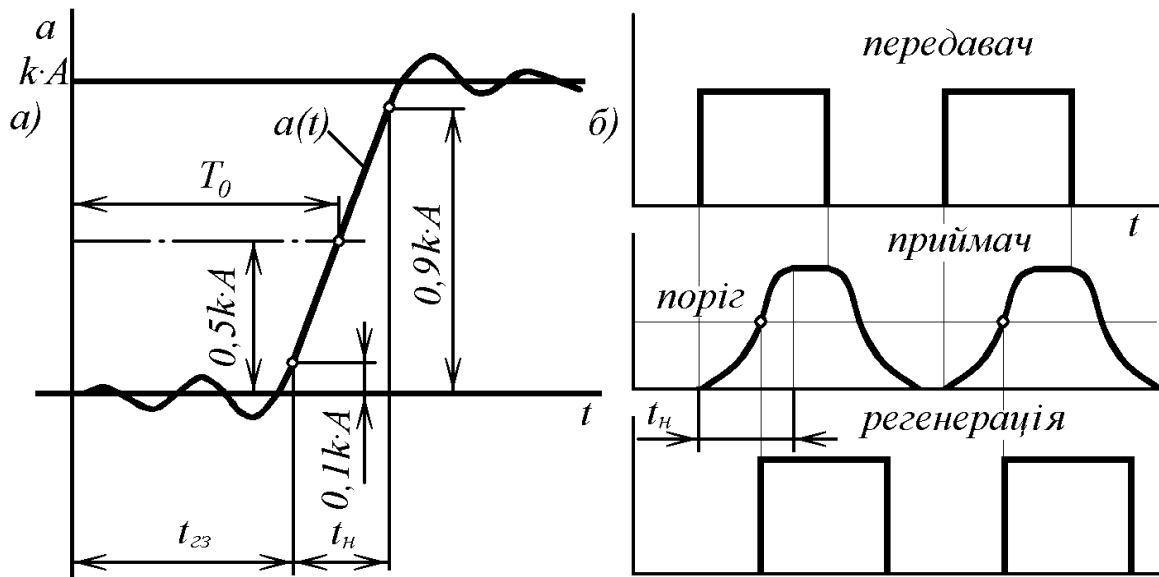


Рис. 4.8

Якщо для прийому сигналу збереження форми сигналу несуттєво, а має значення досягнення ним достатнього рівня, то тривалість вхідного імпульсу  $\tau$  повинна бути не меншою, ніж  $t_H$ ,  $\tau \geq t_H$ .

Відзначимо, що форма зрізу вихідного сигналу аналогічна фронту, але з урахуванням зміни зрізу вхідного сигналу від  $A$  до  $\phi$ .

Розглянемо характеристики проходження радіоімпульсу тривалістю  $\tau \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$ , де  $\omega_0$  – частота несучої, через ідеальний смуговий фільтр зі смугою пропускання  $\omega_1 \dots \omega_2$ .

Огинаюча вихідного сигналу тут буде такою ж, як і для відеоімпульсу тривалістю  $\tau$  на виході ФНЧ із верхньою межею смуги пропускання

$$\omega_e = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}, \quad (4.22)$$

а час наростання за огинаючою

$$t_H = \frac{1,6\pi}{\omega_2 - \omega_1}. \quad (4.23)$$

Відзначимо, що приведені тут залежності одержані із рядом спрощуючих припущень і дають наближені значення  $t_H$ .

Розрахунок часу групового запізнювання в провідних ЛЗ також дає наближені оцінки цієї величини через залежність первинних параметрів від частоти.

Для каналів тональної частоти  $t_{23}$ , а також загасання нормуються в смузі 300...3400 Гц, що гарантує передачу сигналів із заданою швидкістю.



Якщо тривалість такту формування елементарного сигналу  $\Delta t$ , то швидкість передачі його

$$V = \frac{1}{\Delta t}, c^{-1} \text{ (Бод)} \quad (4.24)$$

і відповідно до межі Найквіста обмежується подвоєним значенням  $F_\phi$

$$V_{\max} = 2F_\phi, c^{-1}. \quad (4.25)$$

У комп'ютерних мережах швидкість передачі сигналів двійкового потоку повідомлень задається в біт/с, при цьому біт позначає не кількість інформації, а двійковий розряд.

Швидкість передачі сигналів багатомодових у ВОК обмежується дисперсією – розкладанням світла на промені з різною довжиною хвилі і різною довжиною пробігу у світловоді через те, що кожний такий промінь (мода) має свій кут відбиття (рис. 4.7, в).

При цьому до деякої відстані від випромінювача скривлення і подовження імпульсу (мода затримка) зростає за лінійним законом.

Для ВОК із східчастою і градієнтною зміною коефіцієнта заломлення це подовження визначається відповідно як

$$\begin{aligned} t_{HC} &= \frac{\Delta \cdot n_1 \cdot l_C}{C_0}, \quad l_C \leq 5 \dots 7 \text{ км}, \\ t_{HG} &= \frac{\Delta^2 \cdot n_1 \cdot l_G}{2C_0}, \quad l_G \leq 10 \dots 15 \text{ км}, \end{aligned} \quad (4.26)$$

де  $l_C, l_G$  – довжина ВОК,  $C_0$  – швидкість світла,  $\Delta = (n_1 - n_2) / n_1$ .

На більш довгих світловодах моди взаємодіють між собою і настає так званий сталий режим, для якого

$$\begin{aligned} t_{HC} &= \frac{\Delta \cdot n_1}{C_0} \cdot \sqrt{l \cdot l_C}, \\ t_{HG} &= \frac{\Delta^2 \cdot n_1}{2C_0} \cdot \sqrt{l \cdot l_G}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Відповідно максимальна швидкість передачі сигналів буде

$$V_{\max C} = \frac{1}{t_{HC}}, \quad V_{\max G} = \frac{1}{t_{HG}}.$$

Верхня межа смуги частот пропущення нормується на 1 км довжини ВОК:

$$F_\phi = \frac{1}{t_H}.$$

Для коротких кабелів по 4.26 і довгих, по 4.27 ця смуга перераховується на довжину  $l_x$  за формулами

$$F_{\text{ex}} = \frac{F_\epsilon}{l_x} \quad \text{та} \quad F_{\text{ex}} = \frac{F_\epsilon}{\sqrt{l_x \cdot l_C}}, \quad F_{\text{ex}} = \frac{F_\epsilon}{\sqrt{l_x \cdot l_\Gamma}}. \quad (4.28)$$

На підставі цього рівняння можна оцінити граничну довжину ВОК між пунктами регенерації (відновлення) вихідної (рис. 4.8, б) форми імпульсів. Для градієнтних волокон ефект дисперсії виражений слабкіше, а в одномодових практично його немає.

Знайдено також спосіб усунення дисперсії в багатомодових волокнах з використанням солітонів – модульованих за інтенсивністю оптичних імпульсів, у яких за рахунок нелінійної взаємодії між спектральними складовими підтримується незмінна форма імпульсу на шляху поширення його по волокну. Відзначимо також, що ця технологія дозволила реалізувати багатоканальну передачу сигналів по ВОК.

Так, наприклад, у діапазоні 1530...1565 нм можуть бути утворені до 80 каналів зі смугою пропускання кожного 50 ГГц.

Ефективність використання каналу зв'язку визначається питомою швидкістю передачі інформації в смузі частот 1 Гц

$$E = \frac{C}{F_\epsilon}, \quad (4.29)$$

де  $C$  – пропускна здатність каналу зв'язку, біт/с.

Для каналу без перешкод

$$C = V \cdot H_{\text{max}}, \quad \text{біт/с}, \quad (4.30)$$

де  $H_{\text{max}} = \log_2 m$ ,  $m$  – кількість ознак сигналу; для елементарного двійкового сигналу «0», «1»  $m = 2$ .

Тоді гранична ефективність двійкового каналу без перешкод з урахуванням 4.25 складе 2 біт/с·Гц.

У каналі із флуктуаційною перешкодою, для якого

$$C = F_\epsilon \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_n} \right), \quad \text{біт/с}, \quad (4.31)$$

де  $P_c$  і  $P_n$  – відповідно потужності сигналу і перешкоди в смузі частот  $F_\epsilon$  ефективність буде меншою, але ніколи не дорівнює нулю.

Збільшення ефективності передачі інформації досягається шляхом використання багатоелементних сигналів ( $m > 2$ ) і оптимального кодування повідомлень.

#### 4.6. Корекція каналів зв'язку

Підвищення швидкості передачі сигналів по провідним ЛЗ досягається шляхом корекції викривлень, яка приводить, зокрема, до зменшення часу наростання сигналу. На комутуємих ЛЗ використовуються автоматичні коректори, що встановлюються на входах приймачів; настроювання їх відбувається при встановленні зв'язку за тестовими сигналами, які виробляє передавач. Найбільше поширення мають коректори, у яких передаточна функція синтезується в базисі ортогональних поліномів, зокрема гармонічні коректори.

На рис. 4.9,а приведена структурна схема гармонічного коректора без зворотних зв'язків.

З урахуванням відомих співвідношень для передавальних функцій ідеальних елементарних підсилюючої та затримуючої ланок, а також для їх послідовного та паралельного з'єднань, можна отримати вирази для передаточної і перехідної функцій коректора в цілому

$$W(j\omega) = \sum_{i=-n}^m q_i e^{-jk\omega T} \quad , \quad (4.32)$$

$$h_k(t) = \sum_{i=-n}^m q_i \Phi(x - iT), \quad (4.33)$$

де  $n + m + 1$  – загальна кількість підсилюючих ланок коректора,  $q_k$  – їх коефіцієнти підсилення,  $T$  – час затримки на кожен затримуючу ланку.

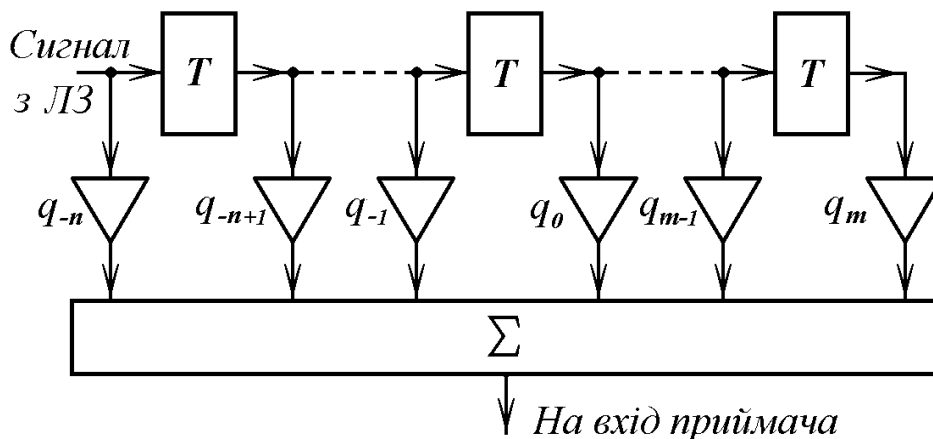


Рис. 4.9,а

Завдання синтезу гармонічного коректора зводиться до визначення його параметрів за частотними або часовими характеристиками нескоректованого і скоректованого каналів передачі даних.

При частотному підході синтез коректора проводиться, виходячи з відомої передаточної функції нескоректованого каналу  $K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}$ , де  $|K(j\omega)|$  та  $\phi(\omega)$  – відповідно АЧХ і АФХ каналу. Для усунення викривлень сигналів, що передаються по каналу, передаточна функція послідовно приєднаного коректора, в заданому діапазоні частот

$[\Omega_1, \Omega_2]$ , що визначається спектром сигналів, з точністю до заданих постійних величин модуля  $A$  та затримки  $b$ , повинна задовольняти співвідношенню

$$W(j\omega) = \frac{A}{K(j\omega)} e^{-j\omega b}. \quad (4.34)$$

Необхідною і достатньою умовою коректування каналу є вимога  $|K(j\omega)| \neq 0$  при  $\Omega_1 \leq \omega \leq \Omega_2$ . Окрім того при виконанні умов

- $|K(j\omega)|$  – парна функція відносно точки  $\Omega_0 = 0,5 \cdot (\Omega_1 + \Omega_2)$ ;
- $\phi(\omega)$  – непарна функція відносно точки  $\Omega_0$ ;
- $\Omega_1 + \Omega_2 = L(\Omega_2 - \Omega_1)$ , де  $L$  – ціле невід'ємне число

коефіцієнти підсилення  $q_k$  стають дійсними, що свідчить про фізичну реалізацію коректора.

Якщо  $\Omega_2 = -\Omega_1 = \Omega$ , розкладення функції  $W(j\omega)$  на сегменті  $[-\Omega, \Omega]$  у ряд Фур'є має вигляд

$$W(j\omega) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_i e^{\frac{j\pi i \omega}{\Omega}} = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_i e^{j i \omega T}, \quad (4.35)$$

де  $C_i = \frac{1}{2\Omega} \int_{-\Omega}^{\Omega} W(j\omega) e^{-j i \omega T} d\omega$  – коефіцієнти розкладення,  $T = \frac{\pi}{\Omega}$ .

Порівняння виразів (4.32) та (4.35) показує, що перший з них є частковою сумою другого, у якому індекс підсумовування замінено на протилежний за знаком. Таким чином, параметр часу затримки  $T$  коректора може бути отриманий із співвідношення  $T = \frac{\pi}{\Omega}$ , де  $\Omega$  – верхня гранична частота спектра сигналів, що передаються. Коефіцієнти підсилення  $q_k$  визначаються шляхом розкладення передаточної функції коректора  $W(j\omega)$  у ряд Фур'є на сегменті  $[-\Omega, \Omega]$

$$q_i = C_{-i} = \frac{1}{2\Omega} \int_{-\Omega}^{\Omega} W(j\omega) e^{j i \omega T} d\omega$$

або з точністю до несуттєвих постійних величин  $A$  та  $b$ , при урахуванні співвідношення (4.31)

$$q_i = \frac{1}{2\Omega} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{e^{j i \omega T}}{K(j\omega)} d\omega = \frac{1}{2\Omega} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{e^{j[i\omega T - \phi(\omega)]}}{|K(j\omega)|} d\omega. \quad (4.36)$$

Якщо характеристики коректувального каналу задаються не аналітично, а у вигляді таблиці значень, які вони приймають у рівновіддалених точках  $\omega_v = v \frac{\Omega}{m}$ , інтеграл (4.36) апроксимується частковою сумою

$$q_i = \frac{1}{2m} \sum_{\nu=-m}^m \frac{e^{j[\frac{i\pi\nu}{m} - \phi_\nu]}}{K_\nu}, \quad (4.37)$$

де  $K_\nu$  і  $\phi_\nu$  – відповідно значення модуля та аргументу коефіцієнта передачі коректувального каналу у точках  $\omega_\nu$ . Крайні члени у сумі беруться з ваговим коефіцієнтом 0,5.

Розглянемо приклад визначення параметрів коректора. У першому наближенні ЛЗ може бути заміщена еквівалентною схемою, що показана на рис. 4.10.

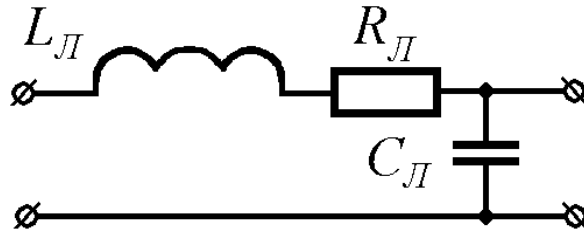


Рис. 4.10

Тут  $L_L = Ll$ ,  $R_L = rl$ ,  $C_L = Cl$ ;  $L, r, C$  – розподілені параметри лінії,  $l$  – її довжина. Передаточна функція такої ланки буде мати вигляд

$$K(j\omega) = \frac{1}{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\omega\tau + 1},$$

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \omega^2\tau^2}},$$

$$\phi(j\omega) = -\arctan\left[\frac{\omega\tau}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right],$$

яка представляє собою функцію ідеальної коливальної ланки. Тут  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}$ ,

$\tau = R_L C_L$ . Перехідна функція такої ланки при нульових початкових умовах подається у вигляді

$$h(t) = \begin{cases} 1 - \left(\frac{\xi}{4\omega} + \frac{1}{2}\right)e^{(-\frac{\xi}{2} + \omega)t} + \left(\frac{\xi}{4\omega} - \frac{1}{2}\right)e^{-(\frac{\xi}{2} + \omega)t} & \text{при } R_L > 2Z_B \\ 1 - e^{-\frac{\xi}{2}t} - \frac{\xi}{2}te^{-\frac{\xi}{2}t} & \text{при } R_L = 2Z_B \\ 1 - \frac{\omega}{\omega_0}e^{-\frac{\xi}{2}t} \sin\left[\omega t + \arctan\left(\frac{2\omega}{\xi}\right)\right] & \text{при } R_L < 2Z_B \end{cases}$$

$$\text{Тут } \xi = \tau\omega_0^2, \omega = \sqrt{\left|\omega_0^2 - \frac{\xi^2}{4}\right|}, Z_B = \sqrt{\frac{L_A}{C_A}}.$$

Передаточна функція коректора визначається як функція ідеальної диференціальної ланки другого порядку

$$W(j\omega) = -\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\omega\tau + 1.$$

Відзначимо, що висунуті вище вимоги щодо можливості коректування каналу і фізичної реалізуємості коректора виконуються в симетричній відносно нуля смузі частот  $[-\Omega, \Omega]$ . Розкладення функції  $W(j\omega)$  у ряд Фур'є дає такі значення параметрів коректора:

$$q_i = \begin{cases} 1 - \frac{\pi^2}{3\omega_0^2 T^2} & \text{при } i = 0 \\ (-1)^i \left[ \frac{\tau}{iT} - 2\left(\frac{1}{iT\omega_0}\right)^2 \right] & \text{при } i \neq 0 \end{cases} \quad (4.38)$$

На рис. 4.11 приведені графіки вихідного сигналу, який є послідовністю однополярних прямокутних імпульсів зі шпаруватістю  $Q=2$  і швидкістю передачі  $\nu=25$  КБод, сигналу на виході ЛЗ з параметрами  $L=50$  нФ/км,  $R=180$  Ом/км,  $C=0,5$  мГн/км,  $l=5$  км, та сигналу на виході гармонічного коректора з  $n+m+1=11$  підсилюючими ланками ( $n=m=5$ ), параметри яких отримані зі співвідношення (4.38). Корекція відбувається в симетричній відносно нуля смузі частот до  $N=5$  гармоніки вихідного сигналу. Розрахунки проведені за допомогою середовища MathCAD, програма розрахунку подана в додатку 4.

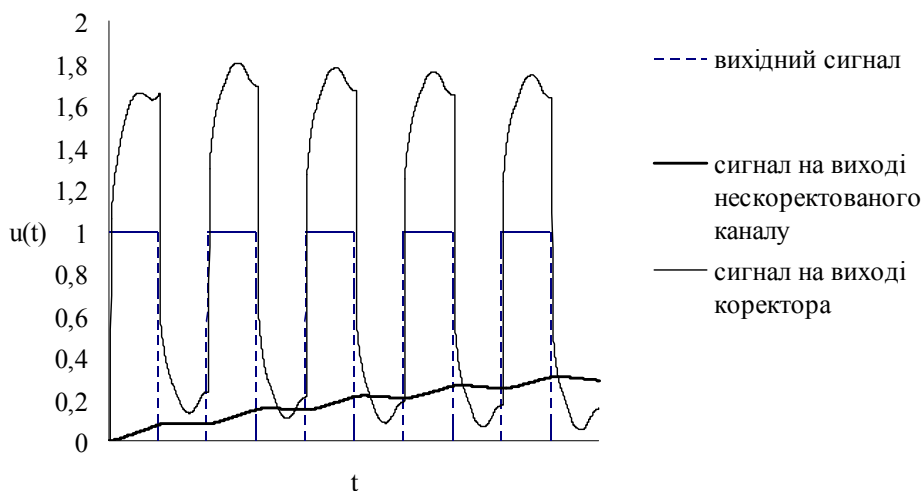


Рис. 4.11

З рисунку випливає, що, при відсутності коректора, передача сигналу неможлива. Уведення коректора істотно виправляє форму сигналу і дозволяє вести передачу із вказаною швидкістю. Подальше поліпшення якості корекції може бути досягнуте за рахунок більш точного урахування параметрів ЛЗ, розширення частотного діапазону, в якому відбувається корекція, і збільшення кількості ланок коректора.

### Контрольні питання

1. За якими ознаками класифікуються лінії зв'язку?
2. Перерахуйте основні структури провідних ліній зв'язку систем телемеханіки.
3. На яких фізичних процесах ґрунтується передача сигналів у системах зв'язку?
4. Що таке симетричний кабель і чим забезпечується ця симетрія?
5. Назвіть первинні параметри провідних ліній зв'язку і фактори, що визначають їхні залежності від частоти сигналів.
6. Дайте визначення вторинних параметрів провідних ліній зв'язку. Що таке узгоджена ЛЗ?
7. Як визначається довжина хвилі в лінії зв'язку? Приведіть залежність між загасанням ЛЗ і рівнями передачі сигналів.
8. Дайте якісну оцінку залежностей вторинних параметрів симетричних кабелів від частоти сигналів.
9. Що таке параметри впливу в багатопровідних кабелях і яка їхня фізична природа?
10. Яким чином можливо істотно знизити перехідне загасання на ближньому кінці ЛЗ?
11. Чим забезпечується зменшення перехідних загасань у загальному випадку?
12. Як визначається захищеність багатопровідної ЛЗ?
13. Дайте якісну оцінку залежностей перехідних загасань від частоти сигналу і довжини кабельної лінії зв'язку.
14. У чому особливість передачі сигналів по коаксіальному кабелі? Назвіть достоїнства і недоліки коаксіальних кабелів у порівнянні із симетричними.
15. На якому фізичному явищі заснована передача сигналів по волоконнооптичних лініях зв'язку? Сформулюйте вимоги до оптичного середовища такої передачі.
16. Що таке одномодовий і багатомодовий оптичний канал передачі сигналів? Порівняйте їхні переваги і недоліки.
17. Проведіть порівняння властивостей симетричних і коаксіальних провідних, а також волоконнооптичних кабелів як ліній зв'язку для систем телемеханіки.
18. Що таке лінія зв'язку, що не спотворює сигнали? Які умови її реалізації?
19. Приведіть графічну залежність сигналу на виході ФНЧ для прямокутного вхідного імпульсу.
20. Виконати завдання за п. 19 для радіоімпульсу з прямокутною обгинаючою.

21. Поясніть, яким чином поняття межі Найквіста пов'язано зі швидкістю передачі сигналів по провідних лініях зв'язку.
22. Чому смуга пропускання волоконнооптичного кабелю залежить від його довжини?
23. Чим розрізняються поняття швидкості передачі сигналів і швидкості передачі інформації?
24. Приведіть структурну схему гармонічного коректора без зворотних зв'язків і поясніть принцип його дії.
25. Приведіть вирази для передаточної та перехідної функцій коректора.
26. Доведіть, що для каналу з передаточною функцією,  $W(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$ , де  $\tau = const$ , вимоги, відносно можливості коректування каналу і фізичної реалізації коректора, виконуються в симетричній відносно нуля смузі частот.
27. Отримайте співвідношення для параметрів гармонічного коректора в умовах, указаних у попередньому питанні.



Навчальне видання

**Кожевников В'ячеслав Леонідович**  
**Кожевников Антон В'ячеславович**

**ОСНОВИ ЗБИРАННЯ, ОБРОБКИ І ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ.  
ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ**

Навчальний посібник

Друге видання

Редактор В.А. Третяк

Підписано до друку 30.05.12. Формат 30x42/4.  
Папір офсет. Ризографія. Ум. друк. арк. 6,0  
Обл.-вид. арк. 6,0. Тираж 100 пр. Зам. №

Підготовлено до друку та видруковано  
у Державному ВНЗ «Національний гірничий університет».  
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004.

49027, м. Дніпропетровськ, просп. К. Маркса, 19.