

Г.Г.БОРТНИК, В.М.КИЧАК

**ОСНОВИ ТЕОРІЇ ПЕРЕДАЧІ
ІНФОРМАЦІЇ**

Міністерство освіти і науки України
Вінницький державний технічний університет

Г.Г.БОРТНИК, В.М.КИЧАК

ОСНОВИ ТЕОРІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів бакалаврських напрямків з радіотехніки та телекомунікацій. Протокол № 6 від 31 січня 2002 р.

ВІННИЦЯ ВДТУ 2002

Рецензенти:

В.Ф.Бардаченко, доктор технічних наук, професор

В.М.Дубовий, доктор технічних наук, професор

В.О.Поджаренко, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України.

Бортник Г.Г., Кичак В.М.

Б21 Основи теорії передачі інформації. Навчальний посібник . –
Вінниця: ВДТУ- 2002. - 128 с.

В навчальному посібнику розглядаються питання з дисципліни “Основи теорії передачі інформації”, а також дисциплін “Теорія електрозв’язку” та “Радіотехнічні системи передачі інформації”. Розглянуто основні положення теорії інформації та кодування, а також методи математичного моделювання сигналів, завад і каналів зв’язку, методи керування інформаційними параметрами сигналів, інформаційні характеристики джерел сигналів і завад. Наведено основні закономірності передавання інформації неперервними та дискретними каналами зв’язку. Подано відомості про потенційні можливості різних методів передавання та приймання сигналів, порівнюються характеристики систем зв’язку. Проаналізовано сучасний стан та тенденції розвитку систем передачі інформації. До кожного з розділів наведено ряд контрольних запитань.

ЗМІСТ

Вступ	5
1 ІНФОРМАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЖЕРЕЛ І КАНАЛІВ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ	6
1.1 Основні поняття теорії передачі інформації	6
1.2 Кількісне оцінювання інформації	6
1.3 Ентропія	7
1.4 Ентропія неперервних повідомлень	8
1.5 Ентропія складних повідомлень	9
1.6 Кількість інформації в реальних дискретних повідомленнях ..	10
1.7 Інформаційні характеристики дискретних каналів	11
1.8 Пропускна спроможність неперервного каналу.....	14
1.9 Порівняння пропускних спроможностей дискретного та неперервного каналів	17
1.10 Узгодження фізичних характеристик сигналу та каналу	18
2 МЕТОДИ ПЕРЕТВОРЕННЯ НЕПЕРЕРВНИХ СИГНАЛІВ У ДИСКРЕТНІ	23
3 КОДУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	33
3.1 Код Грея	33
3.2 Шифрування та дешифрування інформації	35
3.3 Оптимальне кодування	37
3.4 Завадостійке кодування	43
3.5 Коди з виявленням помилок	47
3.6 Коди з виявленням та виправленням помилок	48
4 ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ РІЗНИХ ВИДІВ МОДУЛЯЦІЇ	50
4.1 Амплітудна модуляція	51
4.2 Частотна модуляція	53
4.3 Імпульсно-кодова модуляція з рівномірним квантуванням	55
4.4 Імпульсно-кодова модуляція з нерівномірним квантуванням...	58
4.5 Диференціальна імпульсно-кодова модуляція	61
5 ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ПРИЙМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	69
5.1 Критерії якості приймання інформації	69
5.2 Методи оптимального приймання інформації	71
6 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ	80
7 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З ЧАСОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ	87
8 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З КОДОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ.....	96
8.1 Основи застосування шумоподібних сигналів в системах з кодовим розділенням каналів	99
8.2 Завадостійкість систем з КРК	100

8.3 Скрытність систем з КРК	101
8.4 Кодове розподілення абонентів	102
8.5 Ефективність ААСЗ	103
8.6 Боротьба з багатопрореневістю	104
8.7 Електромагнітна сумітність	106
9 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА БАЗІ ВОЛОКОННО- ОПТИЧНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ	109
10 ЕФЕКТИВНІСТЬ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ	116
10.1 Оцінювання ефективності	116
10.2 Ефективність передачі дискретних повідомлень	116
10.3 Ефективність передачі неперервних повідомлень	120
10.4 Ефективність передавання інформації в телекомунікаційних мережах	123
10.5 Висновки	124
ОСНОВНІ ВИСНОВКИ	125
ЛІТЕРАТУРА	127

ВСТУП

Передавання інформації від джерела до одержувача є основною задачею радіотехнічних та телекомунікаційних систем і мереж.

Дисципліна “Основи теорії передачі інформації” відноситься до циклу нормативних загально-професійних дисциплін для підготовки студентів за спеціальностями 7.090701 “Радіотехніка”, 7.090703 “Апаратура радіозв'язку, радіомовлення та телебачення”, 7.092401 “Телекомунікаційні системи та мережі”.

Основною задачею дисципліни є формування теоретичної бази та практичних навиків в області передачі інформації.

Виникнення цілісної теорії передачі інформації пов'язано з появою в 1948 р. роботи американського ученого К. Шеннона “Математична теорія зв'язку”. Елементи теорії передачі сигналів розглядались в роботах Р. Хартлі, який в 1928 р. запропонував кількісну міру оцінки інформації.

В 1933р. В.О.Котельніков запропонував метод представлення неперервних сигналів у вигляді дискретних, а в 1946р. розробив теорії оптимального приймання інформації.

Подальший розвиток теорії передачі сигналів знайшов у працях українських вчених А.Г. Зюко та І.В. Кузьміна.

Основними задачами теорії передачі інформації є:

- а) аналіз та синтез сигналів і завад;
- б) аналіз та синтез каналів передачі інформації;
- в) аналіз інформаційних характеристик джерел повідомлень, сигналів, завад і каналів;
- г) аналіз та синтез завадостійких методів передачі інформації;
- д) аналіз та синтез коректувальних кодів.

В навчальному посібнику десять розділів.

В першому розділі розглядаються основні характеристики неперервних та дискретних джерел і каналів зв'язку. Другий розділ присвячено методам перетворення сигналів, а третій – методам кодування інформації. В четвертому та п'ятому розділах виконано аналіз потенційної завадостійкості різних методів передавання та приймання сигналів. В шостому, сьомому та восьмому розділах розглянуто основні методи побудови багатоканальних систем передачі інформації. На сучасному етапі розвитку телекомунікацій спостерігається стрімке впровадження волоконно-оптичних технологій, тому в дев'ятому розділі описано принцип функціонування та особливості систем передачі інформації на базі волоконно-оптичних ліній зв'язку. В останньому розділі виконано аналіз ефективності передачі інформації.

1 ІНФОРМАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЖЕРЕЛ І КАНАЛІВ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Основні поняття теорії передачі інформації

Інформація – сукупність відомостей, які є об'єктом зберігання, передавання та перетворення.

Повідомлення – форма представлення інформації (послідовність літер, цифр, зміна кольору, яскравості).

Сигнал – матеріальний носій повідомлення (електричного, світлового, звукового, електромагнітного).

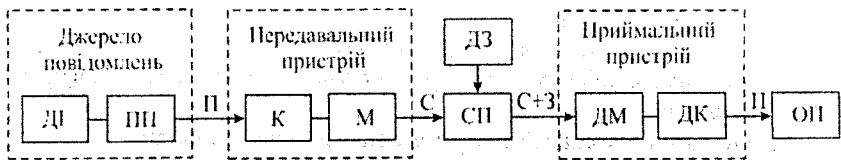
Зв'язок – процес передавання сигналів від джерела до одержувача.

Аналіз – визначення впливу структури та параметрів операторів перетворень сигналів і завад на характеристики якості передачі інформації.

Синтез – знаходження таких структур і параметрів операторів перетворень сигналів і завад, які забезпечують необхідну якість передачі інформації.

Система передачі інформації – сукупність засобів та середовища поширення, які забезпечують передавання сигналів.

Узагальнена структурна схема системи передачі інформації представлена на рисунку 1.1.



Рисунку 1.1 – Узагальнена структура системи передачі інформації
Ді – джерело інформації; Пі – первинний перетворювач; С – сигнал;
К – кодер; П – повідомлення; М – модулятор; СП – середовище поширення; ДЗ – джерело завад; З – завада; ДК – декодер;
ДМ – демодулятор; ОП – одержувач повідомлення.

1.2 Кількісне оцінювання інформації

Неперервні повідомлення описуються неперервною функцією часу (телефонія, радіомовлення).

Дискретні повідомлення – послідовність окремих сигналів (факсимільний зв'язок, передача даних ЕОМ).

Кількість інформації в повідомленні X оцінюють його ймовірністю $p(x)$. Зручніше кількість інформації обчислювати в логарифмічних одиницях

$$I(x) = \log_2 \frac{1}{p(x)} = -\log_2 p(x), \text{ [біт]}. \quad (1.1)$$

Така міра оцінювання кількості була запропонована американським вченим Р. Хартлі.

$I(x)$ – величина позитивна та кінцева, тому що $0 < p(x) \leq 1$.

Якщо $p(x) = 1$, то $I(x) = 0$, тобто повідомлення про відому подію інформації не переносить.

Двійкову одиницю вимірювання називають біт ("binary digit"), а десяткову одиницю $\lg \frac{1}{p(x)}$ – називають дит.

Сумарну кількість інформації в кількох незалежних повідомленнях можна обчислити як

$$I_c = \sum_{i=1}^m I(x_i). \quad (1.2)$$

1.3 Ентропія

Для оцінювання інформаційних властивостей джерела повідомлення в цілому, а не кількості інформації в окремому повідомленні, необхідно використовувати середню кількість інформації, яка припадає на одне повідомлення – ентропію. Ентропія – міра невизначеності. Чим більша ентропія, тим більша невизначеність і тим більше в середньому переносить одне повідомлення інформації.

Ентропія є мірою недостачі інформації про стан системи і при надходженні інформації ентропія зменшується. Ентропія і кількість інформації – принципово різні поняття. Ентропія може бути обчислена апіорно, тобто до отримання інформації. Кількість інформації – апостеріорна характеристика та визначає кількість інформації, отриману після надходження повідомлення.

Ентропія обчислюється як математичне очікування $I(x)$:

$$H(x) = \overline{I(x)} = \sum_{i=1}^m p(x_i) I(x_i) = -\sum_{i=1}^m p(x_i) \log_2 p(x_i), \text{ [біт/повід]} \quad (1.3)$$

Міра кількості інформації була запропонована К. Шенноном в 1948 році.

Розглянемо властивості ентропії дискретних повідомлень.

1. Ентропія завжди позитивна, тому що $0 < P(x) \leq 1$.

2. При рівномірних повідомленнях, коли

$$p(x_1) = p(x_2) = \dots = p(x_m) = \frac{1}{m} \quad (1.4)$$

ентропія максимальна і чим більше повідомлень, тим вища ентропія.

$$H_{\max}(x) = \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \log_2 m = \log_2 m . \quad (1.5)$$

3. Ентропія кількох незалежних джерел повідомлень дорівнює сумі ентропій цих джерел, тобто ентропія адитивна

$$H(x, y, z) = H(x) + H(y) + H(z) . \quad (1.6)$$

4. Ентропія детермінованих повідомлень дорівнює нулю.

5. Ентропія джерела двох альтернативних повідомлень, тобто ентропія бінарного джерела змінюється від 0 до 1.

Нехай ймовірність повідомлення x_1 дорівнює $p(x_1) = p$, а ймовірність повідомлення x_2 дорівнює $p(x_2) = 1 - p$. Тоді

$$H(x) = -p(x_1) \log_2 [p(x_1)] - p(x_2) \log_2 [p(x_2)] = -p \log_2 p - (1-p) \log_2 (1-p) . \quad (1.7)$$

Аналізуючи вираз (1.7), можна стверджувати, що при $p=1$ або $p=0$ — невизначеність відсутня (передається одне з повідомлень x_1 або x_2), тобто $H=0$, а при $H_{\max} = 1 \text{ біт}$, $p = \frac{1}{2}$ (рисунок 1.2).

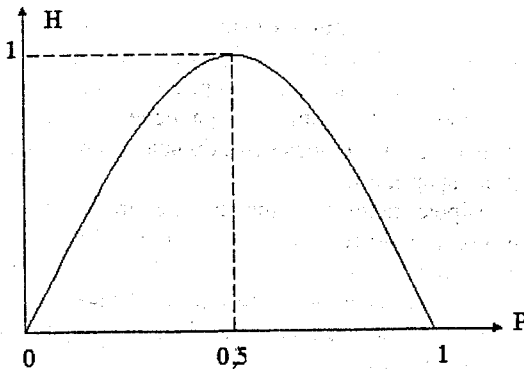


Рисунок 1.2 – Залежність ентропії бінарного джерела від ймовірності одного з повідомлень

1.4 Ентропія неперервних повідомлень

Неперервне повідомлення характеризується законом розподілення ймовірностей $\omega(x)$ та диференціальною ентропією:

$$h(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) \log_2 \omega(x) dx . \quad (1.8)$$

На відміну від ентропії дискретних повідомлень диференціальна ентропія неперервних повідомлень є відносною і залежить від масштабу x . Отже диференціальна ентропія не є абсолютною мірою невизначеності неперервного повідомлення.

Інформаційний зміст диференціальної ентропії полягає не в абсолютному значенні диференціальної ентропії, в різниці двох диференціальних ентропій. Максимальною ентропією характеризується нормальний закон розподілення ймовірностей.

1.5 Ентропія складних повідомлень

Складне повідомлення є сукупністю повідомлень від кількох джерел інформації.

Нехай повідомлення I джерела інформації приймають значення x_1, x_2, \dots, x_n з ймовірностями $p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_n)$, а повідомлення II джерела приймають значення y_1, y_2, \dots, y_m з ймовірностями $p(y_1), p(y_2), \dots, p(y_m)$.

Тоді об'єднана ентропія сукупності повідомлень X і Y :

$$H(x, y) = - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m p(x_i, y_j) \cdot \log_2 p(x_i, y_j), \quad (1.9)$$

де $p(x_i, y_j)$ – об'єднана ймовірність появи повідомлень x_i та y_j .

Об'єднану ймовірність можна представити у вигляді

$$p(x_i, y_j) = p(x_i) \cdot P\left(\frac{y_j}{x_i}\right), \quad (1.10)$$

де $P\left(\frac{y_j}{x_i}\right)$ – умовна ймовірність повідомлення y_j при умові, що надійшло повідомлення x_i .

Об'єднану ентропію двох повідомлень можна знайти як суму безумовної ентропії одного з повідомлень і умовної ентропії другого повідомлення:

$$H(x, y) = H(y, x) = H(y) + H\left(\frac{x}{y}\right). \quad (1.11)$$

Зміст умовної ентропії полягає в тому, що вона вказує, яку ентропію дає повідомлення Y , коли відома ентропія повідомлення X :

$$H\left(\frac{x}{y}\right) = - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m p(x_i, y_j) \cdot \log_2 p\left(\frac{x_i}{y_j}\right). \quad (1.12)$$

На основі вищевикладеного можна сформулювати такі *властивості ентропії складних коливань*:

а) при статистичній незалежності повідомлень X та Y об'єднана ентропія дорівнює сумі ентропій цих повідомлень

$$H(x, y) = H(x) + H(y); \quad (1.13)$$

б) при повній статистичній залежності повідомлень X та Y об'єднана ентропія дорівнює ентропії одного з повідомлень

$$H(x, y) = H(x) = H(y); \quad (1.14)$$

в) умовна ентропія змінюється в таких межах

$$0 \leq H\left(\frac{y}{x}\right) \leq H(y); \quad (1.15)$$

г) для об'єданої ентропії справедливе співвідношення

$$H(x, y) \leq H(x) + H(y). \quad (1.16)$$

1.6 Кількість інформації в реальних дискретних повідомленнях

Внаслідок спотворення повідомлень завадами, повідомлення, що приймаються відрізняються від повідомлень, що передаються.

Нехай передані повідомлення приймають значення x_1, x_2, \dots, x_n з апіорними ймовірностями $p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_n)$. Повідомлення, що приймаються характеризуються значеннями y_1, y_2, \dots, y_m .

Внаслідок дії завад при прийманні повідомлення y_j неможливо встановити, яке повідомлення було передано. Існує тільки умовна ймовірність $P\left(\frac{x_i}{y_j}\right)$, яка визначає ймовірність передачі повідомлення x_i при умові, що буде прийнято повідомлення y_j .

Кількість інформації, що була передана, дорівнює сумі ентропій повідомлень X та Y без об'єданої ентропії $H(x, y)$:

$$I(y, x) = H(x) + H(y) - H(x, y) \quad (1.17)$$

$$\text{або } I(y, x) = H(x) - H\left(\frac{x}{y}\right). \quad (1.18)$$

Величина $I(y, x) = I(x, y)$ називається повною взаємною інформацією.

1.7 Інформаційні характеристики дискретних каналів

Дискретним каналом називається сукупність засобів, призначених для передачі дискретних сигналів. Дискретний канал характеризується матрицею умовних ймовірностей $p(x_i / y_j)$ того, що переданий символ x_i буде сприйнятий на виході як символ y_j . Найбільш поширеним дискретним каналом є стаціонарний двійковий канал без пам'яті, який характеризується такими ймовірностями: $p(0/0)$, $p(1/1)$, $p(0/1)$, $p(1/0)$ (рисунок 1.3).

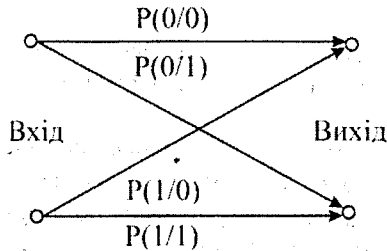


Рисунок 1.3 – Граф двійкового каналу

$p(0/0)$, $p(1/1)$ називають ймовірностями неспотвореного передавання сигналів, а $p(1/0)$, $p(0/1)$ - ймовірностями спотвореного передавання сигналів. Якщо $p(0/1) = p(1/0)$, то двійковий канал є симетричним, а якщо $p(0/1) \neq p(1/0)$, то двійковий канал є несиметричним.

Характеристиками дискретних каналів є технічна та інформаційна швидкість. Технічна швидкість передачі V_m - це швидкість маніпуляції або число елементарних сигналів переданих каналом за одиницю часу. Одиницею вимірювання технічної інформації є бод - швидкість, при якій за 1 секунду передається один символ.

$$V_m = \frac{1}{\tau}, \quad (1.19)$$

де τ - тривалість сигналу.

Інформаційна швидкість передачі інформації залежить від:

- характеристик каналу зв'язку (об'єму алфавіту символів, технічної швидкості передачі, статистичних властивостей завад в каналі);
- ймовірностей символів, що надходять до входу та їх статистичних взаємозв'язків.

Граничні можливості каналу характеризуються пропускною спроможністю, яка дорівнює тій максимальній швидкості передавання

інформації даним каналом, яку можна досягнути при самих найкращих методах передавання та приймання

$$C_0 = \max V_m \cdot I(y, x). \quad (1.20)$$

В каналі без завад спостерігається повна відповідність між множиною символів на виході $\{y\}$ та на вході $\{x\}$. Максимум можливої кількості інформації на один символ дорівнює $\log_2 m$, де m – об'єм алфавіту символів. Тоді пропускна спроможність каналу без завад дорівнює

$$C_0 = V_m \cdot \log_2 m. \quad (1.21)$$

Отже, розширення об'єму алфавіту символів призводить до збільшення C_0 , але при цьому ускладнюється технічна реалізація систем передачі інформації.

При наявності завад відповідність між множиною символів на виході $\{y\}$ і на вході $\{x\}$ перестає бути однозначною. На вхідну частину каналу подаються символи x_1, x_2, \dots, x_m первинного алфавіту. Потім вони за допомогою перетворювача кодуються в символи y_1, y_2, \dots, y_m , які безпосередньо надходять в канал. Одному символу y можуть відповідати різні вихідні символи z (рисунок 1.4.).

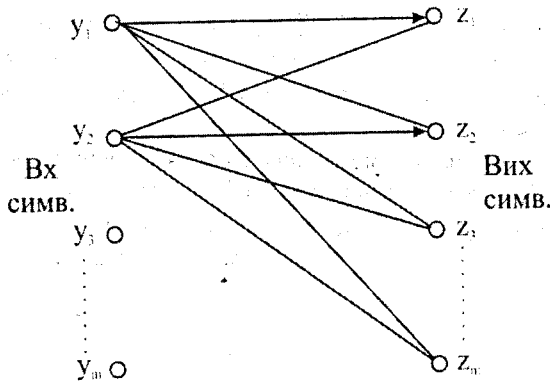


Рисунок 1.4 – Модель дискретного каналу з завадами
Швидкість передачі дискретного каналу з завадами

$$\bar{I}(z, y) = \frac{1}{\tau_c} [H(y) - H(y/z)], \quad (1.22)$$

де $H(y/z)$ - залишкова ентропія сигналу, обумовлена дією завад;
 τ_c - тривалість символу.

Інший вираз для оцінювання швидкості передачі інформації.

$$\bar{I}(z, y) = \frac{1}{\tau_c} [H(z) - H(z/y)], \quad (1.23)$$

де $H(z)$ - ентропія вихідного сигналу;

$H(z/y)$ - умовна ентропія вихідного сигналу при відомій ентропії вхідного сигналу.

Якщо статистичні зв'язки між символами відсутні, то ентропія сигналу на виході дискретного каналу дорівнює

$$H(z) = -\sum_{j=1}^m p(z_j) \cdot \log_2 p(z_j). \quad (1.24)$$

Якщо об'єм вхідних символів у дорівнює m_1 , а вихідних символів z дорівнює m_2 , то:

$$H(z/y) = -\sum_{j=1}^{m_1} \sum_{j=1}^{m_2} p(z_j, y_j) \cdot \log_2 p(z_j / y_j). \quad (1.25)$$

Після нескладних перетворень вираз для обчислення швидкості передачі інформації каналом з завадами дорівнює

$$\bar{I}(z, y) = -\frac{1}{\tau_c} \sum_{j=1}^{m_1} \sum_{j=1}^{m_2} p(z_j, y_j) \cdot \log_2 \frac{p(z_j, y_j)}{p(z_j) \cdot p(y_j)}. \quad (1.26)$$

Граничне значення швидкості передачі інформації є пропускну спроможністю дискретного каналу з завадами:

$$C_{\text{д.к}} = \max \frac{1}{\tau_c} \cdot I(z, y). \quad (1.27)$$

Визначимо пропуску спроможність двійкового симетричного каналу для незалежних символів:

$$H(z/y) = -\sum_{j=1}^2 p(y_j) \sum_{j=1}^2 p(z_j / y_j) \cdot \log_2 p(z_j / y_j). \quad (1.28)$$

Нехай p - ймовірність помилки в каналі, тоді

$$H(z/y) = -p(0)[(1-p)\log_2 p(1-p) + p\log_2 p] - p(1)[p\log_2 p + (1-p)\log_2(1-p)] = -[p(0) + p(1)][p\log_2 p + (1-p)\log_2(1-p)]. \quad (1.29)$$

Враховуючи, що $p(0) + p(1) = 1$, тому можна записати

$$H(z/y) = p\log_2 p + (1-p)\log_2(1-p). \quad (1.30)$$

Тоді пропуску спроможність двійкового каналу дорівнює:

$$C_{\text{ин.к}} = \frac{1}{\tau_c} [\max H(z) + p \log_2 p + (1-p) \log_2 (1-p)]. \quad (1.31)$$

Максимальна ентропія буде спостерігатись при рівних імовірностях появи символів, тобто при $\max H(z) = 1$. Звідси,

$$C_{\text{ин.к}} = \frac{1}{\tau_c} [1 + p \log_2 p + (1-p) \log_2 (1-p)]. \quad (1.32)$$

На рисунку 1.5 представлено залежність пропускної спроможності двійкового каналу від ймовірності помилки.

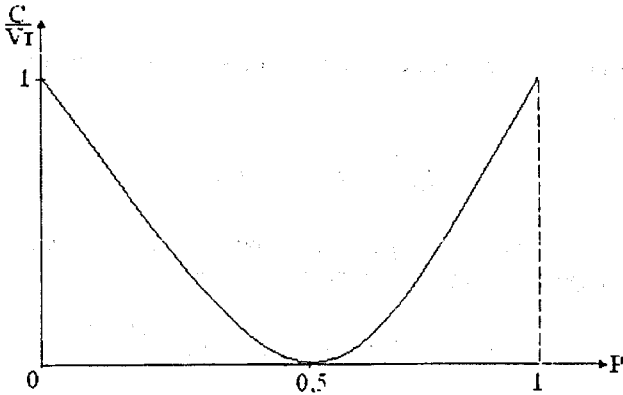


Рисунок 1.5 – Залежність пропускної спроможності двійкового каналу від ймовірності помилки

При $P=0,5$ встановлюється режим “обриву каналу”, тобто $C_{\text{дв.к}}=0$. При $P=1$ – пропускна спроможність максимальна, тобто в каналі немає завад. При $P>0,5$ спостерігається зростання $C_{\text{дв.к}}$, тому що для приймання достовірних даних інформацію інвертують з “0” в “1”, та з “1” в “0”.

Вираз для обчислення пропускної спроможності дискретного каналу з завадами має такий вигляд:

$$C_{\text{дискр.кан}} = \frac{1}{\tau_c} [\log_2 m + p \log_2 \frac{p}{m-1} + (1-p) \log_2 (1-p)], \quad (1.33)$$

де m – число дискретних значень символів.

1.8 Пропускна спроможність неперервного каналу

Канал, що використовують для передачі неперервних сигналів, називають неперервним. Найпоширеніша математична модель неперервного каналу – гаусів канал, який має такі особливості:

- основні параметри цього каналу – детерміновані величини;
- смуга пропускання каналу обмежена частотою – F_k ;
- в каналі діє адитивний, гаусів, білий шум.

Максимально можливу швидкість C_n передачі інформації неперервним каналом називають пропускну здатністю неперервного каналу. Нехай гаусовим каналом передається неперервний сигнал $x(t)$ із середньою потужністю $P_c = \sigma_c^2$, де σ - дисперсія сигналу. На виході каналу отримаємо сигнал $z(t)$, що спотворений гаусовою завадою $\xi(t)$, середня потужність якої $P_\xi = \sigma_\xi^2$.

Сигнал $x(t)$ згідно з теоремою Котельникова можна представити у вигляді послідовності відліків, взятих через інтервал $\Delta t = \frac{1}{2F_k}$. Швидкість передачі сигналу $x(t)$ дорівнює

$$I(z, y) = H(z) - H(z/y) \quad (1.34)$$

Завада в каналі адитивна та статистично незалежна до вхідного сигналу, тому

$$H(z/y) = H(z + \varepsilon/y) = H(\varepsilon), \quad (1.35)$$

де $H(\varepsilon)$ - ентропія вектора завади.

Значення білого шуму некорельовані, тому

$$H(\varepsilon) = 2F_k \cdot T \cdot h(\xi), \quad (1.36)$$

$h(\xi)$ - диференціальна ентропія одного відліку завади.

Для завади з нормальним законом розподілення:

$$h(\xi) = \log_2 \sigma_\xi \sqrt{2\pi} \cdot e = \frac{1}{2} \log_2 2\pi \cdot e \cdot P_\xi. \quad (1.37)$$

Ентропія $H(z)$ через диференціальну ентропію одного відліку вихідного сигналу дорівнює:

$$H(z) = 2F_k \cdot T \cdot h(z), \quad (1.38)$$

Звідси

$$I(z, y) = 2F_k \cdot T \cdot [h(z) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi \cdot e \cdot \sigma_\xi^2]. \quad (1.39)$$

Тому швидкість передачі інформації неперервним каналом можна обчислити як

$$\bar{I}(z, y) = 2F_k \cdot [h(z) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi \cdot e \cdot \sigma_\xi^2]. \quad (1.40)$$

Максимальна величина диференціальної ентропії дорівнює

$$h(z) = -\log_2 2\pi \cdot e \cdot [\sigma_c^2 + \sigma_\xi^2] = \frac{1}{2} \log_2 2\pi \cdot e \cdot [P_c + P_\xi]. \quad (1.41)$$

Звідси кінцевий вираз для пропускної спроможності гаусового каналу має вигляд

$$C_n = F_k [\log_2 2\pi \cdot e \cdot (P_c + P_\xi) - \log_2 2\pi \cdot e \cdot P_\xi] = F_k \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_\xi} \right). \quad (1.42)$$

Вираз (1.42) називають ще формулою Шеннона для неперервного каналу. Формула Шеннона вказує, що одну і ту ж пропускну спроможність можна отримати при різних співвідношеннях ΔF_k і P_c/P_ξ . Тобто існує можливість обміну смуги пропускання на потужність сигналу. Оцінимо, як залежить пропускна спроможність від смуги пропускання.

Представимо потужність шумів через спектральну густину N_0 : $P_\xi = N_0 \cdot \Delta F$. Зростання пропускної спроможності каналу при необмеженому розширенні смуги пропускання обмежується такою величиною

$$C_\infty = \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} \frac{\log_2 \left[1 + \frac{P_c}{\Delta F \cdot N_0} \right]}{\frac{1}{\Delta F}}$$

За правилом Лопіталя знаходимо граничне значення

$$C_\infty = \frac{P_c}{N_0} \log_2 e = 1,44 \frac{P_c}{N_0}. \quad (1.43)$$

Таким чином, пропускна спроможність неперервного каналу з розширенням смуги зростає, а при $F_k \rightarrow \infty$ наближається до свого граничного значення (рисунок 1.6).

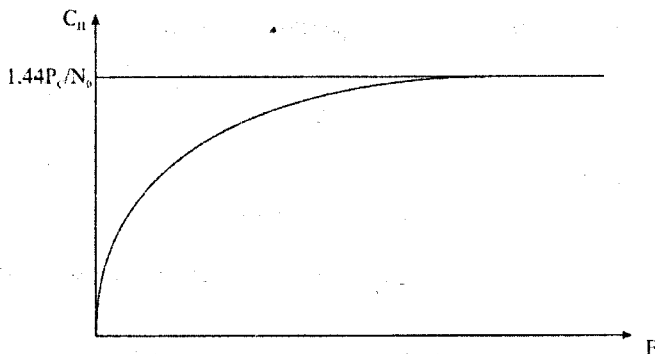


Рисунок 1.6 – Залежність пропускної спроможності неперервного каналу від частоти

Слід відзначити, що пропускна спроможність неперервного каналу, в якому діє шум, що відрізняється від білого шуму, є вищою ніж дає формула Шеннона. Це пояснюється тим, що білий шум є "найгіршою завадою".

1.9 Порівняння пропускних спроможностей дискретного та неперервного каналів

Порівняння нормованих за смугою частот пропускних спроможностей каналів виконаємо для гаусового неперервного каналу та двійкового симетричного каналу. Нормована пропускна спроможність для гаусового каналу в $\frac{\text{біт}}{\text{с} \cdot \text{Гц}}$:

$$\frac{C_u}{F_k} = \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_z} \right), \quad (1.44)$$

а для двійкового симетричного каналу, побудованому на базі неперервного каналу:

$$\frac{C_{\text{дв}}}{F_k} = 2[1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p)]. \quad (1.45)$$

Нормовані пропускні спроможності неперервного та двійкового каналів близькі при малих значеннях $\frac{P_c}{P_z} = 0,2 \dots 2$ (рисунок 1.7). Загалом,

пропускна спроможність дискретного каналу наближається до пропускної спроможності неперервного, якщо число символів дискретного $m \rightarrow \infty$. Це пояснюється тим, що при $m \rightarrow \infty$ сигнали на виході дискретного модулятора наближаються до гаусового білого шуму.

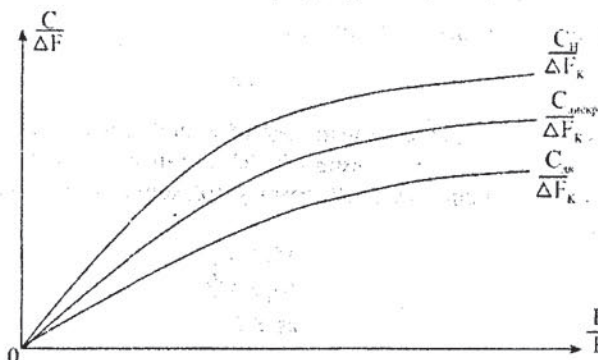


Рисунок 1.7 – Порівняльні характеристики каналів

1.10 Узгодження фізичних характеристик сигналу та каналу

Канал передачі інформації характеризується фізичними параметрами, від яких залежить можливість передачі ним тих чи інших сигналів. Незалежно від призначення каналу, його можна охарактеризувати такими параметрами:

- ΔF_k - смуга пропускання;
- ΔT_k - час використання каналу;
- D_k - динамічний діапазон каналу, що характеризує спроможність передавати різні рівні сигналу.

Величина V_k називається ємністю каналу. Вона є узагальненою фізичною характеристикою каналу і знаходиться як добуток його основних параметрів:

$$V_k = \Delta F_k \cdot \Delta T_k \cdot D_k. \quad (1.46)$$

Аналогічно сигнал має узагальнену фізичну характеристику, що називається об'ємом сигналу

$$V_c = \Delta F_c \cdot \Delta T_c \cdot D_c, \quad (1.47)$$

де ΔF_c - ширина частотного спектра сигналу,
 ΔT_c - час передавання сигналу.

Динамічний діапазон сигналу є енергетичною характеристикою сигналу. При оцінюванні інформаційних параметрів зручно виражати D_c через двійковий логарифм:

$$D_c = \log_2 \frac{P_c}{P_u}.$$

В геометричному представленні об'єм сигналу та ємність каналу має вид паралелепіпеда з відповідними ребрами ΔF , ΔT , D . Необхідною умовою узгодження сигналу з каналом є

$$V_c \leq V_k. \quad (1.48)$$

Геометрично неспотворене передавання сигналів можливе при умові, що сигнал за своїм об'ємом "вміщується" в ємності каналу. Достатньою умовою узгодження сигналу з каналом є узгодження за всіма параметрами (рисунок 1.8):

$$\begin{aligned} \Delta F_c &\leq \Delta F_k \\ \Delta T_c &\leq \Delta T_k \\ D_c &\leq D_k \end{aligned} \quad (1.49)$$

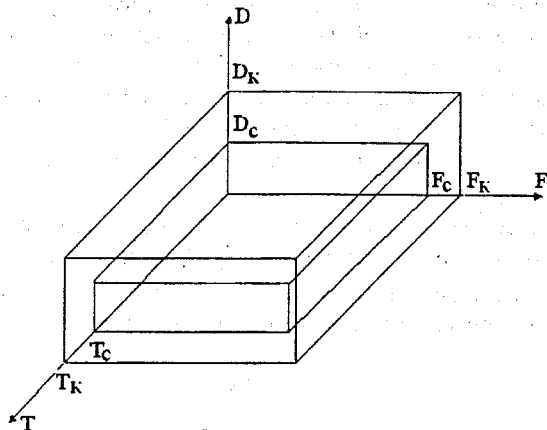


Рисунок 1.8 – Узгодження параметрів каналу та сигналу

Якщо канал має вузьку смугу ($\Delta F_K < \Delta F_C$) пропускання, ніж ширина спектра сигналу, то останню можна зменшити за рахунок збільшення тривалості сигналу. Об'єм сигналу при цьому залишається незмінним (рисунок 1.9). Наприклад, буферний запам'ятовувальний пристрій записує інформацію швидко, а читування інформації відбувається повільно.

Якщо $\Delta T_K < \Delta T_C$, то ΔT_C зменшують, а ΔF_C розширяють при $V_C = const$. Наприклад, цифровий радіопередавач накопичує інформацію довго, а потім швидко передає у широкій смузі частот.

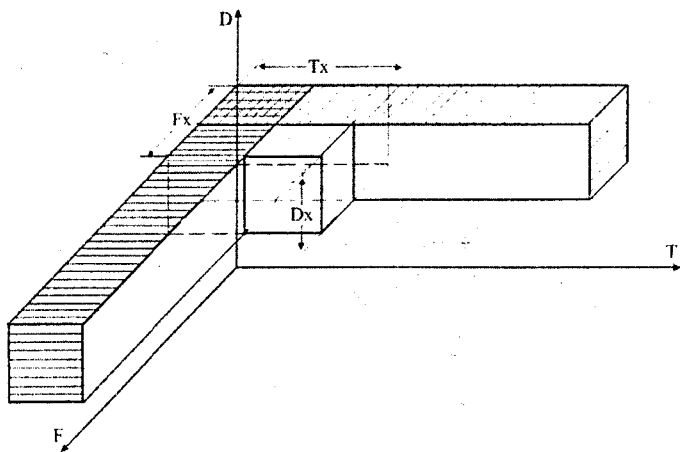


Рисунок 1.9 – Перетворення параметрів сигналу без зміни його об'єму

При перевищенні допустимого рівня сигналу в каналі, перетворення полягає в зменшенні рівня сигналу з одночасним збільшенням його тривалості за допомогою багатократного перетворення.

Розглянемо явища при перетворенні характеристик сигналу з метою його узгодження з каналом (рисунок 1.10, 1.11):

а) перенесення вздовж осі часу вправо – це затримка на час T_0 ; вліво – випередження;

б) перенесення по осі частот відповідає односмуговій модуляції з постійною F_0 (ширина спектра сигналу F_x залишається незмінною);

в) перенесення вздовж осі D - означає підсилення чи послаблення сигналу при збереженні відношення сигнал/шум.

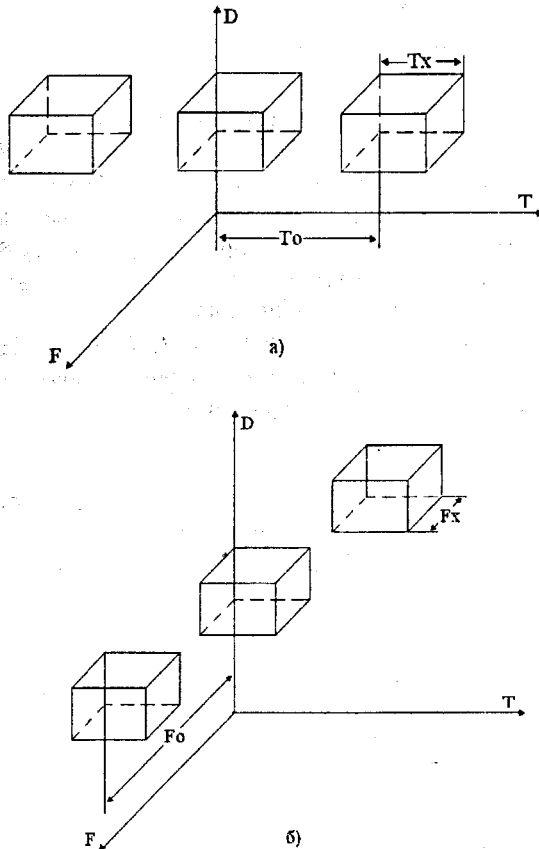


Рисунок 1.10 – Перетворення перенесення без змін об'єму сигналу
 а – у часі; б – по осі частот

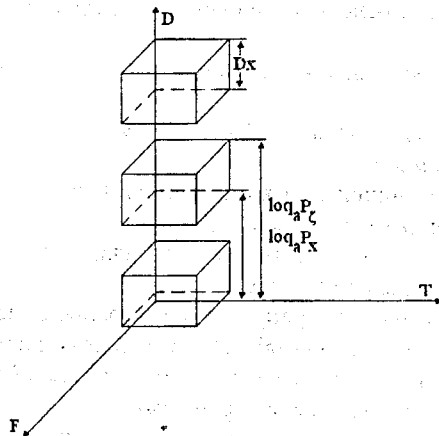


Рисунок 1.11 – Перетворення перенесення без змін об'єму сигналу за рівнем

Між смністю каналу та кількістю інформації, яку можна передати цим каналом існує зв'язок. Відповідно до виразу (1.42) гранична кількість інформації, що може бути передана каналом зв'язку за час T_k дорівнює

$$I_{max}(V, U) = T_k F_k \log(1 + P_c / P_x). \quad (1.50)$$

Якщо $P_c / P_x \gg 1$, то за умови забезпечення за допомогою перетворення сигналу повного використання фізичних можливостей каналу максимальна кількість інформації, яку можна одержати про сигнал, наближена до ємності каналу:

$$I_{max}(V, U) = V_k = T_k F_k \log(P_{c \max} / P_x). \quad (1.51)$$

Контрольні запитання

1. В чому полягає відмінність у трактуванні поняття інформації різними вченими?
2. Що таке інформація, повідомлення, сигнал?
3. Пояснити суть поняття ентропія.
4. В яких одиницях вимірюється ентропія?
5. Сформулювати основні властивості ентропії складних повідомлень.

6. Навести основний недолік міри невизначеності, яку запропонував Хартлі.

7. Яка особливість визначення ентропії неперервного джерела інформації?

8. Чим викликана необхідність узгодження сигналу з каналом передачі інформації?

9. Якими чинниками визначаються швидкість передачі інформації та пропускна спроможність каналу?

10. Яким чином визначається швидкість передачі інформації неперервним каналом з завадами?

11. Як визначити пропускну спроможність неперервного каналу з завадами при передачі сигналів обмеженої потужності?

12. Пояснити характер залежності пропускної здатності неперервного каналу з завадами від смуги пропускання.

13. В чому полягає різниця між технічною та інформаційною швидкостями передачі?

14. Які початкові дані потрібно мати для створення інформаційної моделі каналу з завадами?

15. Пояснити поняття дискретного та неперервного каналу.

16. Яким чином визначається пропускна здатність дискретного каналу з завадами та без завад?

17. Які існують шляхи підвищення продуктивності джерела дискретних повідомлень?

18. Що таке помилка при передачі дискретних повідомлень?

19. Як визначити швидкість передачі інформації та пропускну здатність ідеального дискретного каналу?

20. Як визначити кількість інформації у прийнятому сигналі відносно переданого через реальний канал?

21. Пояснити характер залежності пропускної здатності двійкового каналу від ймовірності помилки [1-5].

2 МЕТОДИ ПЕРЕТВОРЕННЯ НЕПЕРЕРВНИХ СИГНАЛІВ У ДИСКРЕТНІ

Для передачі повідомлень від джерела до одержувача використовують фізичні процеси, наприклад звукові і електромагнітні хвилі, струм. Фізичний процес, що відображає повідомлення, називається *сигналом*. За своєю природою сигнали можуть бути електричними, світловими, звуковими і т.і.

Будь-який сигнал є функцією часу $x(t)$. В залежності від області визначення і області можливих значень цієї функції розрізняють такі види сигналів:

- неперервні за рівнем і в часі (рисунок 2.1, а);
- неперервні за рівнем і дискретні у часі (рисунок 2.1, б);
- квантовані за рівнем і неперервні у часі (рисунок 2.1, в);
- дискретні за рівнем і у часі (рисунок 2.1, г).

Сигнали першого виду, що називаються неперервними, задаються на обмеженому або необмеженому інтервалі часу і можуть приймати будь-які значення в деякому діапазоні. Прикладом таких сигналів є сигнали на виходах мікрофонів, давачів температури, тиску, положення і т.і. Такі сигнали є електричними моделями фізичних величин і їх часто називаються *аналоговими*.

Сигнали другого виду задаються у визначені дискретні моменти часу і можуть приймати будь-які значення в деякому діапазоні. Їх можна отримати з неперервних сигналів шляхом зняття відліків у відповідні моменти часу. Таке перетворення називається *дискретизацією* у часі. Крок дискретизації T_0 (проміжок часу між двома сусідніми відліками) може бути як постійним, так і змінним. Звичайно його значення вибирають, виходячи з допустимої похибки при відтворенні неперервного сигналу з його дискретних відліків.

Сигнали третього виду, що називаються *квантованими* за рівнем, задаються на деякому часовому інтервалі та характеризуються тим, що приймають тільки цілком визначені дискретні значення. Їх можна отримати з неперервних сигналів, застосовуючи до них операцію квантування за рівнем. В результаті цієї операції неперервний сигнал замінюється ступінчастою функцією. Крок квантування Δx (відстань між двома дозволеними рівнями) може бути як постійним, так і змінним. Його вибирають з умови забезпечення необхідної точності відтворення неперервного сигналу з квантованого.

Сигнали четвертого виду задаються у визначені дискретні моменти і приймають дискретні значення. Їх можна отримати, наприклад, з неперервних сигналів, здійснюючи операції дискретизації у часі та квантування за рівнем. Такі сигнали легко подати у *цифровій* формі, тобто

у вигляді чисел з кінцевим числом розрядів шляхом виконання процедури кодування.

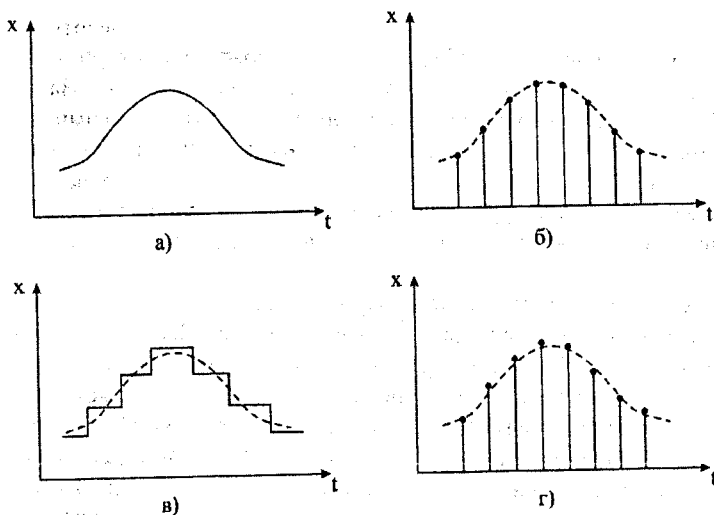


Рисунок 2.1 – Чотири форми представлення сигналів

Дискретизація це процес представлення неперервного повідомлення $x(t)$, заданого на інтервалі $(0, T_d)$, сукупністю координат c_1, c_2, \dots, c_N .

При представленні повідомлень відліками необхідно виконати вибір частоти дискретизації $F_d = 1/T_d$ і базисних функцій $\varphi_i(t)$. Особливо важливим є знаходження мінімальної частоти F_d , при якій ще існує принципова можливість відтворення неперервного сигналу із заданою похибкою. При розв'язанні цієї задачі слід приймати до уваги властивості вихідних повідомлень, способи відтворення і необхідну точність відтворення.

Для сигналів з обмеженим спектром, розв'язання вказаних задач виконується на основі *теорема Котельникова*, згідно якої будь-яку неперервну функцію зі спектром, обмеженим смугою частот від 0 до F_{max} можна однозначно визначити послідовністю її миттєвих значень, взятих через інтервали часу $T_d = 1/2F_{max}$.

Відтворення неперервної функції відбувається у відповідності з виразом

$$\tilde{x}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(iT_d) \frac{\sin 2\pi F_{max}(t - iT_d)}{2\pi F_{max}(t - iT_d)} \quad (2.1)$$

Вираз (2.1) називається рядом Котельникова. Базисними функціями в даному випадку служать функції відліків:

$$\varphi_i(t) = \frac{\sin 2\pi F_{\max}(t - iT_d)}{2\pi F_{\max}(t - iT_d)} \quad (2.2)$$

Вони утворюють ортогональну на нескінченному інтервалі: $-\infty \leq t \leq \infty$ систему функцій. Будь-яку функцію $\varphi_i(t)$ можна отримати на виході ідеального фільтра нижніх частот, подавши на його вхід сигнал $\delta(t - iT_d)$.

У відповідності з (2.1) неперервний сигнал відтворюється, якщо на вхід ідеального фільтра нижніх частот зі смугою пропускання $0 \dots F_{\max}$ подати послідовність δ -функцій $\delta(t - iT_d)$, $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$, помножених на коефіцієнти $x(iT_d)$. Однак сигнал у вигляді δ -функції та ідеальний фільтр нижніх частот фізично реалізувати неможливо. Тому на практиці замість δ -функції використовують короткі імпульси, а замість ідеального фільтра нижніх частот – реальний фільтр нижніх частот. Це може призвести до похибок відтворення сигналів.

Теорему Котельникова можна поширити і на випадкові сигнали. Тоді вона формулюється таким чином. Для випадкового процесу з односторонньою спектральною густиною потужності, що задовільняє

умові $G_x(f) = 0$ при $f > F_{\max}$, ряд
$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} x(iT_d) \frac{\sin 2\pi F_{\max}(t - iT_d)}{2\pi F_{\max}(t - iT_d)},$$

де $X(iT_d)$ - відліки випадкового процесу, взяті через інтервали часу

$T_d = 1/2F_{\max}$, збігається з процесом $X(t)$.

Теорема Котельникова дає граничні співвідношення для ідеалізованих умов, серед яких слід відмітити обмеженість спектра за частотою і нескінченний час спостереження. Всі реальні сигнали обмежені у часі та мають необмежений по частоті спектр. Використання моделі з обмеженим спектром та обмежений час спостереження приводять до похибок при відтворенні неперервних сигналів.

Незважаючи на це, теорема Котельникова має велике практичне значення. Справа полягає в тому, що спектр сигналу так або інакше обмежується (наприклад, при передачі неперервного повідомлення спектр $G(f)$ доцільно обмежити частотою F_{\max}). В цих випадках теорема Котельникова дозволяє оцінити значення частоти дискретизації. Її можна визначити за наближеною формулою

$$F_{\partial} \approx 2\lambda F_{max}, \quad (2.3)$$

де λ - коефіцієнт, який знаходиться в межах 1,25...2,5.

Перетворення форм представлення сигналу наведені на рисунку 2.2, на якому показані амплітуди відліків сигналу $U_{AIM}(t)$ (рисунок 2.2, а), їх квантовані значення $U_{кв}(t)$ (рисунок 2.2, а), похибки квантування $\xi(t)$ (рисунок 2.2, б), число рівнів квантування N та перетворення десяткових значень номерів квантування в двійкове число (рисунок 2.2, в).

Першим кроком у перетворенні аналогового сигналу в цифровий є отримання імпульсної послідовності в результаті процесу дискретизації. Таке перетворення називається амплітудноімпульсною модуляцією (АІМ). При АІМ за законом модулювального сигналу змінюється амплітуда імпульсів, а тривалість і частота залишаються постійними. Розрізняють амплітудноімпульсну модуляцію першого (АІМ-1) та другого (АІМ-2) роду. При АІМ-1 амплітуди імпульсів пропорціональні модулювальній напрузі, а при АІМ-2 – амплітуді модулювальної напруги у фіксовані моменти часу. Таким чином, при АІМ-1 амплітуди імпульсів змінюються у відповідності з модулювальним сигналом, а при АІМ-2 амплітуди імпульсів залишаються незмінними.

Для синусоїдального модулювального колювання виду $U_c(t) = U_m \sin(\omega t)$ АІМ-сигнал визначається згідно виразу

$$U_{AIM}(t) = U_c(t)[1 + m_a \sin(\omega t)], \quad (2.4)$$

де $m_a = \frac{U_m}{A_i}$ - коефіцієнт, який характеризує глибину модуляції.

Після нескладних перетворень вираз (2.4) можна записати в такому вигляді

$$U_{AIM}(t) = \frac{A_i}{q} + \frac{m_a A_i}{q} \sin(\omega t) + \frac{2A_i}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{k\pi}{q})}{k} \cos(k\omega_d t) + \frac{m_a A_i}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{k\pi}{q})}{k} \sin[(k\omega_d \pm \omega)t], \quad (2.5)$$

де ω_d - кругова частота дискретизації;

q – шпаруватість імпульсів;

A_i – амплітуда імпульсів.

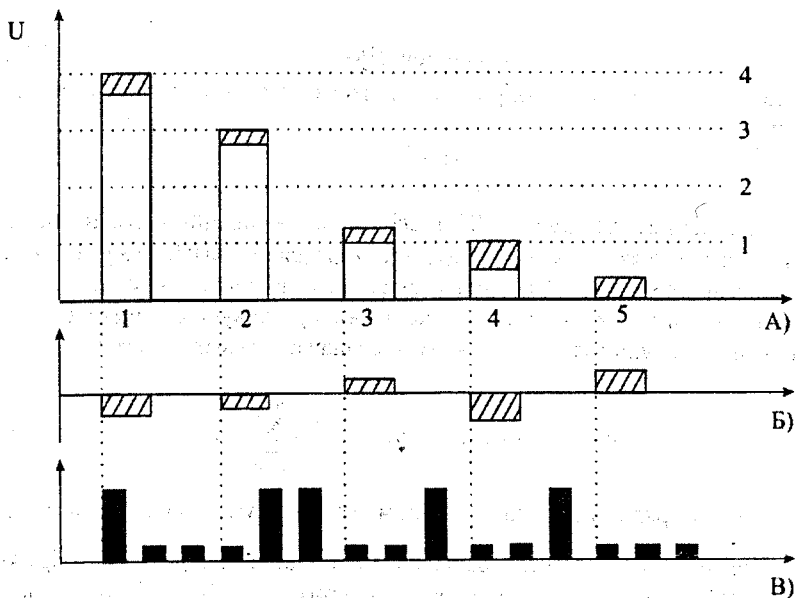


Рисунок 2.2 – Перетворення форм представлення сигналу

З виразу (2.5) видно, що частотний спектр АІМ-сигналу містить: постійну складову, складову з частотою модулювального коливання ω , складові з частотами ω_d та $k\omega_d$ та частотні складові комбінаційного типу з частотами $k\omega_d \pm \omega$.

Для відновлення вхідного неперервного сигналу, як видно з виразу (2.5) необхідно використовувати фільтр нижніх частот (ФНЧ) з частотою зрізання ω_{\max} . Квантований сигнал з АІМ можна передавати каналами зв'язку, але внаслідок великої ймовірності помилки при регенерації багаторівневого сигналу в умовах великих завад таке передавання неефективне.

Підвищення ефективності передачі дискретних сигналів досягається застосуванням імпульсно-кодової модуляції (ІКМ), при якій багаторівневий АІМ-сигнал перетворюється в двійковий. Кодування при ІКМ полягає в заміні кожного із квантованих імпульсів групою двійкових символів. Якщо кодова група має n символів (0 та 1), то за допомогою такого n -розрядного коду можна закодувати таке число рівнів квантування

$$N = 2^n. \quad (2.6)$$

І навпаки, для заданого числа N -рівнів квантування мінімально необхідне число двійкових розрядів коду знаходиться як

$$n = \text{ent}[\log_2 N] + 1. \quad (2.7)$$

Тактова частота символів коду в n разів перевищує частоту дискретизації та дорівнює

$$f_T = f_d n. \quad (2.8)$$

Для систем передачі з ІКМ згідно рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку використовуються 8-розрядні АЦП, тому тактова частота в таких мережах для одного каналу буде дорівнювати 64 кГц.

Часто для кодування сигналів використовується натуральний двійковий код, будь-яке число для якого визначається згідно виразу

$$N = \alpha_0 2^0 + \alpha_1 2^1 + \dots + \alpha_{n-1} 2^{n-1} = \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k 2^k, \quad (2.9)$$

де α_k - розрядний коефіцієнт, який може приймати значення 0 чи 1.

При розгляді ІКМ передбачалося, що період дискретизації обрано відповідно з теоремою Котельникова. З другого боку, було з'ясовано, що деякі переваги, які дає використання ІКМ ґрунтуються на тому, що сусідні відліки дискретизованого сигналу з більшою імовірністю мало відрізняються один від одного. Останнє дає можливість зменшити розрядність коду, відображуючого різниці відліків, що передаються.

При достатньо малому періоді дискретизації сигналу різниця між сусідніми відліками може бути такою, що за кожний цикл в тракт зв'язку можна передавати символ 0, якщо $\Delta^{(1)}u < \epsilon$ або символ 1, якщо $\Delta^{(1)}u > = \epsilon$. Таку модуляцію, яка представляє сигнал у вигляді однорозрядного коду називають класичною *дельта-модуляцією (ДМ)*. Практично ДМ може бути реалізована в системі, структурна схема якої зображена на рисунку 2.3. Сигнал класичної ДМ є послідовністю символів 1 і 0, які відображають знак приросту вхідного аналогового сигналу в даній точці дискретизації відносно значення апроксимовної напруги, відтвореної з вхідного імпульсного сигналу.

Вхідний аналоговий сигнал $u(t)$, обмежений за спектром частот та за рівнем, в моменти часу, визначені генератором тактової частоти (ГТЧ), подається на один з входів схеми віднімання (СР), на другий вхід якої надходить апроксимовна напруга $u^*(t)$, яка функціонально пов'язана з вхідною дельта-модульованою послідовністю імпульсів.

Сигнал різниці $u(t) - u^*(t)$ подається на компаратор (Кмпр), на виході формується послідовність імпульсів прямокутної форми. При цьому імпульси відповідають інтервали часу, на протязі яких вхідний сигнал перевищує апроксимовну напругу, а паузам – інтервали часу, на протязі яких вхідний сигнал менший за апроксимовну напругу (рисунок 2.4).

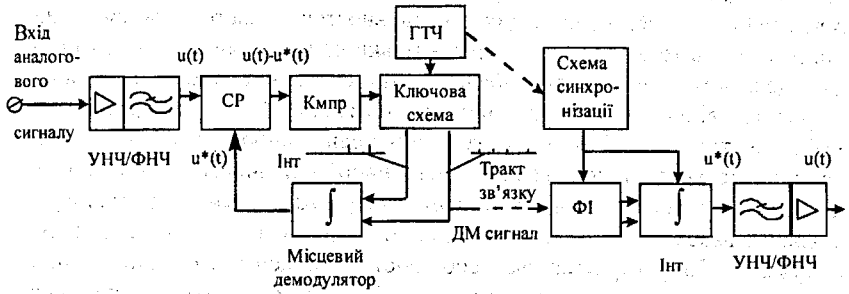


Рисунок 2.3 – Структурна схема системи передачі на основі ДМ

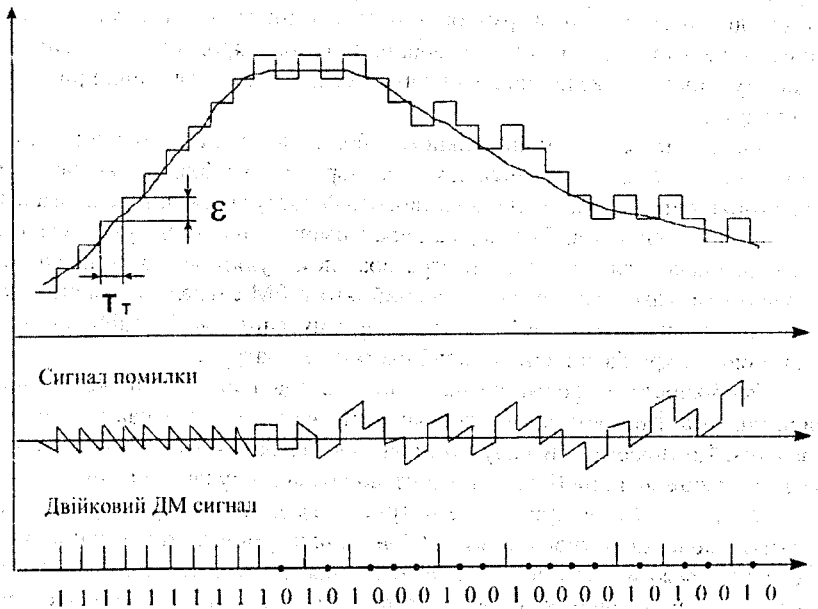


Рисунок 2.4 - Часові діаграми ДМ

Сигнал з виходу компаратора керує ключовою схемою, на вхід якої під'єднано генератор імпульсів. Ключова схема має два протифазних входи. В залежності від сигналу керування імпульси задавального

(тактового) генератора потрапляють на той чи інший вихід ключової схеми. Отже, імпульсні послідовності на цих виходах інвертовані один відносно одного по символах (символу 1(0) в одній з них відповідає символ 0(1) в іншій). Одна з цих послідовностей подається на місцевий демодулятор і в тракт зв'язку, а інша – тільки на місцевий демодулятор. В схемі дельта-модулятора передбачено, що сигналу різниці позитивної полярності відповідають, наприклад, символи 1 в інформаційній послідовності на виході модулятора та підвищення апроксимованої напруги на виході місцевого демодулятора; а негативної полярності – символи 0 та зменшення апроксимованої напруги. При цьому кожний символ 1 підвищує, а кожний символ 0, навпаки, зменшує апроксимовану напругу на один крок квантування. Тому характерною особливістю апроксимованої напруги при класичній ДМ, наприклад, на відміну від ДКМ є обов'язкова зміна рівня на один крок в кожній точці дискретизації.

Оскільки формування ДМ сигналу здійснюється в результаті порівняння вхідного аналогового сигналу та апроксимованої напруги в точках дискретизації, то форма останньої між цими точками для роботи модулятора несуттєва. Основною характеристикою апроксимованої напруги в даному випадку є величина кроку квантування, тобто величина приросту цієї напруги.

Інша справа на приймальному боці, де з послідовності ДМ-імпульсів, в загальному випадку спотвореній, необхідно відтворити аналоговий сигнал, який після додаткового фільтрування та підсилювання потрапляє до абонента. Тут форма апроксимованої напруги дуже суттєва. Вона визначається схемою інтегратора демодулятора та тривалістю керуючих імпульсів, синтезованих з прийнятого ДМ-сигналу за допомогою опорної напруги тактової частоти, формування якої здійснюється системою синхронізації приймальної частини апаратури.

Розбіжності у формі сигналу, що передається та апроксимованої напруги, яка формується на приймальній частині, визначають сигнал помилки. Компоненти сигналу помилки, що потрапляють в смугу частот сигналу, також як і при КМ, приводять до появи шуму квантування.

Як видно з структурної схеми (рис. 2.3), дельта-модулятор містить замкнуте коло зворотного зв'язку. При деяких умовах може виникнути нестійкий режим роботи – самозбудження дельта-модулятора. Тому важливою характеристикою модулятора, що залежить від особливостей апаратурної реалізації його складових елементів, є стійкість дельта-модулятора до самозбудження в заданих умовах роботи апаратури.

Основною перевагою ДМ в порівнянні з КМ є її вища завадостійкість, пов'язана з тим, що вона менш чутлива до помилок в цифровому сигналі, ніж КМ. Величина помилки при КМ залежить від розрядності невірно прийнятого символу кодової групи. При 7-розрядній групі помилка в старшому розряді приведе до помилкового відтворення амплітуди відліку, величина якої $U_{\text{пом}} = 2^6 = 64$ (половина максимального

відліку сигналу). При ДМ помилковий прийом символів цифрового потоку завжди призводить до помилки в один крок квантування.

В ЦСП невірне приймання символів кодової групи оцінюють імовірністю помилкового приймання

$$P_{\text{пом}} = (P_{\text{пер}} - P_{\text{пр}}) / P_{\text{пер}}, \quad (2.10)$$

де $P_{\text{пер}}$ - число переданих імпульсів на заданому проміжку часу;

$P_{\text{пр}}$ - число прийнятих імпульсів за такий самий проміжок часу.

При передаванні телефонних повідомлень за допомогою ДМ якість передачі буде досить задовільною, якщо $P_{\text{пом ДМ}} = 10^{-3}$, в той час при ІКМ імовірність помилкового прийому повинна бути $P_{\text{пом ІКМ}} = 10^{-5}$.

В наш час відомо декілька видів дельта-модуляції. Найбільш перспективними областями її використання вважаються: абонентські телефонні мережі в поєднанні з електронними системами комутації; радіорелейні, тропосферні і кабельні лінії зв'язку; супутникові системи зв'язку; системи комутації, телекерування і промислового телебачення.

Контрольні запитання

1. Що таке дискретизація у часі та квантування за рівнем?
2. Сформулювати теорему Котельникова для сигналів з обмеженим спектром.
3. Особливості формування АІМ-сигналів.
4. Які переваги цифрових методів передачі сигналів над аналоговими?
5. Особливості формування ІКМ-сигналів.
6. Пояснити принцип роботи системи зв'язку на основі АІМ.
7. Пояснити принцип роботи системи зв'язку на основі ІКМ.
8. Які недоліки та переваги ІКМ ?
9. Фізичні обмеження теореми Котельникова.
10. Практичні аспекти застосування теореми Котельникова в системах зв'язку.
11. Як отримати цифровий сигнал при ІКМ?
12. Навіщо використовується квантування сигналу за рівнем?
13. Навести частотні спектри АІМ-сигналів для трьох характерних випадків співвідношення між частотою дискретизації та максимальною частотною складовою спектра неперервного сигналу.

14. Порівняльний аналіз АІМ-1 та АІМ-2.
15. В чому полягає різниця між ІКМ та ДМ?
16. Пояснити спосіб формування цифрового сигналу з ДМ.
17. Внаслідок чого виникає перевантаження за крутістю в системах з ДМ?
18. Пояснити принцип функціонування кодера ДМ.
19. Яким чином вибирають частоту дискретизації в системах зв'язку з ДМ?
20. Навести структурну схему дельта-кодека з компандуванням.
21. Для якого класу первинних сигналів найбільш доцільно застосовувати ДМ?
22. Пояснити, чим визначається форма частотного спектра сигналу з дельта-кодом.
23. В чому полягає висока завадостійкість систем передачі з ДМ?
24. Пояснити, чому принципи ДМ рідко використовуються в багато-канальних системах зв'язку з часовим розділенням каналів [5-12].

3 КОДУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Кодування – процес перетворення повідомлення в сигнал.

Найбільш поширеним при кодуванні є позиційний принцип утворення системи числення. Тобто, значення кожного символу залежить від позиції в ряді символів числа.

Позиційний двійковий код (ПДК) базується на двійковій системі числення згідно (2.9).

Для передавання та виконання логічних і арифметичних операцій найбільш зручний ПДК. Але ПДК складний в реалізації при передаванні інформації. Тому використовують складовий код 8-4-2-1. Цей код називається двійково-десятковим (ДДК). В ДДК основною системою числення є десяткова. Але кожна цифра десятичного числа записується у вигляді чотирирозрядного двійкового числа (тетради). За допомогою тетради можна утворити 16 різних комбінацій, а використовується 10, тому ДДК – характеризується надмірністю.

3.1 Код Грея

В ПДК і ДДК при переході від одного числа до іншого сусіднього числа може відбуватися зміна цифр у всіх рядках (з “7” до “8”; 0111→1000). Це може бути джерелом значних помилок, внаслідок неоднозначності зчитування (приклад, АЦП замість 1000 зчитає 1111). Тому використовують рефлексно-двійковий код – код Грея, в якому при переході від одного числа до сусіднього змінюється тільки значення одного розряду. В результаті внаслідок неоднозначності зчитування похибка дорівнює одиниці молодшого розряду.

Код Грея – є непозиційним, тобто вага одиниці не визначається номером розряду.

Правило визначення абсолютної величини числа в КГ: вага одиниці в j -му розряді визначається як $\sum_{i=0}^j 2^i$; а знак між сумами:

“+” – для непарних одиниць (зліва направо)

“-” – для парних одиниць (таблиця 3.1).

Функціональні схеми перетворювачів ПДК-КГ та КГ-ПДК на базі елементів “ВИКЛЮЧНЕ-АБО” представлені на рисунку 3.1.

Таблиця 2.1 – Код Грея

Десяткове число	ПДК	КГ
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

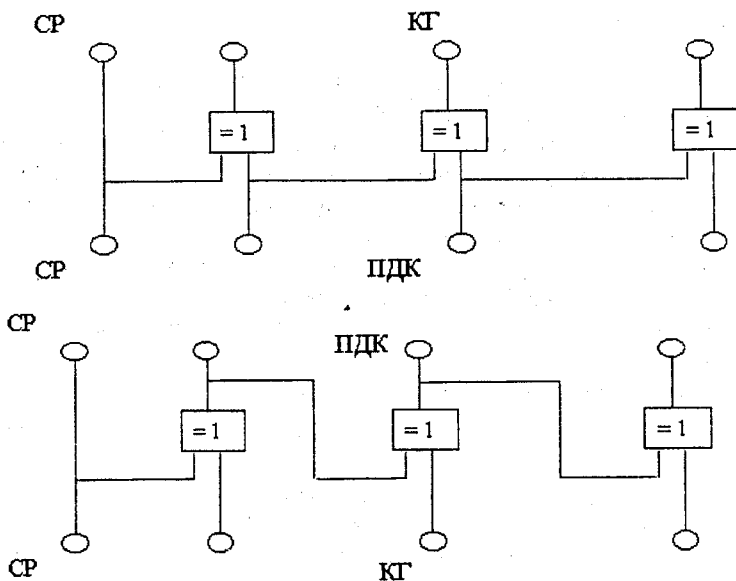


Рисунок 3.1 – Перетворювачі КГ

3.2 Шифрування та дешифрування інформації

Зараз існує проблема захисту інформації від несанкціонованого доступу при її передачі каналами зв'язку.

Методи захисту, при яких початковий зміст повідомлення стає доступним лише тоді, коли в одержувача інформації є ключ (специфічна інформація), називається методами криптографічного закриття інформації.

Перетворення, що виконується в системах, де використовуються методи криптографічного закриття інформації є різновидами кодування та декодування і називаються шифруванням та дешифруванням.

Основні вимоги до шифрування: забезпечення мінімальної ймовірності розкриття зашифрованого повідомлення.

Розрізняють програмні та апаратні методи криптографічного закриття інформації. Програмні методи реалізуються за допомогою процесора, який функціонує згідно з заданою програмою. Апаратні методи реалізуються за допомогою спеціалізованих засобів.

Одним з найпростіших методів шифрування є *шифр прямої підстановки*. Для даного методу букви повідомлення замінюються буквами іншого або цього ж алфавіту. Якщо повідомлення має k різних букв, то існує $k!$ способів представлення повідомлення k буквами цього алфавіту, тобто існує k різних ключів. В таблиці 3.1 подано приклад алфавіту для даного шифру.

Таблиця 3.2 - Алфавіт шифру прямої підстановки

А	Б	В	Г	Д	Е	Є	Ж	З	И	І	Ї	Й	К	Л	М
Я	Ю	Ь	Щ	Ш	Ч	Ц	Х	Ф	У	Т	С	Р	П	О	Н
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15

Н	О	П	Р	С	Т	У	Ф	Х	Ц	Ч	Ш	Щ	Ь	Ю	Я
М	Л	К	Й	Ї	І	И	З	Ж	Є	Е	Д	Г	В	Б	А
16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31

Зашифруємо слово "РАДІОТЕХНІКА", використовуючи в якості ключа для шифрування літери українського алфавіту згідно з таблицею 3.2. Підставивши нові літери, отримаємо "ЙЯШТЛІЧЖМТПЯ". Цей метод простий, але має низький ступінь захисту інформації, тому що літери алфавіту мають різні ймовірності появи. В зашифрованому тексті статистичні властивості початкового повідомлення зберігаються, тому при наявності криптограми достатньої довжини, можна визначити ймовірності окремих літер і всього тексту.

Одним з поширених методів шифрування є *шифр Віжінера*. Ступінь надійності закриття інформації в цьому шифрі підвищено за рахунок порушення в цьому методі статистичних закономірностей появи літер алфавіту. Кожна літера в цьому шифрі нумерується. Ключ – слово чи послідовність букв підписуються з повторенням під повідомленням. Цифровий еквівалент кожної літери криптограми визначається в результаті додавання з приведенням до модулю 31 цифрових еквівалентів літер повідомлення та відповідної літери ключа. Приклад синтезу криптограми для слова “радіотехніка” наведено в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Утворення шифру Віжінера

Р	А	Д	І	О	Т	Е	Х	Н	І	К	А
19	0	4	10	17	21	5	24	16	10	13	0
Ф	Р	Е	Ф	Р	Е	Ф	Р	Е	Ф	Р	Е
23	19	5	23	19	5	23	19	5	23	19	5

Нехай ключем криптограми буде слово “ФРЕ”. Склавши верхні та нижні цифрові еквіваленти з приведенням за $\text{mod } 31$, отримуємо таку послідовність чисел: 11, 19, 9, 2, 5, 26, 28, 12, 1, 5, що відповідає криптограмі: ЇРИВЕЧЩІТБВЕ.

Шифр Віжінера характеризується високою надійністю при використанні довгих ключів, але це підвищує складність апаратури шифрування та дешифрування інформації.

В сучасних засобах закриття інформації широке застосування знаходить метод шифрування з використанням *псевдовипадкових послідовностей*. Згідно цього методу в процесі шифрування цифрові еквіваленти знаків повідомлення складаються з псевдовипадковою послідовністю чисел (гамною) і приводяться за $\text{mod } k$. Роль ключа виконує псевдовипадкова послідовність, яку генерує зсувний регістр зі зворотними зв'язками. Період повторення двійкових послідовностей дорівнює

$$M = 2^n - 1, \quad (3.1)$$

n – число розрядів зсувного регістра.

Надійність закриття залежить від довжини псевдовипадкової послідовності, тобто розрядності регістра. Якщо довжина послідовності перевищує довжину повідомлення, то неможливо виконати статистичну обробку зашифрованого тексту. Тобто, розшифрування таких криптограм практично неможливе.

Якщо між символами повідомлення є статистичні зв'язки, то кодують не окремі літери, а слова. А між ними статистичні зв'язки значно менші, ніж між літерами.

3.3 Оптимальне кодування

Оптимальне (ефективне) кодування дозволяє узгодити джерело інформації з каналом та забезпечити найкраще використання пропускної спроможності каналу.

Для ансамблю A , з m різних символів: a_1, a_2, \dots, a_m , максимальна ентропія дискретного джерела, коли символи статистично незалежні та з'являються на виході з однаковою ймовірністю

$$H_{\max}(A) = \log_2 m. \quad (3.2)$$

На практиці символи залежні та нерівноймовірні, а ентропія джерела: $H(A) < H_{\max}(A)$.

Для повідомлення з n символів, кількість інформації $I = n \cdot H(A)$. При використанні алфавіту з максимальною ентропією для передавання такого ж об'єму інформації необхідно було б мати таке число символів:

$$n_{\min} = \frac{H(A) \cdot n}{H_{\max}(A)} = \mu \cdot n, \quad (3.3)$$

де $\mu = \frac{H(A)}{H_{\max}(A)}$ - коефіцієнт стиснення повідомлень.

Надмірність джерела інформації характеризується величиною

$$K_{н.д} = 1 - \mu = 1 - \frac{H(A)}{H_{\max}(A)}. \quad (3.4)$$

Кодування, при якому в закодованих повідомленнях відсутня надмірність називаються ефективним. Можливість стискання повідомлення, що передається, обґрунтовано в *теоремі Шеннона про кодування без завад*: мінімальне середнє число кодових символів, що відповідають одному символу повідомлення, можна зробити як завгодно близьким до $\frac{H(A)}{\log_2 L}$, де $H(A)$ – ентропія джерела, а L – число кодових символів.

Ідея методу ефективного кодування полягає в наступному. Символам повідомлень, що найбільш часто зустрічаються, задають короткі кодові комбінації, а менш ймовірним символам – довші кодові комбінації. Загальновідомим прикладом ефективного коду може слугувати давно прийнятий в телеграфії для слухового приймання повідомлень код Морзе (1840 р.), в якому довжини кодових комбінацій вибрані в залежності від ймовірності появи літер у англійському тексті. Його недоліком є наявність розділових символів між початком і кінцем кодової комбінації. Цього недоліку позбавлений код Шеннона – Фано.

Для коду Шеннона-Фано елементарні повідомлення (символи) a_i записуються в порядку зменшення їх ймовірностей $P(a_i)$. Отриману послідовність розбивають на дві групи, у яких суми ймовірностей повідомлень по можливості в кожній групі однакові. Всім повідомленням I-ї групи приписують символ "0", а повідомленням II-ї групи – "1". Аналогічно розбивають на підгрупи кожну групу повідомлень. Процес продовжують до тих пір, поки в кожній підгрупі не залишиться по одному повідомленню (таблиця 3.4).

Таблиця 3.4 – Приклад ефективного кодування

Повідомлення		Символи кодових комбінацій				Число символів в кодовій комбінації
a_i	$P(a_i)$	1-й	2-й	3-й	4-й	
a_1	$1/2$	0	-	-	-	1
a_2	$1/4$	1	0	-	-	2
a_3	$1/8$	1	1	0	-	3
a_4	$1/16$	1	1	1	0	4
a_5	$1/16$	1	1	1	1	4

Таким чином, в результаті ефективного кодування відбувається перетворення нерівномірних символів джерела в рівномірні кодові сигнали (рисунок 3.2).

Важливою властивістю коду Шеннона – Фано є легкість визначення меж кодових комбінацій (короткі комбінації відрізняються від довгих і тому не потрібне використання розділових знаків між ними).

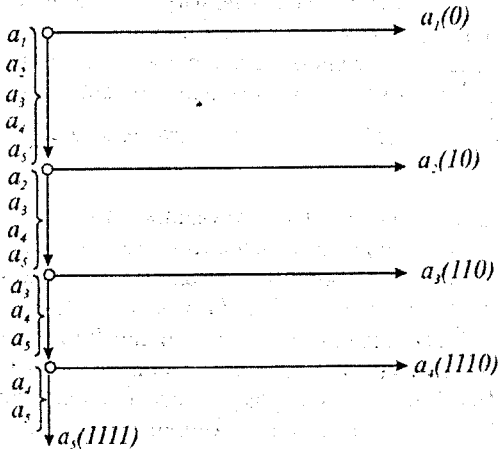


Рисунок 3.2 – Граф-схема ефективного кодування

Розглянемо ефективне кодування літер російського алфавіту. При передачі тексту російською мовою об'єм алфавіту з об'єднанням деяких літер (знаків) складає 32 літери. Якщо всі літери рівномірні і ймовірність появи літер не залежить від попереднього тексту, то кількість інформації, яку переносить одна літера, визначається як

$$H(X) = -\sum_{i=1}^{32} P(x_i) \log_2 P(x_i) = -\sum_{i=1}^{32} (1/32) \log_2 (1/32) = 5(\text{бим}).$$

Це відповідає передачі російського тексту стандартним рівномірним двійковим п'ятизначним кодом Бодо (СТА-2). Але в реальних умовах при передачі дискретних повідомлень ймовірність появи літер в осмисленому тексті мають різні значення і між ними спостерігається певна статистична залежність. Частоти появи символів в російському тексті приведені в таблиці 3.5, де не враховане передавання цифр, знаків і ряду службових символів, що суттєво впливає на ефективність використання коду.

Таблиця 3.5- Статистичні властивості символів російського алфавіту

Сим-воли	Час-тота	Сим-воли	Час-тота	Сим-воли	Час-тота	Сим-воли	Час-тота
-	0,145	р	0,014	я	0,019	х	0,009
о	0,095	в	0,039	ы	0,016	ж	0,008
е	0,074	л	0,036	з	0,015	ю	0,007
а	0,064	к	0,029	ь,Ь	0,015	ш	0,006
и	0,064	м	0,026	г	0,014	щ	0,003
т	0,056	д	0,026	ч	0,013	з	0,003
н	0,056	п	0,021	й	0,010	ф	0,002
с	0,047	у					

На основі таблиці 3.5 у відповідності з правилами оптимального кодування в таблиці 3.6 представлено російський алфавіт в коді Шеннона-Фано.

Середня кількість інформації, що міститься в одній літері, дорівнює

$$H_{cp}(B) = -\sum_{i=1}^{32} P_i \log P_i = -(0,145 \log 0,145 + \dots + 0,002 \log 0,002) = 4,42 \text{ (біт на літеру тексту).}$$

Середня довжина елементарних символів коду Шеннона-Фано

$$\tau_{cp} = \sum_{i=2}^{32} n_i P_i = 3 \cdot 0,145 + 3 \cdot 0,095 + 4 \cdot 0,074 + \dots + 9 \cdot 0,002 = 4,45 \tau_0.$$

Таблиця 3.6 – Оптимальне кодування символів російського алфавіту

Сим- воли	Порядкові номери двійкових символів кодових комбінацій									Число біт
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
-	0	0	0							3
о	0	0	1							3
е	0	1	0	0						4
а	0	1	0	1						4
и	0	1	1	0						4
т	0	1	1	1						4
н	1	0	0	0						4
с	1	0	0	1						4
р	1	0	1	0	0					5
в	1	0	1	0	1					5
л	1	0	1	1	0					5
к	1	0	1	1	1					5
м	1	1	0	0	0					5
д	1	1	0	0	1	0				6
п	1	1	0	0	1	1				6
у	1	1	0	1	0					5
я	1	1	0	1	1	0				6
ы	1	1	0	1	1	1				6
з	1	1	1	0	0	0				6
ь,ъ	1	1	1	0	0	1				6
б	1	1	1	0	1	0				6
г	1	1	1	0	1	1				6
ч	1	1	1	1	0	0				6
й	1	1	1	1	0	1	0			7
х	1	1	1	1	0	1	1			7
ж	1	1	1	1	1	0	0			7
ю	1	1	1	1	1	0	1			7
ш	1	1	1	1	1	1	0	0		8
ц	1	1	1	1	1	1	0	1		8
щ	1	1	1	1	1	1	1	0		8
э	1	1	1	1	1	1	1	1	0	9
ф	1	1	1	1	1	1	1	1	1	9

Діленням $H_{cp}(B)$ на τ_{cp} , отримаємо значення швидкості передачі інформації

$$V = 4,42 / 4,45 \tau_0 = 0,994C \text{ (біт/с).}$$

З отриманого результату видно, що при такій постановці задачі код Шеннона-Фано для передачі російського тексту близький до оптимального. Але за умови передавання цифрових і додаткових символів при використанні такого методу кодування даний код не буде оптимальним.

Часто для стиснення дискретних повідомлень за допомогою нерівномірного кодування використовується код Хаффмена. Нерівномірне (статистичне) кодування дискретних повідомлень застосовується для стиснення повідомлень, що знижує вартість зберігання та передавання їх різними каналами зв'язку. Якщо використовується стандартний код ASC і передбачається, що всі 128 символів A, B, C, ..., X, Y, Z, 0, 1, 2, ..., 8, 9, \$, &, @, % та інші додаткові знаки є рівномірними, то неважко визначити, що ентропія $H(X)$ такого алфавіту буде дорівнювати 7 біт/ символ. Тобто, при звичайному кодуванні на кожен символ переданого тексту відводиться 7 біт.

Менше число біт на символ можна отримати, застосовуючи нерівномірний код Хаффмена. Відомо декілька методів побудови цього коду. Один з різновидів коду з простим методом декодування будується за такими правилами:

- якщо перший біт 0, то кодова комбінація такого коду містить один біт;
- якщо перших два біта 10, то в кодовій комбінації міститься три біти;
- у всіх інших випадках довжина кодової комбінації дорівнює числу послідовно розташованих одиниць зліва плюс три біти.

Ефективність кодів Хаффмена та інших подібних кодів залежить від нерівномірності частот появи символів в переданих повідомленнях. Один з варіантів коду Хаффмена для англійського алфавіту наведено в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Приклад коду Хаффмена

Символ	Частота	Код	Число бітів
1	2	3	4
0	0,555	0	1
1	0,067	100	3
2	0,045	101	3
8	0,034	11000	5
3	0,033	11001	5
A	0,032	11010	5
5	0,030	11011	5
6	0,027	111000	6
4	0,027	111001	6
9	0,022	111010	6
7	0,019	111011	6

Продовження таблиці 3.7

1	2	3	4
F	0,015	1111000	7
B	0,012	1111001	7
Пробіл	0,011	1111010	7
D	0,010	1111011	8
E	0,009	1111100	8
Z	0,007	11111001	8
P	0,006	11111010	8
N	0,005	11111011	8
U	0,004	11111100	9
C	0,004	11111001	9
H	0,004	11111010	9
R	0,003	11111011	9
M	0,003	111111100	10
L	0,003	111111001	10
S	0,0025	111111010	10
I	0,002	111111011	10
T	0,0015	1111111000	11
K	0,0015	1111111001	11
Y	0,0013	1111111010	11
X	0,0012	1111111011	11
G	0,0001	11111111000	12
J	0,0001	11111111001	12
O	0,00006	11111111010	12
Q	0,00003	11111111011	12
V	0,00003	111111111000	13
W	0,00003	111111111001	13
.	0,00001	111111111010	13
-	0,00001	111111111011	13
,	0,00001	1111111111000	14
&	0,00001	1111111111001	14
/	0,00001	1111111111010	14
+	0,00001	1111111111011	14
<	0,00001	11111111111000	15
)	Меньше	11111111111001	15
(0,000001	11111111111010	15
%	0,000001	11111111111011	15
=	0,000001	111111111111000	16
#	0,000001	111111111111001	16
?	0,000001	111111111111010	16
‘	0,000001	111111111111011	16

Середня кількість інформації, що припадає на один символ для вказаного в таблиці 3.7 розподілення частот появи символів в англійському тексті дорівнює

$$\begin{aligned} H(C_{\text{ин}}) &= -\sum_{i=1}^{52} P_i \log P_i = \\ &= -(0,555 \log 0,555 + 0,067 \log 0,067 + \dots + 0,0000005 \log 0,0000005) = \\ &= 2,29 \text{ біт / символ} \end{aligned}$$

Для приведеного коду середня довжина кодової комбінації $\tau_{cp} = 3,01 \tau_0$. При цьому швидкість передачі повідомлення

$$V = H(C_{\text{ин}}) / \tau_{cp} = 2,89 / 3,01 \tau_0 = 0,96 C,$$

що також дуже наближено до одиниці, як і для раніше розглянутого спрощеного коду Шеннона-Фано для передачі російського тексту. Однак, в цьому випадку коефіцієнт стиснення повідомлення

$$K_c = n / n_{cp} = 6 / 3,01 \cong 2.$$

Тобто, повідомлення закодоване методом Хаффмена можна в 2 рази швидше передати, чим це ж повідомлення із застосуванням рівномірного коду.

3.4 Завадостійке кодування

Для дискретного каналу з завадами Шенноном була доведена така теорема: якщо продуктивність джерела повідомлень $H(x)$ менша пропускної спроможності каналу C_d , тобто $H(x) < C_d$, то існує спосіб кодування (перетворення повідомлення в сигнал на вході) та декодування (перетворення сигналу в повідомлення на виході), при якому ймовірність помилкового декодування може бути як завгодно малою. Якщо ж $H(x) > C_d$, то таких способів не існує.

Таким чином, величина C_d – граничне значення швидкості безпомилкової передачі інформації каналом. Але ця теорема, неконструктивна, тому що не вказує конкретного способу кодування. Ця теорема є фундаментальною, тому що вона змінила погляди на граничні можливості техніки зв'язку. До цього вважалось, що в каналі з шумами можна забезпечити мінімальну ймовірність помилки тільки за рахунок необмеженого зменшення швидкості передачі інформації. З теореми випливає, що завади в каналі не накладають обмежень на точність передачі.

Забезпечення передачі інформації з мінімальною ймовірністю помилки можливе лише при кодуванні надзвичайно довгих послідовностей знаків. На практиці, ступінь достовірності та ефективності обмежується двома чинниками:

- розмірами та вартістю апаратури кодування та декодування;
- часом затримки переданого повідомлення.

Для забезпечення високої ефективності передачі дискретної інформації в каналах з завадами використовують завадостійке кодування.

Завадостійкі коди – коди, що дозволяють виявляти та виправляти помилки, які виникають під дією завад.

Завадостійке кодування забезпечується за рахунок введення надмірності в кодові комбінації. Використовують три види надмірності: часову, частотну, енергетичну.

Якщо довжина кодової комбінації не фіксована, то для коректування помилок використовують часову надмірність (крім інформаційних символів вводять ряд перевірних символів, які дозволяють виявляти та виправляти помилки).

Якщо швидкість передачі інформації фіксована, то перевірні символи в кодову комбінацію вводять, зменшуючи тривалість імпульсів, що веде до розширення частотного спектра, тобто спостерігається частотна надмірність.

Енергетична надмірність створюється за рахунок збільшення енергії імпульсів, тобто до збільшення відношення сигнал/шум.

В наш час відомо багато кодів, що коректують помилки при передачі дискретних повідомлень. Двійкові коректувальні коди можна розділити на два великих класи – блокові та згорткові.

До блокових відносяться такі коди, у яких кодування та декодування здійснюється в межах блоку, що складається з певної кількості кодових символів. До згорткових (неперервних) відносять такі коди, в яких процеси кодування та декодування мають неперервний характер, без явного виділення меж при формуванні кодового сигналу.

Блокові коди, в свою чергу діляться на лінійні та нелінійні. До лінійних відносяться такі коди, в яких формування блоків, тобто кодування проводиться з використанням лінійних операцій над інформаційними символами. В іншому випадку коректувальні коди відносяться до нелінійних. Простим прикладом нелінійного коду є міжнародний семиелементний код МТА-3. Цей код ще називають кодом з постійною вагою (КПВ), в кожній кодовій комбінації якого міститься три одиниці та чотири нулі при всіх можливих комбінаціях.

Лінійні коди діляться на систематичні та несистематичні. В систематичних кодах інформаційні символи на виході кодера представлені в явному вигляді. Належність до систематичного або несистематичного коду визначається вибором алгоритму кодування. Значну частину лінійних кодів займають циклічні коди (ЦК), які знаходять застосування в системах

передавання дискретної інформації. До циклічних кодів, які вперше були описані Прейнджем в 1957 році, відноситься доволі велика кількість коректувальних кодів, серед яких найбільш відомими є:

- коди Хеммінга, запропоновані Глеєм в 1949 році та Хеммінгом у 1950 році;

- коди БЧХ, які характеризуються високою коректувальною властивістю, запропоновані Хоквінгом в 1959 р. та Бузом і Чоудхурі – в 1960 р.;

- група кодів з мажоритарним декодуванням (МД), які характеризуються простою схемною реалізацією декодера;

- коди Файра (1959 р.), що виправляють пакети помилково прийнятих кодових символів.

Згорткові коди, як і блокові, можна розділити на систематичні та несистематичні. Перші найчастіше декодуються відносно простим методом – пороговим, а другі – з використанням алгоритму послідовного декодування і алгоритму Вітербі. В наш час несистематичні згорткові коди, декодовані за алгоритмом Вітербі, знаходять широке застосування в системах зв'язку.

Здатність коду виявляти та виправляти помилки обумовлено наявністю надмірних символів.

На вхід кодера надходить послідовність з k інформаційних двійкових символів, а на виході кодера їй відповідає послідовність з n двійкових символів, причому $n > k$. Всього може бути 2^k вхідних та 2^n вихідних послідовностей.

Із всіх 2^n вихідних послідовностей тільки 2^k послідовностей відповідає вхідним, їх називають дозволеними кодовими комбінаціями. Всі інші $2^n - 2^k$ вихідних послідовностей для передачі не використовуються і називаються забороненими комбінаціями.

Можливі такі випадки передачі інформації (рисунок 3.3):

- 2^k випадків безпомилкової передачі (лінія \rightarrow);

- $2^k(2^k - 1)$ випадків переходу в інші дозволсні комбінації, що відповідає невиявленим помилкам (лінія $\rightarrow\rightarrow$);

- $2^k(2^n - 2^k)$ випадків переходу в недозволені комбінації, які можуть бути виявлені (лінія \rightarrow).

Основні параметри коректувальних кодів:

n – довжина коду (значимість коду);

k – число інформаційних символів;

$r = n - k$ – число перевірних надмірних символів.

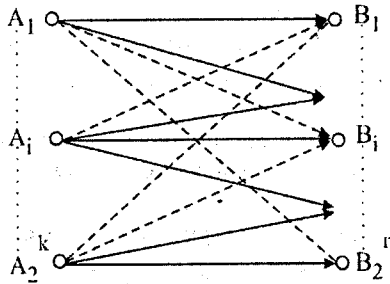


Рисунок 3.3 – Граф-схема утворення кодових комбінацій

Коефіцієнт надмірності коду визначається як

$$K_n = 1 - \frac{k}{n} = \frac{r}{n}, \quad (3.5)$$

де ω – вага кодової інформації (число одиниць в кодовій комбінації);

d – кодова відстань (ступінь різниці між двома кодовими комбінаціями) або число символів, в яких комбінації відрізняються одна від одної та визначаються як вага суми за $\text{mod}2$ цих кодових комбінацій.

Приклад

$$\oplus \begin{array}{r} 1100 \\ 0101 \\ \hline \end{array} \begin{array}{l} \text{ - I кодова комбінація} \\ \text{ - II кодова комбінація} \end{array}$$

$$1001$$

В отриманій після операції \oplus кодовій комбінації $\omega = 2 \Rightarrow d = 2$.

Коректувальні властивості коду характеризує найменша відстань між дозволеними кодовими комбінаціями d_{\min} .

Для виявлення одиничних помилок: $d_{\min} \geq 2$.

Для виявлення помилок будь-якої кратності L :

$$d_{\min} \geq L + 1. \quad (3.6)$$

Для виправлення помилки кратності δ :

$$d_{\min} \geq 2\delta + 1. \quad (3.7)$$

Аналогічно, для виправлення всіх помилок кратності не більшої δ і одночасного виявлення всіх помилок кратності не більшої L

$$d_{\min} \geq L + \delta + 1. \quad (3.8)$$

3.5 Коди з виявленням помилок

Найпростішим кодом з виявленням помилок є код з парним числом одиниць (КПЧО). Цей код має лише один надмірний символ. Вибирається надмірний символ так, щоб загальне число одиниць в кодовій комбінації було парним. Коефіцієнт надмірності КПЧО $K_H = r/n = 1/n$. Цей код дозволяє виявити однократні помилки та всі помилки однократної кратності, тому що в цих випадках число одиниць в кодовій комбінації стане непарним. Помилки парної кратності КПЧО не виявляються.

Більш складним є код з подвоєнням елементів (КПЕ). Даний код утворюється за рахунок введення додаткових символів до кожного з інформаційних символів. При цьому одиниця доповнюється нулем і перетворюється в комбінацію 10, а нуль доповнюється одиницею та перетворюється в 01.

Приклад. Початковий код 1010 перетворюється в КПЕ: 10011001.

Показником спотворення коду – є поява в "парних елементах" комбінацій 00 чи 11. Надмірність КПЕ не залежить від числа елементів коду і $K_H = 0.5$. Код дозволяє виявити всі помилки, за виключенням тих випадків, коли з'являється одночасно дві помилки в "парних елементах". Приклад. 3 10 перетворюються в 01 та з 01 – в 10.

Завадостійкість КПЕ вища завадостійкі КПЧО. Це досягається за рахунок збільшення надмірності коду та ускладнення процедури перевірки.

Іще одним типом коду з виявленням помилок є інверсний код (ІК). Цей код будуватиметься на базі повторення вхідної кодової комбінації. Якщо вхідна комбінація містить парне число одиниць, то друга повторна кодова комбінація ІК точно відтворює вхідну. Якщо вхідна кодова комбінація містить непарне число одиниць, то повторна комбінація представляється в інвертованому вигляді.

Наприклад

Вхідна комбінація	ІК
0101	01010101
0100	01001011

Перевірка ІК відбувається таким чином. Спочатку підсумовуються одиниці, що містяться в основній комбінації. Якщо їх число парне, то елементи додаткової комбінації сприймаються в незмінному вигляді. Потім обидві комбінації порівнюються поелементно і при виявленні хоча б одного незбігання прийнята комбінація бракується. Якщо число основної кодової комбінації непарне, то елементи додаткової кодової комбінації сприймаються в інверсному вигляді. Потім основна та додаткова комбінації порівнюються поелементно.

Надмірність ІК не залежить від числа елементів $K_H = 0.5$.

Помилки не виявляються лише тоді, коли одночасно спотворюються два, чотири і т.д. елементи у вхідній комбінації та відповідно два, чотири і т.д. додаткової комбінації.

З усіх кодів з виявленням помилок КК має найбільшу завадостійкість.

3.6 Коди з виявленням та виправленням помилок

Найбільш поширеним кодом з виявленням та виправленням помилок є код Хеммінга (КХ). За допомогою КХ можна виявляти двократні та виправляти однократні помилки. Для цього КГ повинен мати мінімальну кодову відстань $d_{\min} = 3$. А довжина коду n знаходиться із співвідношення:

$$2^k \leq \frac{2^n}{1+n}$$

КХ будується так, щоб в результаті $r = n - k$ перевірок, отримати r -розрядне двійкове число, яке вказує номер спотвореної позиції кодової комбінації. Для цього перевіріні символи знаходяться в номерах позицій, які виражаються степенем двійки: $2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{r-1}$. Тобто, зліва направо, контрольні символи знаходяться на I, II, IV і т. д. позиціях. Кожен з перевіріних символів входить тільки в одне перевіріне рівняння.

Метою перевірки є визначення синдрому помилок.

Перша перевірка дає молодший розряд синдрому в двійковій формі. Якщо результат "1", то один з символів перевіріної групи спотворено. Першою перевіркою охоплюються символи з номерами, що містять у двійковому запису одиниці в першому ряду, тобто 1, 3, 5, 7, 9, ...

Друга перевірка дає другу цифру синдрому. Другою перевіркою охоплюються символи з номерами, що містять одиниці в другому ряду: 2, 3, 6, 7, ...

Для третьої перевірки - в третьому розряді одиниці: 4, 5, 6, 7, 12, ...

Таким чином, структура синдрому (число та розташування одиниць) показує, в яких розрядах виникла помилка, що дозволяє виправити її.

Перевіріні групи мають вигляд:

$$\begin{aligned} S_1 &= b_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \oplus a_9 \oplus \dots \\ S_2 &= b_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus \dots, \\ S_3 &= b_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{12} \oplus \dots, \end{aligned} \quad (3.9)$$

де a_i - інформаційні символи;

b_i - перевіріні символи.

Якщо всі $S_i = 0$, то помилок немає.

Перевірна матриця має n стовпців і r рядків.

Приклад. Представимо в КХ двійкову комбінацію 0111
 $k = 4, n = 7, r = n - k = 3$, тоді

$$K_n = \frac{r}{n} = \frac{3}{7} \approx 0,43,$$

$$b_1 = a_3 \oplus a_5 \oplus a_7,$$

$$b_2 = a_3 \oplus a_6 \oplus a_7,$$

$$b_3 = a_5 \oplus a_6 \oplus a_7.$$

Нехай буде спотворено a_3 , тобто КХ прийме вигляд 011000.

Перевірні суми будуть дорівнювати: $S_1 = 1; S_2 = 1; S_3 = 0$. В результаті перевірок отримано код синдрому 011, який вказує на спотворення в третьому розряді. Виправлення помилок зводиться до інвертування символу на третій позиції.

	a_7	a_6	a_5	b_4	a_3	b_2	b_1
Код Хеммінга	0	1	1	0	1	0	0
Спотворення КХ	0	1	1	0	0	0	0

Контрольні запитання

1. Що таке кодування інформації?
2. Сформулювати теорему Шеннона для дискретних каналів без завад.
3. Особливості коду Грея.
4. Які недоліки та переваги шифру прямої підстановки?
5. Практичні аспекти застосування шифру з псевдовипадковою послідовністю чисел.
6. Як синтезувати криптограму з використанням шифру Віжінера?
7. Навіщо використовується при дешифруванні ключ?
8. Навести основні особливості ефективного кодування.
9. Порівняльний аналіз коду Морзе та коду Шеннона-Фано.
10. Основні властивості коду Хаффмена.
11. В чому полягає практична цінність теореми Шеннона для дискретних каналів з завадами?
12. Навести основні принципи завадостійкого кодування.
13. Від яких чинників залежить коректувальна здатність коду Хеммінга?
14. Пояснити алгоритм визначення синдрому помилок для КХ [2-5].

4 ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ РІЗНИХ ВИДІВ МОДУЛЯЦІЇ

Матеріальним носієм інформації, як відомо, є сигнал, який може бути представлений у вигляді

$$x(t) = f(a_1, a_2, \dots, a_n, t), \quad (4.1)$$

де a_1, a_2, \dots, a_n - параметри сигналу.

Модуляція сигналу полягає в тому, що один чи декілька його параметрів змінюються відповідно з вхідним повідомленням. Дія завади на носій призводить до паразитної модуляції його параметрів.

При накладанні завади $\xi(t)$ на корисний сигнал $x(t)$ утворюється складний сигнал

$$y(t) = x(t) + \xi(t) = f_1(a_1 + \delta a_1, a_2 + \delta a_2, \dots, a_n + \delta a_n, t), \quad (4.2)$$

де $\delta a_1, \delta a_2, \dots, \delta a_n$ - зміни параметрів сигналу під дією завад.

Різні параметри сигналу будуть по-різному реагувати на дію завади, тобто завадостійкість різних видів модуляції є неоднаковою. Оцінити завадостійкість модуляції можна за допомогою різних критеріїв.

Часто в якості критерія використовують коефіцієнт виграшу системи:

$$B = \frac{\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВНХ}}}{\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВХ}}}, \quad (4.3)$$

де $\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВНХ}}$ та $\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВХ}}$ - відношення середніх потужностей сигналу та

завади на виході та вході пристрою.

При оцінюванні впливу виду модуляції на завадостійкість системи виконують порівняння параметрів різних видів модуляції з відповідними показниками амплітудної модуляції (АМ). З цією метою часто використовують коефіцієнт виграшу модуляції

$$R_M = \frac{\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВНХ}}}{\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВНХАМ}}}, \quad (4.4)$$

де $\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВНХ}}$ - відношення середньої потужності завади на виході

приймального пристрою при довільному виді модуляції;

$\left(\frac{P_x}{P_\xi}\right)_{\text{ВНХАМ}}$ - аналогічне відношення на виході приймального

пристрою при АМ.

4.1 Амплітудна модуляція

Розглянемо основні якісні характеристики для АМ. Нехай сигнал, що передається та завада змінюються за гармонічним законом

$$\begin{aligned}x(t) &= A \sin \omega_0 t; \\ \xi(t) &= B \sin \omega t.\end{aligned}\quad (4.5)$$

Сумарний сигнал, що одержується в результаті накладання завади на корисний сигнал, можна представити у вигляді

$$y(t) = A \sin \omega_0 t + B \sin \omega t = (A + \delta A)(\omega_0 + \delta \omega)t, \quad (4.6)$$

де δA та $\delta \omega$ - паразитна модуляція амплітуди і частоти сигналу.

На рисунку 4.1 наведено векторну діаграму, яка ілюструє утворення сумарного сигналу. На цьому рисунку X - вектор сигналу, що обертається навколо точки 0 з частотою ω_0 ; Z - вектор завади, що обертається навколо точки 1 з частотою ω ; Y - вектор результуючого сигналу, що обертається навколо точки 0.

Вектор Y здійснює складний рух з швидкістю, що періодично змінюється. При цьому також буде періодично змінюватися його амплітуда. Періодична зміна швидкості обертання вектору Y та його амплітуди характеризують частотну та амплітудну паразитні модуляції сигналу. Для оцінювання паразитної модуляції розкладемо вектор Z на складові M та L .

Проекція вектора Z на вектор X виявляє амплітудну паразитну модуляцію. Ця проекція

$$M = B \cos(\omega_0 - \omega)t = B \cos \delta \omega = \delta A \leq B, \quad (4.7)$$

де $\delta \varphi = (\omega_0 - \omega)t = \delta_1 \omega t$.

Щоб знайти паразитну частотну модуляцію, необхідно визначити кутову швидкість обертання вектора Y . Остання дорівнює

$$\omega' = \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.8)$$

де $\varphi = \omega_0 t + \alpha$ - миттєва фаза вектора Y .

Таким чином,

$$\omega' = \omega_0 + \frac{d\alpha}{dt} = \omega_0 + \delta\omega, \quad (4.9)$$

де $\delta\omega = \frac{d\alpha}{dt}$ - паразитна частотна модуляція.

При $M \ll A$

$$\alpha = \operatorname{tg} \alpha = \frac{B \sin \delta\varphi}{A}. \quad (4.10)$$

Отже,

$$\delta\omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{B}{A} \cos \delta\varphi \frac{d(\delta\varphi)}{dt} = \frac{B}{A} \delta_1 \omega \cos \delta\omega, \quad (4.11)$$

де $\delta_1 \omega = \frac{d(\delta\varphi)}{dt}$.

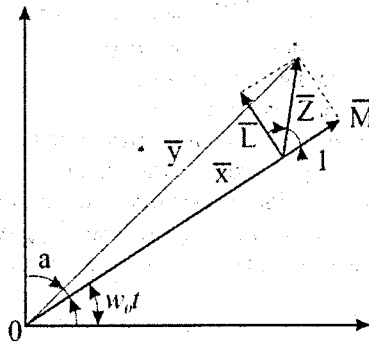


Рисунок 4.1 – Векторна діаграма сумарного АМ сигналу

У: Остаточко отримасмо такий вираз для кутової швидкості вектора

$$\omega = \omega_0 + \frac{B}{A} = \delta_1 \omega \cos \delta \varphi . \quad (4.12)$$

Оцінимо величину відношення сигнал/завада на виході приймача при АМ. На виході приймача використовується амплітудний детектор, тому вихідний сигнал приймача пропорційний модульовальним параметрам. Отже, відношення потужностей сигналу та завади на виході приймача при АМ має вигляд

$$\gamma_{\text{ВХАМ}} = \frac{(\Delta A)^2}{(\delta A)^2} = \frac{(\Delta A)^2}{M_{\text{max}}^2} , \quad (4.13)$$

де ΔA – максимальне значення зміни амплітуди сигналу при корисній модуляції;

M_{max} – максимальне значення зміни амплітуди сигналу при паразитній модуляції.

При стовідсотковій АМ: $\Delta A = A$. Тоді

$$\gamma_{\text{ВНХ}} = \frac{A^2}{B^2} = \gamma_{\text{ВХАМ}} , \quad (4.14)$$

де $\gamma_{\text{ВХАМ}} = \frac{A^2}{B^2}$ – відношення потужності корисного сигналу до потужності завади на виході приймача.

Таким чином, вираш амплітудної модуляції

$$B_{\text{АМ}} = \frac{\gamma_{\text{ВНХАМ}}}{\gamma_{\text{ВХАМ}}} = 1 . \quad (4.15)$$

Отже, при амплітудній модуляції відношення сигнал/завада на виході та вході приймача залишаються незмінними.

4.2 Частотна модуляція

При частотній модуляції (ЧМ) використовуються приймачі з частотними детекторами. При цьому величина сигналу на вході приймача буде пропорційна девіації частоти вхідного сигналу. Тоді відношення потужностей сигналу та завади на виході приймача

$$\gamma_{\text{ВХЧМ}} = \frac{(\Delta\omega)^2}{(\delta\omega)_{\text{MAX}}^2} = \frac{A^2(\Delta\omega)^2}{B^2(\delta_1\omega)^2} = \left(\frac{\Delta\omega}{\delta_1\omega}\right)^2 \gamma_{\text{ВХЧМ}}, \quad (4.16)$$

де $\Delta\omega$ та $(\delta\omega)_{\text{max}}$ – максимальна зміна частоти сигналу при корисній та паразитній ЧМ.

Отже виграш, що забезпечується ЧМ,

$$B_{\text{ЧМ}} = \frac{\gamma_{\text{ВХЧМ}}}{\gamma_{\text{ВХЧМ}}} = \left(\frac{\Delta\omega}{\delta_1\omega}\right)^2. \quad (4.17)$$

Звичайно $\Delta\omega > \delta_1\omega$, тому ЧМ подавляє заваду і це подавлення буде тим ефективніше, чим більша девіація частоти $\Delta\omega$ при корисній модуляції. Таким чином, ЧМ у порівнянні з амплітудною забезпечує виграш в $(\Delta\omega/\delta_1\omega)^2$ разів.

У загальному випадку каналом передається довільний сигнал. Нехай сигнал характеризується енергетичною спектральною густиною $G(\omega)$. В каналі діє адитивна завада типу білий шум з питомою енергетичною спектральною густиною P_0 .

Відношення потужностей сигналу та завади на виході приймача для випадку АМ

$$\gamma_{\text{ВХАМ}} = \frac{\int_0^{\Omega} G(\omega) d\omega}{P_0 \Omega}, \quad (4.18)$$

де Ω - смуга частот, в якій діють сигнал та завада.

Вираз (4.18) для випадку ЧМ буде мати вигляд

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{ВХЧМ}} &= \frac{\int_0^{\Omega} (\Delta\omega)^2 G(\omega) d\omega}{\int_0^{\Omega} (\delta_1\omega)^2 P_0 d(\delta_1\omega)} = \frac{3(\Delta\omega)^2 \int_0^{\Omega} G(\omega) d\omega}{P_0 \Omega^3} = \\ &= \frac{3(\Delta\omega)^2}{\Omega^2} \cdot \frac{\int_0^{\Omega} G(\omega) d\omega}{P_0 \Omega} = 3\beta^2 \gamma_{\text{ВХАМ}}, \end{aligned} \quad (4.19)$$

де $\beta = \Delta\omega/\Omega$ - індекс ЧМ.

Таким чином, при довільному спектрі сигналу ЧМ у порівнянні з амплітудною забезпечує вигравш в $3\beta^2$ разів. Цей вигравш досягається ціною розширення частотного спектра модульованого сигналу.

4.3 Імпульсно-кодова модуляція з рівномірним квантуванням

Процедура квантування – результат проходження вхідного сигналу через пристрій зі ступінчастою амплітудною характеристикою, яка називається шкалою квантування (рисунок 4.2). Якщо в межах шкали крок квантування залишається постійним, то квантування рівномірне.

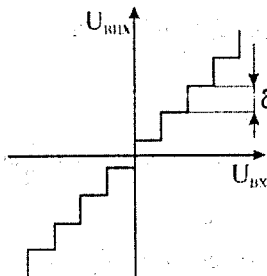


Рисунок 4.2 - Рівномірне квантування

Процедура квантування характеризується похибкою – шумом квантування (різницею між вхідним сигналом та його квантованим аналогом). Отже, чим менший крок квантування, тим нижчий шум квантування.

Знайдемо значення потужності кроку квантування. Нехай щільність імовірності розподілення миттєвих значень описується функцією $\omega(U)$ (рисунок 4.3). Ймовірність появи сигналу з рівнем, який лежить в межах i -го кроку квантування

$$p_i = \int_{u_i - \frac{\delta_i}{2}}^{u_i + \frac{\delta_i}{2}} \omega(U) dU = \omega(U_i) \delta_i \quad (4.20)$$

де $\omega(U)$ – щільність імовірності напруги сигналу в середині інтервалу.

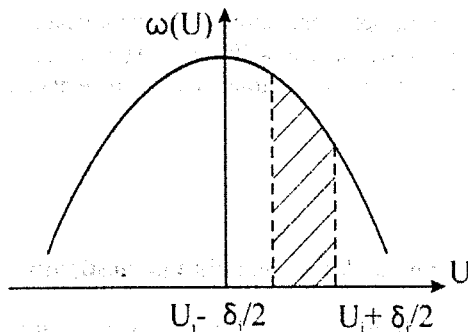


Рисунок 4.3 - Закон розподілення значень сигналу

Миттєва потужність шуму квантування на опорі $R=1\text{Ом}$ визначається як $P_{\text{мит}}=(U-U_i)^2$. Звідси, потужність шуму квантування на i -му кроці:

$$P_i = \int_{U_i - \frac{\delta_i}{2}}^{U_i + \frac{\delta_i}{2}} (U - U_i)^2 \omega(u) \approx \frac{1}{12} \omega(U_i) \delta_i^3. \quad (4.21)$$

З урахуванням (4.20) маємо $P_i = \frac{1}{12} \delta_i^2 p_i$.

Потужність повного шуму квантування:

$$P_{\text{кв}} = \sum_{i=0}^N \frac{1}{12} \delta_i^2 p_i. \quad (4.22)$$

Для рівномірної шкали квантування $\sum_{i=0}^N p_i = 1$, отже

$$P_{\text{кв}} = \frac{1}{12} \delta^2. \quad (4.23)$$

При рівномірній шкалі квантування потужність шумів квантування не залежить від амплітуди квантованих сигналів, а визначається тільки кроком квантування.

Знайдемо відношення сигнал-шум (S/N). $P_{\text{кв}}$ – не залежить від вхідних сигналів, отже S/N збільшується при збільшенні $P_{\text{сигн}}$. Але при перевищенні $P_{\text{сигн}}$ порогу обмеження виникають спотворення і величина S/N починає зменшуватись.

Нехай

$$U_{\text{обм}} = kU_{\text{скв}}, \quad (4.24)$$

де $U_{\text{скв}}$ – середньоквадратичне значення напруги.

Для біполярного сигналу

$$N = \frac{2U_{\text{обм}}}{\delta}. \quad (4.25)$$

Підставимо в (4.25) вирази (4.23) та (4.24)

$$P_{\text{кв}} = \frac{1}{3} \frac{U_{\text{обм}}^2}{N^2} = \frac{1}{3} k^2 \frac{U_{\text{скв}}^2}{N^2}. \quad (4.26)$$

Потужність сигналу $P_c = U_c^2$ (це його дисперсія)

$$\frac{P_c}{P_{\text{кв}}} = \frac{U_c^2}{U_{\text{скв}}^2} \frac{3N^2}{k^2}. \quad (4.27)$$

Виразимо відношення сигнал-шум в децибелах:

$$S/N = 10 \lg (P_c/P_{\text{кв}}) = 20 \lg (U_c/U_{\text{скв}}) + 10 \lg 3 + 20 \lg (N/k). \quad (4.28)$$

Для n -розрядного кодування $N=2^n$

$$S/N = 20 \lg (U_c/U_{\text{скв}}) + 4,8 + 6n + 20 \lg k. \quad (4.29)$$

При квантуванні сигналу від одного джерела $U_c^2 = U_{\text{скв}}^2$, тому

$$S/N = 4,8 + 6n + 20 \lg k. \quad (4.30)$$

З (4.30) видно, що S/N зростає на 6дБ при збільшенні числа розрядів кодової групи на один біт.

Приклад. При переході з 8-розрядного рівномірного коду до 12-розрядного відношення сигнал/шум покращується на 24дБ, тобто в 16 разів, тоді як смуга робочих частот розширюється на 50%.

Це є важливою *особливістю ІКМ*: значне покращання відношення сигнал/шум досягається за рахунок незначного розширення необхідної смуги частот.

Оцінімо відношення сигнал/шум для синусоїдального сигналу (лік-фактор цього сигналу: $k=2^{1/2}$)

$$S/N = 4,8 + 6n + 20 \lg 2^{1/2} = 6n + 1,8. \quad (4.31)$$

Для багатоканального телефонного сигналу $k=4$, тому

$$S/N = 4,8 + 6n + 20 \lg 4 = 6n + 7,2. \quad (4.32)$$

Сигнал звукомовлення з урахуванням психометричного коефіцієнта характеризується таким відношенням сигнал/шум

$$S/N = 6n - 16,7. \quad (4.33)$$

4.4 Імпульсно-кодова модуляція з нерівномірним квантуванням

Нерівномірне (нелінійне) квантування характеризується змінним кроком квантування в межах всієї шкали (рисунок 4.4). При нерівномірному квантуванні розв'язується така задача: вибором закону змінювання кроку квантування забезпечується приблизно постійне значення відношення сигнал/шум в достатньо широкому діапазоні вхідних сигналів. Якщо крок квантування буде зростати при зростанні вхідного сигналу, то у порівнянні з рівномірним квантуванням для слабких сигналів значення S/N зростає, а для великих сигналів значення S/N зменшується, залишаючись достатньо високим.

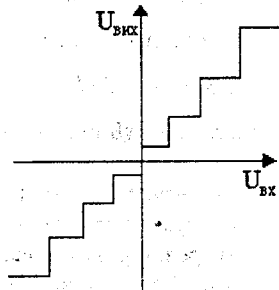


Рисунок 4.4 - Нерівномірне квантування

Процедура нерівномірного квантування виконується за допомогою компресора та експандера (рисунком 4.5). Компресор (К) – пристрій з нелінійною амплітудною характеристикою (характеристикою компресії). Компресор слабкі сигнали підсилює сильніше, ніж великі, тому відбувається стиснення динамічного діапазону. Квантувальний пристрій (КП) має рівномірну шкалу.

Експандер (Е) усуває спотворення, що вносяться компресором. Характеристика “компресор-експандер” буде лінійною.

Система, яка складається з послідовно-ввімкнутих компресора та експандера називається компандером.

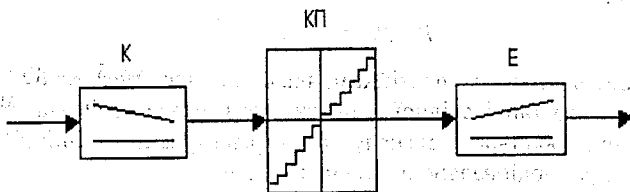


Рисунок 4.5 - Структура компандера

Визначимо оптимальну характеристику компресії, при якій значення $S/N_{кв}$ буде постійним в широкому діапазоні амплітуд.

Квантування вихідного сигналу компресора з рівним кроком відображає квантування вхідного сигналу з кроком, який зростає при зростанні вхідного сигналу (рисунок 4.6):

$$\delta_{н1} < \delta_{н2} < \delta_{н3}, \quad (4.34)$$

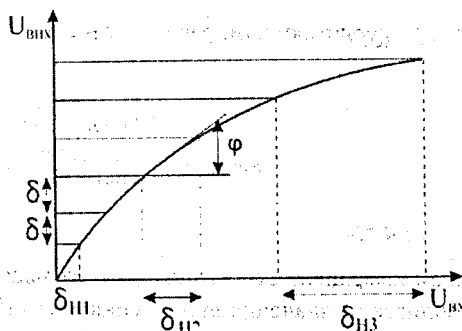


Рисунок 4.6 - Амплітудна характеристика компресора

Крок нерівномірного квантування для $U_{вх}$:

$$\delta_H = \delta \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi} = \delta \frac{1}{\frac{dU_{внх}}{dU_{вх}}}, \quad (4.35)$$

де φ - кут між дотичною до характеристики компресії та віссю ОХ.

$dU_{вих}/dU_{вх}$ - похідна характеристики компресії при напрузі U_c .

Потужність шумів квантування зростає пропорційно квадрату величини кроку квантування, а потужність сигналу дорівнює U_c^2 звідси

$$P_c/P_{кв} = 12 U_c^2 / \delta_n^2 \quad (4.36)$$

Це відношення буде постійним, якщо крок квантування буде лінійно зростати при зростанні вхідної напруги. Така шкала квантування, в якій при зростанні вхідного сигналу крок квантування лінійно зростає називається пропорційною. Для цієї шкали:

$$\frac{U_{вх}}{\delta_n} = \frac{U_{вх}}{\delta} \frac{dU_{вх}}{dU_{вх}} \quad (4.37)$$

Розв'язком цього диференціального рівняння є:

$$U_{вих} = C \ln(\mu U_{вх}), \quad (4.38)$$

де C , μ - сталі інтегрування, які визначаються з графічних умов: $U_{вих} = 0$ при $U_{вх} = 0$ та $U_{вих} = U_{вихmax}$ при $U_{вх} = U_{вхmax}$.

Характеристику згідно (4.38) практично реалізувати неможливо, тому що при $U_{вх} \rightarrow 0 \Rightarrow U_{вих} \rightarrow \infty$. Тому на практиці використовують логарифмічну характеристику компресії типу μ :

$$U_{вих} = U_{MAX} \frac{\ln \left[1 + \mu \frac{U_{вх}}{U_{MAX}} \right]}{\ln(1 + \mu)}, \quad (4.39)$$

де $\delta_{max}/\delta_{min} = 1 + \mu$.

Чим вищий коефіцієнт стискання μ , тим більша різниця між δ_{max} та δ_{min} . Вибір μ впливає на значення відношення сигнал/шум для різних $U_{вх}$. При збільшенні μ відношення сигнал/шум збільшується для слабких та зменшується для сильних сигналів (для $\mu = 100 \dots 255$).

Використання компресорів з $\mu = 100$ еквівалентно зменшенню числа розрядів АЦП на 4 розряди (наприклад, з 12-розрядних АЦП до 8-розрядних АЦП).

Амплітудна характеристика експандера представлена на рисунку 4.7.



Рисунок 4.7 - Амплітудна характеристика експандера

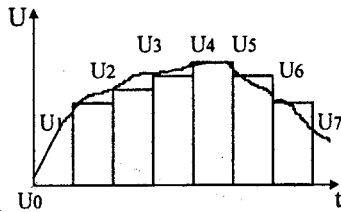
4.5 Диференціальна імпульсно-кодова модуляція

В цифрових системах передачі з ІКМ квантуванню та кодуванню підлягають дискретні у часі відліки неперервного сигналу, взяті з урахуванням умови теореми Котельникова. Однак існують інші методи передачі квантованих вибірок сигналу в закодованому вигляді.

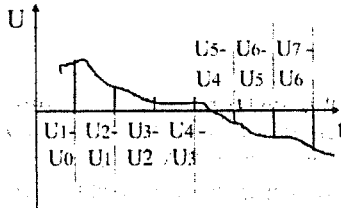
Як відомо, для мовного сигналу більш імовірно низькочастотні складові спектру. Це означає, що миттєві значення дискретних відліків у сусідніх точках дискретизації мало відрізняються одне від одного. Тому можна замість кодування з подальшою передачею відліків передавати по тракту зв'язку кодовані значення різниці сусідніх відліків, за якими на приймальній стороні відновлюється вхідний сигнал. Такий метод перетворення називається диференціальною імпульсно-кодовою модуляцією (ДІКМ).

На рис.4.8,а показані дискретні відліки неперервного сигналу, при квантуванні і кодуванні яких отримують цифровий ІКМ сигнал, а на рис.4.8,б—амплітудні значення різниць двох сусідніх відліків. Здійснюючи квантування і кодування різниць сусідніх відліків, отримують цифровий ДІКМ сигнал.

Як видно із рисунків, амплітуди різниць відліків менші амплітуд самих відліків, тому при однаковому кроці квантування кількість розрядів кодової групи при ДІКМ менша, ніж при ІКМ. Зменшення кількості розрядів у кодовій групі при ДІКМ знижує швидкість передачі цифрового потоку і, виходячи з цього, зменшує необхідну смугу частот лінії передачі. Якщо ж смуга частот лінії передачі і швидкість цифрового потоку визначаються параметрами ІКМ, то застосування ДІКМ дозволяє зменшити помилку квантування в порівнянні з ІКМ за рахунок зменшення кроку квантування.



a)



б)

Рисунок 4.8 - Принцип утворення ДІКМ

В наш час відомо багато варіантів технічної реалізації ДІКМ. Найбільш широке розповсюдження отримала схема кодера ДІКМ зі зворотним зв'язком, яка представлена на рис.4.9.

В цій схемі оцінюється не різниця між двома сусідніми відліками сигналу, що передається, а різниця між значенням даного відліку і квантованим значенням попереднього відліку, що дозволяє зменшити помилку квантування. Часові діаграми, які пояснюють принцип функціонування такого кодера, показані на рис.4.10.

Кодер ДІКМ складається з таких блоків: фільтра нижніх частот (ФНЧ), який обмежує спектр частот вхідного сигналу частотою F_b ; диференціального (різницевого) підсилювача (ДП), який підсилює різницю двох сигналів, що поступають на його входи; дискретизатора (ДС), який здійснює дискретизацію різничевого сигналу; кодера ІКМ, який здійснює квантування і кодування різничевого сигналу; декодера ІКМ, в якому кодові групи перетворюються у дискретні відліки різничевого сигналу; інтегратора (Інт), який перетворює амплітудні відліки сигналу, які поступають на його вхід у ступінчасту функцію.

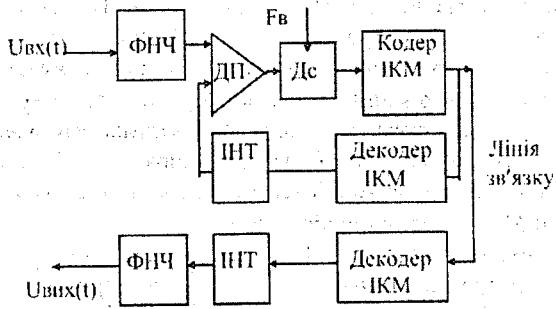


Рисунок 4.9 - Структурна схема кодека ДІКМ

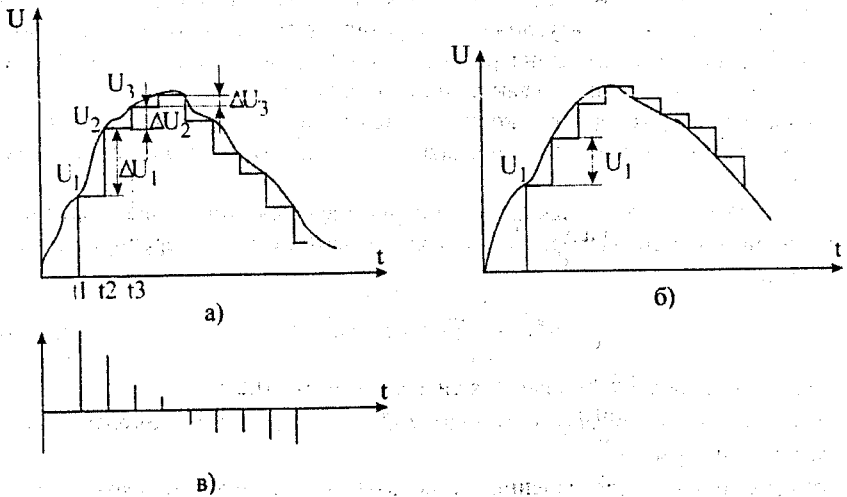


Рисунок 4.10 – Часові діаграми формування ДІКМ сигналу

Розглянемо принцип роботи кодера. В початковий момент часу t_1 напруга на виході інтегратора відсутня і на виході підсилювача напруга відповідає неперервному сигналу. Дискретний відлік з амплітудою U_1 квантується і кодується в кодері ІКМ і потім через декодер поступає на інтегратор ІНТ, який запам'ятовує його амплітуду до моменту часу t_2 . В цей момент часу напруга на неінвертуючому вході ДП (1) дорівнює напрузі аналогового сигналу U_2 , а на інвертуючому вході (2)—напрузі на виході інтегратора U_1 . На виході різницевого підсилювача отримуємо різницю напруг $\Delta U_1 = U_2 - U_1$.

Після квантування та кодування цієї різниці в лінію надходить кодова група, яка відповідає різниці двох сусідніх відліків. По колу зворотного зв'язку через декодер амплітуда відліку U_2 поступає на інтегратор і запам'ятовується в ньому до моменту часу t_3 . В цей момент часу знову відбувається визначення різниці ΔU_2 , її квантування та кодування. Коли напруга на виході інтегратора (в момент t_4) більша напруги аналогового сигналу, різниця на виході ДП буде від'ємною. Після квантування, кодування і декодування на виході інтегратора спостерігається негативний стрибок напруги ΔU_3 на величину цієї різниці.

Структурна схема декодера ДІКМ (див. рисунок 4.9) складається із декодера ІКМ, інтегратора і ФНЧ. На виході декодера ІКМ отримують сигнал, який відповідає різниці сусідніх відліків. Ці відліки інтегратор перетворює в ступінчасту напругу (див. рисунок 4.10), а ФНЧ згладжує її, внаслідок чого знову отримують неперервний сигнал.

Отже, при ДІКМ кодується не значення відліків сигналу, а різниця сусідніх відліків. Квантування і кодування різниці дозволяє зменшити кількість рівнів квантування різниць відліків у порівнянні з необхідною кількістю рівнів при квантуванні самих відліків. Таким чином, зменшується розрядність коду і, виходячи з цього, кількість інформаційних символів, що передаються по каналу передачі за одиницю часу.

В ДІКМ системах, звичайно, використовується лінійне передбачення, коли значення сигналу формується як виважена сума попередніх відліків сигналу

$$u^*(t) = \sum_{i=1}^k c_i u_{ex}(t-iT), \quad (4.40)$$

де $u^*(t)$ — передбачене значення сигналу в момент часу t ;

$u_{ex}(t-iT)$ — відлік сигналу в момент $t-iT$, попередній до моменту t на i тактових інтервалів;

c_i — коефіцієнти передбачення, які показують, з якою вагою враховуються відліки сигналу.

У випадку передбачення сигналу по одному відліку

$$u^*(t) = c u_{ex}(t-T). \quad (4.41)$$

Різницевий сигнал

$$u_p(t) = u_{ex}(t) - u^*(t) = u_{ex}(t) - c u_{ex}(t-T). \quad (4.42)$$

Дисперсія різницевого сигналу

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 + c^2 \sigma_c^2 - 2R(T) \sigma_c^2 c, \quad (4.43)$$

де $R(T)$ —значення нормованої функції кореляції сигналу, яке характеризує статистичний зв'язок між його значеннями, зсуненим на інтервал дискретизації T ;

σ_n^2 —дисперсія сигналу.

Як вже зазначалося, система передачі виявляється тим ефективнішою, чим менше значення різницевого сигналу. Тому знайдемо те значення коефіцієнта передбачення c , при якому σ_p^2 мінімальне. Взявши похідну $d\sigma_p^2/dc$ і прирівнявши її нулю, визначаємо, що $c_{opt}=R(T)$. В цьому випадку

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 [1-R(T)]. \quad (4.44)$$

Дисперсія $\sigma_p^2 < \sigma_c^2$ при будь-якому ненульовому значенні $R(T)$.

Різновидом різницевих методів передачі є ДІКМ, при якій коефіцієнт передбачення $c=1$. Фізично це означає, що в якості передбаченого значення сигналу в i -й тактовий момент приймається відлік сигналу в попередній ($i-1$)-й момент. В цьому випадку дисперсія різницевого сигналу

$$\sigma_p^2 \text{дікм} = 2\sigma_c^2 [1-R(T)]. \quad (4.45)$$

Дисперсія $\sigma_p^2 \text{дікм} < \sigma_c^2$ при $R(T) > 0.5$.

Оцінимо відношення сигнал/шум в різницевих системах, вважаючи, що основним джерелом похибок є шум квантування. Це справедливо в тих випадках, коли відсутні перевантаження за крутістю, тобто коли найбільша крутість сигналу s менше граничної крутості копії S_n . Крутість

$$s_n = |u_p / \max T = \delta N / T = \delta N F \delta, \quad (4.46)$$

де $|u_p / \max$ —максимальне значення різницевого сигналу, пов'язане з σ_p співвідношенням:

$$|u_p / \max = k_p \sigma_p,$$

де k_p —пик-фактор різницевого сигналу.

Якщо при різницевих методах шкала квантування містить не менше чотирьох рівнів, то значення шуму квантування в тактові моменти виявляються некорельованими (навіть при корельованих відліках сигналів) і для оцінки відношення сигнал/шум можна використовувати вирази, отримані для ІКМ, замінивши у них дисперсію сигналу на дисперсію різниці. Отримуємо в разі оптимального передбачення

$$(P_c/P_{кв})_{opt} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{1-R^2(T)} \quad (4.47)$$

і для ДІКМ

$$(P_c/P_{кв})_{дїкм} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{2[1-R(T)]} \quad (4.48)$$

Якщо додатково врахувати зміну відношення сигнал/шум внаслідок фільтрації частини шуму при $F_e < F\delta/2$, то отримуємо

$$(P_c/P_{кв})_{опт} = \frac{3N^2}{2k_p^2} \frac{1}{1-R^2(T)} \frac{F_\delta}{F_e}; \quad (4.49)$$

$$(P_c/P_{кв})_{дїкм} = \frac{3N^2}{4k_p^2} \frac{1}{1-R(T)} \frac{F_\delta}{F_e} \quad (4.50)$$

Відношення сигнал/шум тим більше, чим більша кореляція між відліками сигналу. Порівняння різницевої системи та ІКМ показує, що при рівності частот дискретизації і значень пік-фактора ефективність дорівнює

$$\frac{(P_c / P_{кв})_{опт}}{(P_c / P_{кв})_{ІКМ}} = \frac{1}{1 - R^2(T)}$$

$$\frac{(P_c / P_{кв})_{дїкм}}{(P_c / P_{кв})_{ІКМ}} = \frac{1}{2[1 - R(T)]} \quad (4.51)$$

При відсутності кореляції між відліками сигналів система з оптимальним передбаченням не має переваг перед ІКМ, а ДІКМ забезпечує відношення $P_c/P_{кв}$ у два рази гірше, ніж ІКМ. При $R(T)=0.5$ відношення $P_c/P_{кв}$ при ДІКМ і ІКМ рівні. При $R(T)>0.5$ ДІКМ має перевагу перед ІКМ. Отже, різницева система з оптимальним передбаченням виявляється більш ефективною, ніж проста ДІКМ. Проте для реалізації оптимального передбачення необхідно знати кореляційну функцію сигналу. Крім того, передбачувач, побудований в розрахунок на передачу сигналу одного виду, виявиться неефективним при передачі інших сигналів. При ДІКМ не використовуються апріорні відомості про сигнал і перебудова передбачувача при передачі різних сигналів не потребується.

При передачі деяких сигналів різницеві системи мають перевагу над ІКМ і при переході від ІКМ до різницевої методів можна отримати значний вииграш. Знайдемо кореляційні функції перетворюваних сигналів.

Припустимо, що сигнал має рівномірний спектр у межах від 0 до ω_b . Такому спектру відповідає нормована кореляційна функція

$$R(\tau) = [\sin(\omega_b \tau)] / (\omega_b \tau). \quad (4.52)$$

При $\omega_d = 2\omega_b$ $R(\tau) = (\sin \pi) / \pi = 0$ і використання різницевих методів для кодування таких сигналів неефективне. Величина $R(T) > 0$ у сигналів, енергетичний спектр яких має підйом в області низьких частот. Для мовного сигналу $R(\tau)$ описується виразом

$$R(\tau) = e^{-1140|\tau|} \cos 2980\tau. \quad (4.53)$$

Для телефонного сигналу при частоті дискретизації $F_d = 8\text{кГц}$ із виразу (4.52) отримуємо $R(T) = 0.8$. Підставивши це значення у (4.51), бачимо, що виграш у відношенні сигнал/шум у порівнянні з ІКМ при використанні оптимального передбачення становить близько 3 разів (менше 5 дБ) і при ДІКМ 2.5 раза (близько 4 дБ). Цей виграш вимагає ускладнення апаратури передачі телефонних сигналів.

При передачі сигналів звукового мовлення, які мають таку ж кореляційну функцію $F_d = 32\text{кГц}$. Аналогічні розрахунки показують, що у цьому випадку виграш від застосування різницевих методів складає більше 15 дБ. Це дозволяє зменшити кількість розрядів у кодовій групі на два-три.

Ще більшим виявляється виграш при передачі відеосигналів, основна енергія яких зосереджена в області низьких частот. Вагають, що використання ДІКМ при передачі телевізійних сигналів дозволяє з урахуванням особливостей сприйняття відеосигналів зменшити кількість розрядів у кодовій групі з семи-дев'яти до чотирьох-п'яти.

Найбільшим спотворенням квантування при ДІКМ підлягають різницеві сигнали малої величини. Для зменшення цих спотворень можна застосувати нерівномірне квантування, при якому крок квантування зростає зі збільшенням значення різницевого сигналу. Такий метод різницевого кодування називається адаптивною диференціальною ІКМ (АДІКМ), тому що при цьому відбувається адаптація величини кроку квантування до параметрів кодованого сигналу.

Контрольні запитання

1. Що таке завадостійкість модуляції?
2. Які критерії використовуються для оцінювання завадостійкості модульованих сигналів?

3. Яка особливість визначення завадостійкості АМ?
4. Від яких чинників залежить завадостійкість ЧМ?
5. Яким чином визначається виграш у завадостійкості ЧМ і ФМ?
6. Пояснити особливості амплітудної характеристики при рівномірному квантуванні.
7. В чому полягає різниця між рівномірною та нерівномірною шкалою квантування?
8. Пояснити поняття компресора, експандера сигналів.
9. Яким чином визначається потужність шумів для рівномірного квантування?
10. Що таке пік-фактор сигналу?
11. Як визначити відношення сигнал/шум для різних класів сигналів?
12. Як визначити оптимальну характеристику компресії сигналів, що передаються в системах зв'язку?
13. Як вибирається частота дискретизації в системах з ДКМ?
14. Пояснити, на яких положеннях базується використання ДКМ.
15. Порівняльний аналіз ДКМ та ІКМ.
16. Які вузли виконують функції передбачення в системах з ДКМ?
17. Які функції виконує кодер ІКМ в системах з ДКМ?
18. При яких умовах вдається зменшити похибки квантування в системах передачі з ДКМ?
19. За рахунок чого зменшується смуга частот лінії передачі для систем з ДКМ?
20. Для яких первинних сигналів зв'язку найбільш оптимальним є використання ДКМ?
21. Особливості визначення відношення сигнал/шум для ДКМ.
22. Як реалізувати схему оптимального передбачення для системи з ДКМ [2, 6 - 9]?

5 ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ПРИЙМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

При передачі сигналів під дією завад виникає проблема забезпечення оптимальної (найкращої) якості приймання, тобто розробки оптимального демодулятора.

Така задача вперше була розв'язана для часового каналу в 1946 році академіком В.О.Котельниковим. Якість приймання оцінювалась ймовірністю вірного приймання символів.

Згідно з теоремою Котельникова, потенційна завадостійкість – максимум ймовірності вірного приймання при заданому виді модуляції, а ідеальний приймач – це демодулятор, що забезпечує цей максимум. Тому, ні в одному реальному демодуляторі ймовірність вірного приймання не може бути більшою, чим в ідеальному приймачі.

5.1 Критерії якості приймання інформації

Для того, щоб створити оптимальний приймач інформації необхідно керуватися відповідними критеріями якості та ефективності.

Виявлення сигналу полягає в тому, що в результаті обробки прийнятого сигналу Y необхідно встановити, чи міститься в ньому корисний сигнал X чи ні. Корисний сигнал може приймати два значення X_0 та X_1 з апіорними ймовірностями $p(X_0)$ та $p(X_1)$.

Апіорна ймовірність – це та ймовірність, яка має місце до спостереження та аналізу сигналу X_1 вона визначається статистикою джерела відмовлень і правилом кодування. Сигнал X може мати тільки одне з двох значень, тому $p(X_0) + p(X_1) = 1$.

Якщо на вхід приймача надходить сигнал, то можуть мати місце два значення апостеріорної ймовірності $p(X/Y)$:

$p(X_1/Y)$ -- умовна ймовірність наявності корисного сигналу X при даному значенні Y .

$p(X_0/Y)$ – умовна ймовірність відсутності сигналу X при даному значенні Y .

Апостеріорна ймовірність $p(X/Y)$ – ймовірність, що визначається після досліду (спостереження і аналізу).

Аналогічно, існує функція правдоподібності $L(X_i) = w(Y/X_i)$, де $w(Y/X_i)$ – умовна густина ймовірності вибірки Y при наявності корисного сигналу X ;

$L(X_0) = w(Y/X_0)$, $w(Y/X_0)$ – умовна густина ймовірності вибірки Y при відсутності сигналу X .

Відношення правдоподібності можна визначити як

$$\lambda = \frac{L(X_1)}{L(X_0)} = \frac{w(Y/X_1)}{w(Y/X_0)}. \quad (5.1)$$

Згідно з критерієм максимуму правдоподібності найбільш правдоподібним є те значення параметра X , для якого функція правдоподібності $L(X)$ максимальна:

$$\text{якщо } \lambda = \frac{L(X_1)}{L(X_0)} > 1, \text{ то } X = X_1; \quad (5.2)$$

$$\text{а якщо } \lambda = \frac{L(X_1)}{L(X_0)} \leq 1, \text{ то } X = X_0.$$

Тобто, для виявлення сигналу порівнюються два значення функції правдоподібності $L(X_0)$ та $L(X_1)$. Якщо $L(X_0) < L(X_1)$, то сигнал X_1 є на вході приймача. Якщо $L(X_0) \geq L(X_1)$, то сигналу X_1 немає.

Перевагою критерію є те, що його використання не вимагає знання апіорних ймовірностей $p(X_0)$ і $p(X_1)$ сигналу X .

Згідно з критерієм максимуму апостеріорної ймовірності для отриманого значення Y приймається та гіпотеза, при якій апостеріорна ймовірність $p(X/Y)$ – максимальна:

$$\text{якщо } \frac{p(X_1/Y)}{p(X_0/Y)} > 1, \text{ то } X = X_1; \quad (5.3)$$

$$\text{а якщо } \frac{p(X_1/Y)}{p(X_0/Y)} \leq 1, \text{ то } X = X_0.$$

Критерій ідеального спостерігача (критерій Котельникова) використовують, коли приймач може допускати помилки двох видів:

- хибної тривоги – прийняття рішення про те, що сигнал є, коли його фактично немає – помилка I роду – α ;
- пропуску сигналу – прийняття рішення про те, що сигналу немає, коли він фактично є – помилка II роду – β .

Ці помилки можна знайти, користуючись такими виразами

$$\alpha = \int_{\Omega_1} w(Y/X_0) dy, \quad (5.4)$$

де $w(Y/X_0)$ – умовна густина ймовірності Y , якщо задано X_0 ;

$$\beta = \int_{t_0} w(Y/X_1) dy. \quad (5.5)$$

Загальна безумовна ймовірність помилкового рішення визначається виразом:

$$p_{ном} = p(X_0) * \alpha + p(X_1) * \beta. \quad (5.6)$$

Критерій ідеального спостерігача мінімізує загальну помилку, тобто згідно цього критерію вираз (5.6) приймає вигляд:

$$\begin{aligned} p_{ном} &= p(X_0) * \alpha + p(X_1) * \beta = \\ &= p(X_0) * \int_{t_0} w(Y/X_0) dy + p(X_1) * \int_{t_0} w(Y/X_1) dy = \min. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Правила розв'язання задач, що відповідають критеріям ідеального спостерігача і максимальній апостеріорній ймовірності збігаються. Але вони відрізняються початковими умовами.

Оптимальним згідно з *критерієм Неймана-Пірсона* є такий спосіб оброблення прийнятого сигналу, при якому забезпечується мінімальна ймовірність пропуску сигналу при заданій величині ймовірності хибної тривоги:

$$\beta = \int_{t_0} w(Y/X_1) dy = \min; \quad (5.8)$$

$$\alpha = \int_{t_1} w(Y/X_0) dy = a;$$

де a – наперед задана величина.

Критерій мінімального ризику (критерій Байєса) враховує не тільки нерівномірність помилок I і II роду, але й наслідки, до яких призводять ці помилки. Для цього вводять вагові коефіцієнти (коефіцієнти ціни помилок) r_{10} та r_{01} , які відповідають помилкам I та II роду. Усереднена величина називається ризиком:

$$r = r_{10} p(X_0) * \alpha + r_{01} * p(X_1) * \beta. \quad (5.9)$$

Згідно з критерієм Байєса приймається та гіпотеза, при якій забезпечується мінімальний ризик:

$$r = \min. \quad (5.10)$$

Цей критерій найбільш економічний, тому що забезпечує мінімізацію втрат, обумовлених помилками в прийнятті рішень. Недоліком критерію є необхідність знання апіорних ймовірностей та значення вагових коефіцієнтів r_{10} та r_{01} .

Мінімакний критерій є спеціальним випадком критерію Байєса, коли апіорні ймовірності $p(X_1)$ та $p(X_0)$ – не задані.

Згідно з мінімаксним критерієм забезпечується мінімум ризику при найгіршому співвідношенні апіорних ймовірностей.

Перевагою критерію є те, що для його знаходження не треба знати апіорних ймовірностей, а недоліком є те, що результати розв'язання задач виходять з великим запасом.

Правила прийняття рішень для всіх критеріїв однакові і полягають у порівнянні відношення правдоподібності λ з пороговим значенням λ_0 . Всі критерії відрізняються лише величиною порогу λ_0 . В техніці передачі інформації найбільшого поширення набув критерій *максимальної правдоподібності*.

5.2 Методи оптимального приймання інформації

Метод частотної фільтрації базується на відмінності частотних спектрів корисного сигналу та завади. Лінійні частотні фільтри подавляють завади, що призводить до збільшення відношення S/N. Параметри фільтра залежать від спектральних характеристик сигналу та завади.

Якщо на вхід приймача надходить вузькосмуговий сигнал зі спектральною густиною $S_S(\omega)$ та широкосмугова завада зі спектральною густиною $S_N(\omega)$ (рисунк 5.1), то в цьому випадку в тракт приймача вмикається вузькосмуговий фільтр зі смугою пропускання $\Delta\omega_s$.

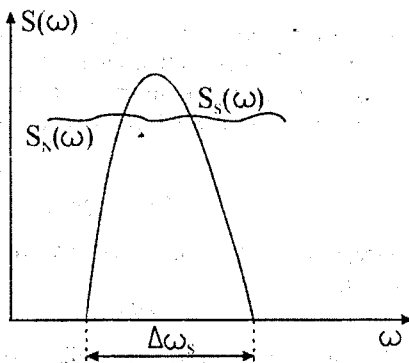


Рисунок 5.1 – Спектри вузькосмугового сигналу та завади.

На вхід приймача надходить періодичний сигнал і широкосмугова завада (рисунок 5.2). Періодичний сигнал має дискретний частотний спектр. Тому в тракт приймача включається набір гребінчастих фільтрів, які пропускають тільки частоти періодичного сигналу.

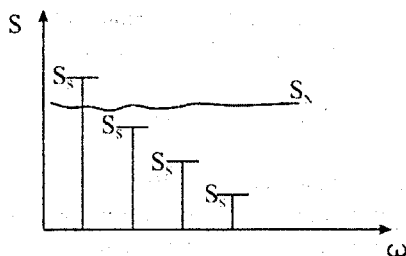


Рисунок 5.2 – Спектри періодичного сигналу та завади

Якщо на вхід приймача надходить широкосмуговий сигнал і вузькосмугова завада, то в тракт приймача включають загороджувальний фільтр, який забезпечує подавлення завади в смузі $\Delta\omega_N$ (рисунок 5.3).

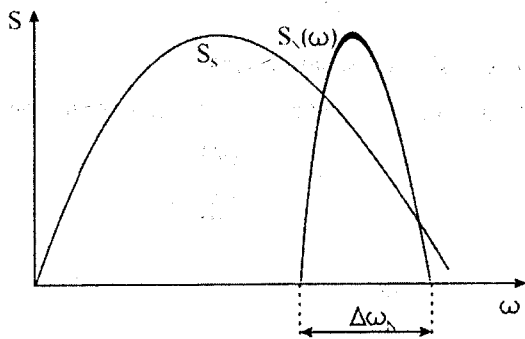


Рисунок 5.3 - АЧХ фільтра та завади

Якщо корисний сигнал – гармонічний, а завада – білий шум, то використовується вузькосмуговий фільтр, настроєний на частоту сигналу. Відносні спектри на виході фільтра:

$$(S/N)_{\text{вих}} = \frac{P_{\text{СВН}}}{2\pi\Delta f_{\phi} N_0}, \quad (5.11)$$

де N_0 – спектральна густина потужності шуму,

Δf_{ϕ} – смуга пропускання фільтра.

Чим вужча Δf_{ϕ} , тим більше значення відношення сигнал/шум. Реально корисний сигнал існує на відрізку часу ΔT_s . З цього випливає, що корисний сигнал – відрізок синусоїди, а це означає, що її спектр необмежений. База сигналу: $B = \Delta t_s * \Delta T_s$. Для обмеженої синусоїди $B \approx 1$.

Тривалість сигналу повинна бути такою, щоб його спектр не був ширшим смуги пропускання фільтра $\Delta f_s \leq \Delta f_{\phi}$. Тому

$$(S/N)_{\text{вих}} = \frac{P_{\text{SBB}}}{2\pi N_0 B} * \Delta T_s. \quad (5.12)$$

Для збільшення відношення сигнал/шум необхідно збільшувати ΔT_s , тому при частотній фільтрації покращання відношення сигнал/шум відбувається за рахунок збільшення часу передачі.

Метод накопичення використовується для постійних і періодичних сигналів. Метод полягає в багатократному повторенні сигналу та підсумовуванні окремих його реалізацій в приймачі.

Якщо сигнал постійний і дорівнює U на протязі часу ΔT_s , а завада в кожному з n -их відліків приймає значення e_n , то на виході накопичувача буде сигнал

$$Y = \sum_{n=1}^N (U + e_n) = n * U + \sum_{n=1}^N e_n, \quad (5.13)$$

де N – число відліків за час передачі.

Тоді відношення сигнал/шум на виході накопичувача:

$$(S/N)_{\text{вих}} = \frac{(N * U)^2}{D[\sum_{n=1}^N e_n]}, \quad (5.14)$$

де $D[\sum_{n=1}^N e_n]$ – дисперсія завади на виході накопичувача.

Якщо значення e_n некорельовані, то дисперсія суми відліків e_n дорівнює сумі дисперсій відліків:

$$D[\sum_{n=1}^N e_n] = \sum_{n=1}^N D(e_n). \quad (5.15)$$

А якщо завада є стаціонарним випадковим процесом, то можна записати

$$\sum_{n=1}^N D(e_n) = N * D(e). \quad (5.16)$$

Тому відношення сигнал/шум на виході накопичувача:

$$(S/N)_{\text{вих}} = \frac{(N * U)^2}{N * D(e)} = N \frac{U^2}{D(e)} = N * (S/N)_{\text{вх}}. \quad (5.17)$$

В результаті N -кратного збільшення числа відліків, можна збільшити відношення сигнал/шум. Але часовий інтервал між окремими відліками повинен бути більшим інтервалу кореляції завади τ . Інакше ефект від накопичення буде зменшуватися.

Якщо сигнал – періодичний, то відліки беруться через інтервали, що дорівнюють чи кратні періоду цього сигналу (це метод *синхронного накопичення*). Ефект накопичення для цього методу такий же, як і для постійного сигналу.

Метод накопичення можна реалізувати за рахунок *інтегрування* вхідного сигналу на протязі ΔT_s . *Інтегральне приймання* використовується для постійного сигналу. На виході інтегратора:

$$y(t) = \int_0^{\Delta T_s} [U + e(t)] dt = U * \Delta T_s + \int_0^{\Delta T_s} e(t) dt, \quad (5.18)$$

де $e(t)$ - завада.

Відношення сигнал/шум на виході інтегратора:

$$(S/N)_{\text{вих}} = \frac{(U * \Delta T_s)^2}{D[\int_0^{\Delta T_s} e(t) dt]}. \quad (5.19)$$

Якщо згідно теореми Котельникова, неперервний випадковий сигнал $e(t)$ замінити відліками в моменти часу, які дорівнюють інтервалу кореляції τ , то

$$\int_0^{\Delta T_s} e(t) dt \approx \sum_{n=1}^N e(t_n) * \tau, \text{ де } N = \Delta T_s / \tau. \quad (5.20)$$

Тоді дисперсія завади на виході накопичувача:

$$D[\int_0^{\Delta T_s} e(t) dt] \approx D[\sum_{n=1}^N e(t_n) * \tau] = \tau^2 D[\sum_{n=1}^N e(t_n)] = \tau^2 * N * D(e) = \Delta T_s * \tau * D(e). \quad (5.21)$$

Відношення сигнал/шум на виході інтегратора прийме вигляд:

$$(S/N)_{\text{вих}} \approx \frac{(U * \Delta T_s)^2}{\Delta T_s * \tau * D(e)} = \frac{\Delta T_s * U^2}{\tau * D(e)} = \frac{\Delta T_s}{\tau} (S/N)_{\text{вх}}. \quad (5.22)$$

Інтегральне приймання підвищує відношення сигнал/шум в $\Delta T_s / \tau$ разів. Завадостійкість інтегрального приймання буде тим вища, чим

більший час інтегрування ΔT_S і чим більш високочастотна завада (тобто менший час кореляції завади τ).

Кореляційний метод полягає в знаходженні відмінності між кореляційними формами сигналу та завади. Метод ефективний, якщо корисний сигнал періодичний або квазіперіодичний. Якщо корисний сигнал $U(t)$ – періодичний, а завада $e(t)$ – білий гаусовий шум, то кореляційна функція приймача:

$$K_y(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} [U(t) + e(t)][U(t+\tau) + e(t+\tau)] dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} U(t) * U(t+\tau) dt + \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} U(t) * e(t+\tau) dt + \frac{1}{T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} e(t) * U(t+\tau) dt + \frac{1}{T} \int_{-\frac{1}{2}T}^{\frac{1}{2}T} e(t) * e(t+\tau) dt = k_{UU}(\tau) + k_{Ue}(\tau) + k_{eU}(\tau) + k_{ee}(\tau), \quad (5.23)$$

де $k_{UU}(\tau); k_{ee}(\tau)$ – автокореляційні функції сигналу та завади;

$k_{Ue}(\tau); k_{eU}(\tau)$ – взаємкореляційні функції сигналу та завади.

Корисний сигнал та завада статистично незалежні, тому

$$k_{eU}(\tau) = k_{Ue}(\tau) = 0 \quad (5.24)$$

Тоді

$$k_y(\tau) = k_{UU}(\tau) + k_{ee}(\tau). \quad (5.25)$$

Кореляційна функція суміші сигналу та завади дорівнює сумі автокореляційних функцій сигналу та завади. Кореляційна функція $k_e(\tau)$ завади зі збільшенням τ прямує до 0. Кореляційна функція $k_U(\tau)$ періодичного сигналу є періодичною функцією аргумента.

Вибираючи такий час τ , при якому $k_{ee}(\tau)$ дуже мала, можна забезпечити отримання функції $k_y(\tau)$, яка дає можливість виділити сигнал із суміші корисного сигналу та завади (рисунк 5.4).

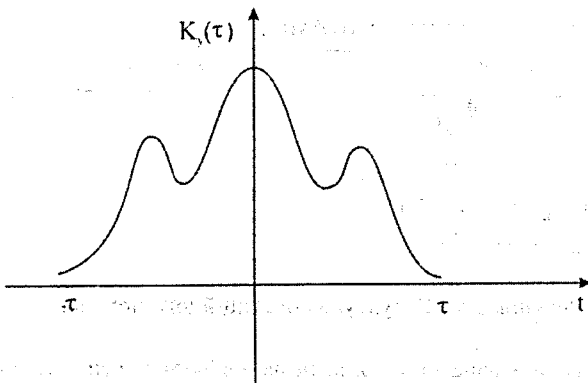
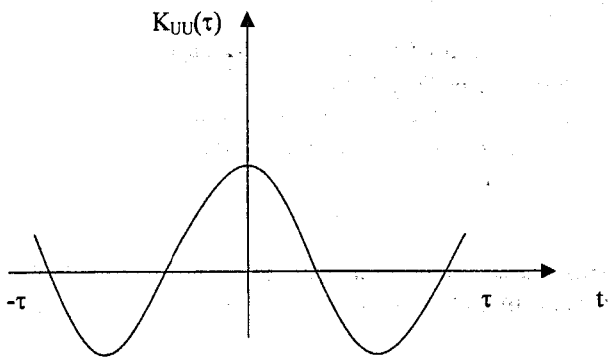
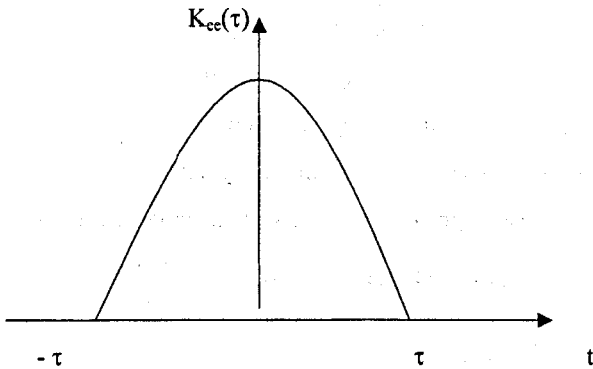


Рисунок 5.4 - Кореляційне приймання сигналів

Визначимо, від чого залежить час, що витрачається на виділення сигналу в кореляційному приймачі:

$$K_{UU}(\tau) = D(U) * k_{UU}(\tau);$$

$$K_{ee}(\tau) = D(e) * k_{ee}(\tau), \quad (5.26)$$

де $D(U)$; $D(e)$ – дисперсії сигналу та завади;

$k_{UU}(\tau)$; $k_{ee}(\tau)$ – нормовані кореляційні функції.

Кореляційна функція сигналу та завади на вході приймача:

$$K_y(\tau) = D(U) * k_{UU}(\tau) + D(e) * k_{ee}(\tau) = D(U) * [k_{UU}(\tau) + \frac{D(e)}{D(U)} * k_{ee}(\tau)] =$$

$$= D(U) * [k_{UU}(\tau) + \frac{P_e}{P_U} k_{ee}(\tau)]. \quad (5.27)$$

Час приймання залежить від інтервалу кореляції τ_0 завади та від співвідношення S/N .

Якщо $P_e/P_U \ll 1$, то другий член не враховується і для виділення сигналу додаткового часу не потрібно.

Якщо $P_e/P_U \geq 1$, то необхідно підвищити τ , щоб отримати $k_{ee}(\tau) \approx 0$. Зі збільшенням P_e/P_U та зростанням τ_0 підвищується час приймання. На практиці приймають, що

$$T \geq 10T_0. \quad (5.28)$$

Структурна схема приймача, що реалізує кореляційний метод оброблення сигналів представлено на рисунку 5.5.

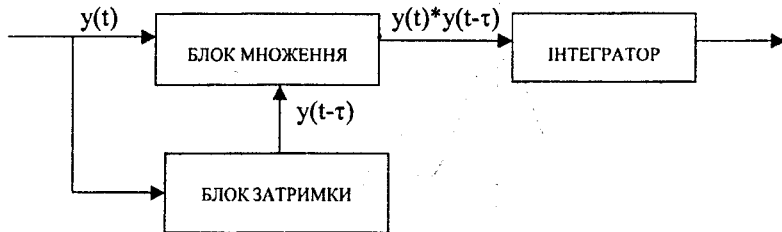


Рисунок 5.5 - Структура кореляційного приймача

Блок затримки призначено для затримання вхідного сигналу на час τ . Інтегратор усереднює отриманий добуток сигналів з виходу перемножувача за час T .

Метод узгодженої фільтрації призначено для виділення сигналу відомої форми на фоні шумів.

Коефіцієнт передачі узгоджувальних фільтрів:

$$k(j\omega) = k \frac{S_U^*(j\omega)}{S_e(j\omega)} * e^{-j\omega T}, \quad (5.29)$$

де $S_U^*(j\omega)$ – комплексноспряжений спектр сигналу;

$S_e(j\omega)$ – спектр завади на вході фільтра;

k – коефіцієнт пропорційності;

T – момент часу, коли на виході фільтра досягається максимум відношення сигнал/шум.

Якщо завада – білий шум, то

$$K(j\omega) = B * S_U^*(j\omega) e^{j\omega T}, \quad (5.30)$$

де $B = k/S_{e0}$,

S_{e0} – енергетичний спектр білого шуму.

Для вхідного сигналу $U(t)$ перехідна функція оптимального фільтра має вигляд

$$h(t) = B * U(T-t), \quad (3.31)$$

тобто перехідна функція – є дзеркальним відображенням сигналу відносно часового моменту $T/2$.

Вихідна реакція фільтра визначається інтегралом згортки:

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} [U(\tau) + e(\tau)] * h(t - \tau) d\tau = \\ &= B \int_{-\infty}^{\infty} U(\tau) * U[T - t + \tau] d\tau + B \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau) * U(T - t + \tau) d\tau \end{aligned} \quad (5.32)$$

Реакція фільтра з точністю до постійного множника виражає суму автокореляційної функції сигналу та взаємкореляційної функції сигналу і завади. Реакція узгодженого фільтра еквівалентна дії кореляційного приймача.

Контрольні запитання

1. Що таке завадостійкість приймання інформації?
2. Які критерії використовуються для оцінювання завадостійкості приймання сигналів?
3. Пояснити особливості критерію максимальної правдоподібності.
4. Порівняльний аналіз частотної фільтрації та методу накопичення.
5. Особливості кореляційного оптимального приймача [2, 6, 8].

6 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

В системах передачі з частотним розділенням каналів (ЧРК) за кожним каналом закріплюється цілком визначений спектр частот, тобто каналні сигнали таких систем відрізняються за частотою. Чим вужчу смугу частот будуть займати каналні сигнали, тим більше число каналів можна організувати в лінії зв'язку. Ця особливість покладена в основу вибору методу формування каналних сигналів. Крім того, вибраний метод повинен забезпечувати необхідну заводо захищеність.

Формування каналних сигналів в системах передачі з ЧРК можна здійснювати методами амплітудної (АМ), частотної (ЧМ) або фазової (ФМ) модуляції. Для синусоїдального модульовального коливання $U_{\Omega} \cos \Omega t$ вираз для АМ буде мати вигляд

$$U_{AM}(t) = U_{\omega} [1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega t), \quad (6.1)$$

де $m = \Delta U / U_0$ - коефіцієнт глибини модуляції;

U_{ω} - амплітуда несучого коливання.

Вираз для ЧМ сигналу має такий вигляд

$$U_{ЧМ}(t) = U_{\omega} \cos[\omega t + m_f \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2)], \quad (6.2)$$

де $m_f = \omega_d / \Omega$ - індекс частотної модуляції.

ФМ коливання описується виразом

$$U_{ФМ}(t) = U_{\omega} \cos[\omega t + \varphi_0 + m_{\varphi} \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})], \quad (6.3)$$

де m_{φ} - індекс фазової модуляції.

Вирази (6.1) - (6.3) можна записати у вигляді суми гармонічних складових:

$$U_{\omega} \cos(\omega t) + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos[(\omega - \Omega)t] + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos[(\omega + \Omega)t], \quad (6.4)$$

$$U_{ЧМ}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_f) \cos(\omega t + \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_f) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega})] + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_f) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega})] \right\}, \quad (6.5)$$

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_{\varphi}) \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_{\varphi}) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2) + \varphi_{\omega}] + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_{\varphi}) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2) + \varphi_{\omega}] \right\}, \quad (6.6)$$

де $I_k(m_r), I_k(m_{\varphi})$ - функції Бесселя k -го порядку першого роду.

Як видно з (6.4) АМ-коливання має дискретний спектр, який складається з коливання несучої частоти ω та двох бічних частот ($\omega \pm \Omega$). Модульовані коливання при ЧМ і ФМ згідно (6.5) та (6.6) відрізняються тільки початковими фазами та індексами модуляції. На відміну від АМ сигналів коливання з ЧМ і ФМ мають нескінченний ряд бічних складових спектра. Тому, незважаючи на низьку завадозахищеність, з метою отримання мінімальної смуги частот каналного сигналу, в провідних системах передачі з частотним розділенням каналів використовується АМ. Використання АМ дозволяє виконати передачу однієї бічної смуги (ОБС). АМ з ОБС характеризується більшою завадостійкістю, ніж ЧМ або ФМ з малими індексами модуляції, і дозволяє формувати каналні сигнали мінімальної ширини.

В радіорелейних і супутникових системах передачі, які характеризуються підвищеним рівнем завад, використовуються ЧМ або ФМ з індексами модуляції більшими одиниці. В таких системах ЧМ використовується для модуляції групового сигналу, формування якого виконується за допомогою АМ з ОБС.

З виразу (6.4) видно, що вхідний сигнал системи передачі міститься тільки в бічних смугах частот, тому для його відновлення не обов'язково передавати по каналу весь спектр АМ-коливань. Враховуючи це, формування АМ сигналів можна здійснювати шляхом передачі :

- двох бічних смуг частот і несучої ;
- однієї бічної смуги частот і несучої ;
- однієї бічної смуги частот без несучої.

Передача однієї бічної смуги частот забезпечує найменшу ширину спектра каналного сигналу, яка дорівнює ширині спектра модульовального сигналу. Ця обставина дозволяє найбільш економно використовувати лінійний спектр частот системи зв'язку, тобто створює умови для організації більшого числа каналів у порівнянні з іншими методами передачі АМ. Для цього методу передачі в результаті модуляції виконується переміщення сигналу по шкалі частот. Подавлення несучої дає можливість при заданій потужності підсилювачів збільшити потужність корисної бічної смуги частот і тим самим підвищити

завадозахищеність системи передачі. Недоліком методу передачі з ОБС є ускладнення кінцевого обладнання багатоканальної системи передачі з ЧРК.

На рисунку 6.1 зображена структурна схема N-канальної системи та плани частот (спектральні діаграми) в її характерних точках. В якості носіїв в СП з ЧРК використовуються гармонічні (синусоїдальні) коливання з різними частотами $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ (коливання несучих частот); каналні сигнали формуються в результаті модуляції одного з параметрів носіїв первинними сигналами $\alpha_n(t)$. В даному випадку можлива, частотна або фазова модуляція. Частоти $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ вибирають так, щоб спектри каналних сигналів $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$ не перекривались. Груповий сигнал $u(t)$, який надходить у лінійний тракт системи, є сума каналних сигналів: $u(t) = u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_N(t)$.

Під час передавання лінійним трактом сигнал $u(t)$ набуває лінійних та нелінійних спотворень і на нього накладається завада $p(t)$. В результаті в приймальну частину системи потрапляє спотворений сигнал $\hat{u}(t)$, який відрізняється від сигналу $u(t)$, сформованого в передавальній частині системи.

Розділення каналних сигналів, тобто виділення з групового сигналу, каналних сигналів, виконується смуговими розділовими фільтрами $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$. Первинні сигнали відновлюються демодуляторами D_1, D_2, \dots, D_N . Фільтри нижніх частот, які встановлені на виходах демодуляторів, подавляють високочастотні продукти демодуляції.

Розділення сигналів, які передаються по різних каналах, на приймальній частині системи зв'язку здійснюється за допомогою смугових фільтрів. Внаслідок неідеальності характеристик згасання останніх, частину смуги частот необхідно відводити на розфільтрування між каналами, щоб запобігти взаємному впливу спектрів частот сусідніх каналів.

Тоді, з урахуванням втрат на розфільтрування, загальна кількість каналів зв'язку для ЧРК визначається згідно виразу

$$n = \frac{\Delta F}{\Delta f_k + \Delta f_p}, \quad (6.7)$$

де ΔF - заданий діапазон частот ;

Δf_k - смуга частот, яку займає один канал ;

Δf_p - смуга частот, яка необхідна на розфільтрування.

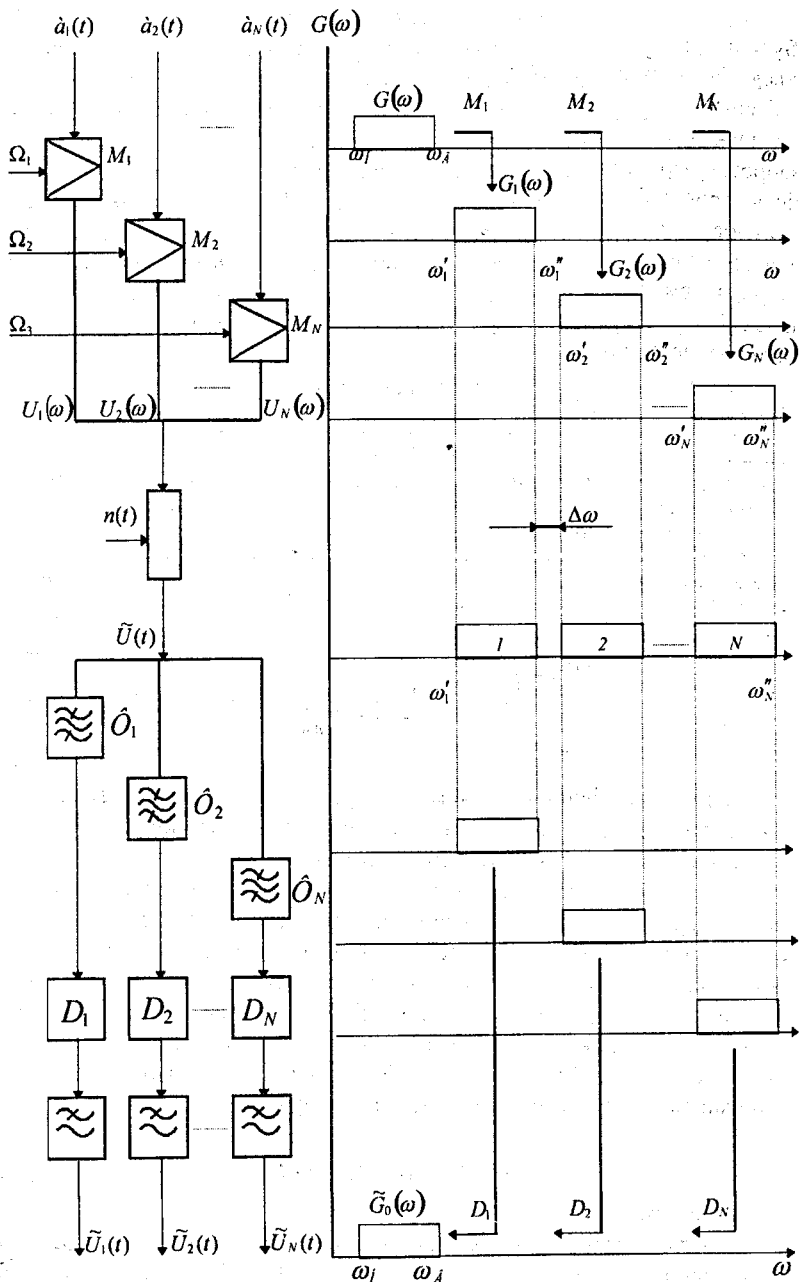


Рисунок 6.1 - Структурна схема системи передачі з ЧРК

При побудові апаратури багатоканальної системи передачі з ЧРК використовується багаторазове перетворення частоти. Воно полягає в тому, що вхідні сигнали декілька разів переміщуються по шкалі частот, перш ніж передаються в лінію зв'язку. На приймальній частині виконується зворотне перетворення по осі частот.

Сукупність пристроїв, які забезпечують утворення груп каналів називається каналоформуючим обладнанням. Багаторазове перетворення частоти та групотворення дозволяють стандартизувати каналоформувальне обладнання для різноманітних систем передачі незалежно від числа каналів тональної частоти (ТЧ). В таблиці 6.1 наведені деякі характеристики сучасного каналоформувального обладнання.

Таблиця 5.1- Характеристики систем передачі з ЧРК

Найменування групи каналів	Діапазон частот, кГц	Число каналів	Число груп
Попередня група (ПрГ)	12 - 24	3	-----
Первинна група (ПГ)	60 - 108	12	4ПрГ
Вторинна група (ВГ)	312 - 552	60	5ПГ
Третинна група (ТГ)	812 - 2044	300	5ВГ
Четвертинна група (ЧГ)	8516 - 12388	900	3ТГ

Основними характеристиками та параметрами систем передачі з ЧРК є смуга пропускання каналу ТЧ, коефіцієнт згасання перехідних завад, амплітудна характеристика, залишкове згасання.

Структурна схема системи передачі з ЧРК для формування каналів первинної групи наведена на рисунку 6.2. Кожний канал має окремі тракти передачі та приймання. До складу кожного з каналів входять фільтри нижніх частот (ФНЧ), модулятор (М), смугові фільтри (СМ) та демодулятор (ДМ). Для перетворення вхідного сигналу ТЧ на модулятори та демодулятори кожного із каналів з генераторів підводяться коливання несучих частот (від 64 до 108 кГц). Значення несучої частоти для будь-якого з каналів ПрГ можна обчислити за формулою

$$f_n = 108 - 4(n-1) \text{ кГц}, \quad (6.8)$$

де n - номер каналу.

На виході передавальних трактів двох каналів формується груповий сигнал, який займає смугу частот 60 - 108 кГц. Смугові фільтри пропускають відповідні сигнали нижніх бічних складових для кожного з каналів.

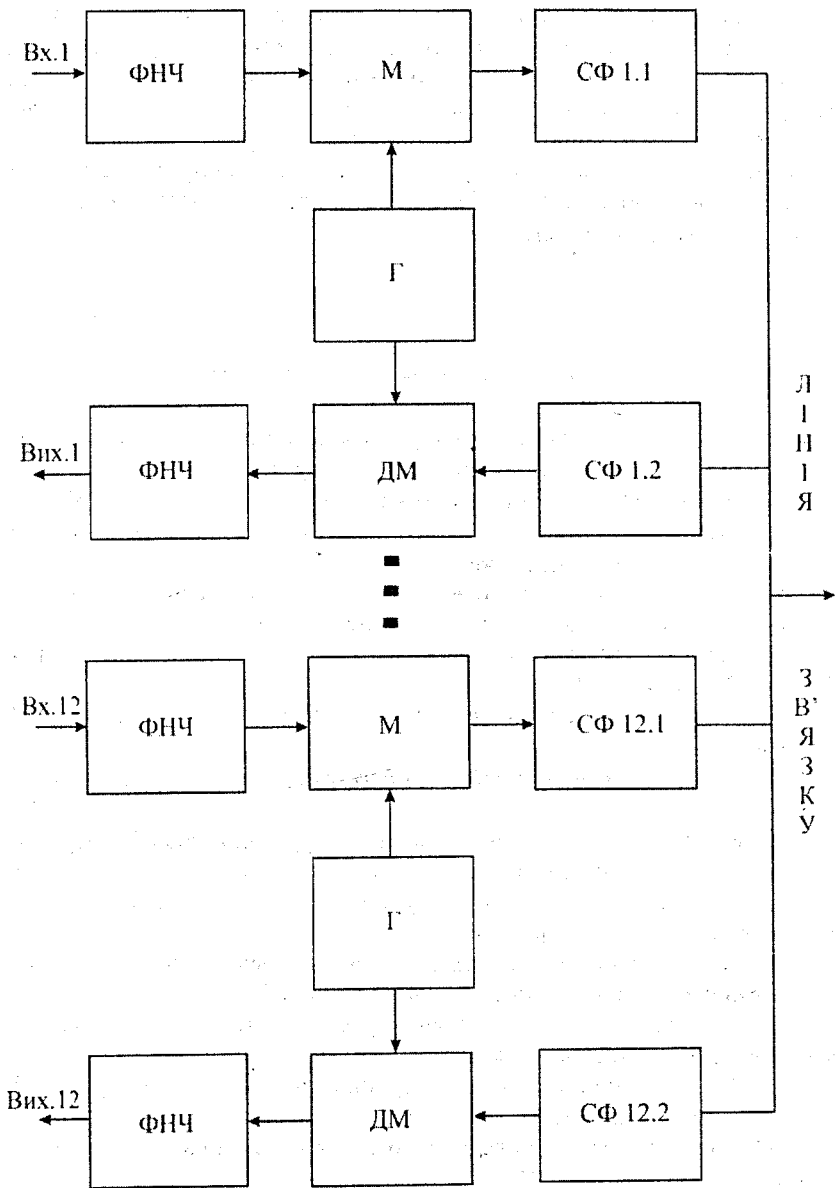


Рисунок 6.2 - Структурна схема системи передачі з ЧРК для формування каналів первинної групи

Спектр частот 60...108 кГц, який називають первинною групою, рекомендовано Міжнародним союзом електрозв'язку (МСЕ). Така смуга частот вибрана у зв'язку з тим, що кварцові фільтри для СФ мають найпростішу конструкцію для такої смуги. Крім того, бокові складові спектра, які виникають внаслідок взаємодії групового сигналу з нелінійними пристроями, розміщуються поза робочою смугою частот і не спотворюють груповий сигнал. ФНЧ подавляють високочастотні складові спектра сигналу ТЧ.

Контрольні запитання

1. Яку операцію називають модуляцією коливань?
2. Які існують різновиди амплітудної модуляції?
3. Які недоліки та переваги АМ у порівнянні з ЧМ і ФМ?
4. Навести можливі методи формування каналних АМ сигналів, їх переваги та недоліки.
5. Вказати основні особливості ФМ та ЧМ сигналів. В чому подібність та відмінність між цими сигналами?
6. Чому при передачі неперервних повідомлень перевага надається ЧМ, а не ФМ-сигналом?
7. Як визначити ефективну ширину спектра для АМ, ЧМ та ФМ сигналів?
8. Пояснити принципи побудови багатоканальних систем зв'язку з ЧРК.
9. В чому полягає індивідуальний і груповий спосіб побудови багатоканальних систем зв'язку?
10. Виділити в узагальненій структурі БСП з ЧРК індивідуальне та групове обладнання.
11. Чому в провідних системах зв'язку при формуванні каналних сигналів використовується АМ, а в радіорелейних - ЧМ?
12. Що станеться, якщо згасання у смузі затримання каналного смугового фільтра буде недостатнім?
13. Як формуються спектри вторинної, третинної та четвертинної групи системи зв'язку з ЧРК?
14. Навести переваги та недоліки багатоканальних систем передачі з ЧРК[1, 7, 11-14].

7 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З ЧАСОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

В системах передачі з часовим розділенням каналів (ЧВРК) лінія зв'язку на короткі проміжки часу періодично під'єднується до джерела та приймача сигналів кожного з каналів. Таким чином, відрізки сигналу, які належать відповідному каналу, передаються в ті проміжки часу, коли лінія зв'язку буде вільною від передавання сигналів інших каналів.

В таких системах передачі використовуються імпульсні види модуляції. Часові діаграми утворення групового багатоканального АІМ-сигналу показані на рис. 7.1. Неперервний сигнал кожного з каналів піддається дискретизації з періодом $T_d \leq 1/2F_c$, де F_c – верхня частота спектра сигналу. Дискретні відліки сигналів в кожному з каналів зсунуті відносно один одного на час Δt . Якщо число об'єднаних каналів N , а період дискретизації T_d , то тривалість імпульса послідовності, що здійснює дискретизацію, повинна бути меншою T_d/N і $\tau_u \leq 0,5T_d/N$, тобто чим більше число ущільнених каналів, тим коротша тривалість імпульсів дискретизації і тим ширша смуга пропускання чи швидкодія вимагається від пристроїв, що забезпечують дискретизацію.

Дискретні відліки кожного з каналів об'єднуються в груповий АІМ сигнал. Для того щоб розподілити на приймальній частині відліки індивідуальних сигналів по своїх каналах, необхідно на початку кожної групи каналних імпульсів (КІ) ввести додатковий імпульс чи групу імпульсів, що відрізняються за деякою ознакою від імпульсів каналних сигналів, наприклад, за тривалістю. Цей сигнал визначає початок циклу передачі та називається сигналом циклової синхронізації. Як видно, тривалість циклу передачі рівна періоду дискретизації $T_u = T_d$.

Структурна схема триканальної системи з ЧВРК наведена на рис. 7.2. В передавальній частині системи індивідуальні неперервні сигнали через ФНЧ, що обмежують їх спектр частотою F_b потрапляють на електронні ключі, які здійснюють дискретизацію неперервних сигналів. Електронні ключі періодично з частотою дискретизації F_b вмикають вхідні напруги до навантаження на час тривалості імпульса τ_u .

Роботою ключів керують послідовності прямокутних імпульсів, які подаються від розподільвача каналних імпульсів РКІ, зсунуті відносно один одного на час Δt . Основна послідовність імпульсів з частотою дискретизації F_d створюється в генераторі тактових імпульсів (ГТІ). В суматорі проходить об'єднання дискретних відліків сигналів та імпульсів циклової синхронізації, що виробляються в формувачі імпульсів циклової синхронізації (ФІЦС).

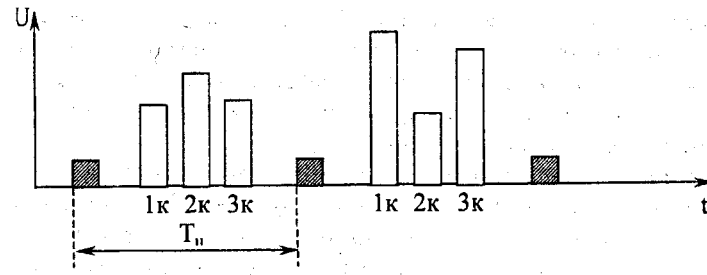
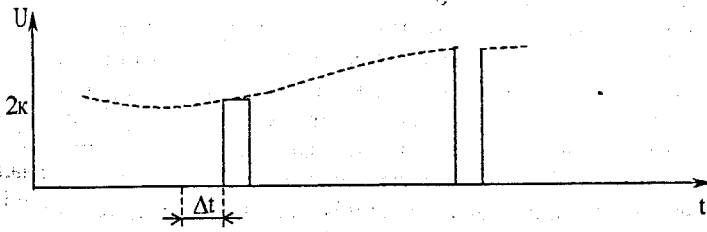
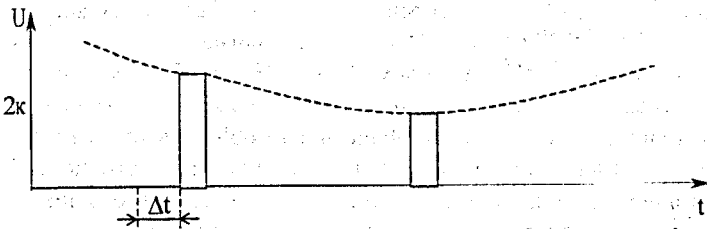
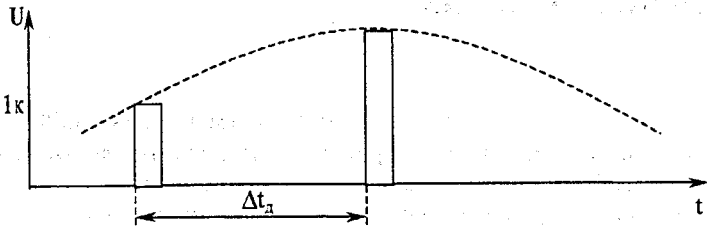


Рисунок 7.1 – Часові діаграми формування групового сигналу в системах з ЧВРК

В приймальній частині апаратури приймач циклової синхронізації (ПЦС) виділяє імпульси циклової синхронізації, які керують роботою РКІ (рисунок 7.3).

Імпульси послідовності з РКІ потрапляють на ключі своїх каналів та здійснюють часову селекцію КІ з групового АІМ-сигналу, наприклад, відліку сигналу першого каналу. Фільтри нижніх частот в приймальній апаратурі відтворюють неперервні сигнали з їх дискретних відліків. Через шуми в лінії та помилки формування виділений неперервний сигнал $C(t)$ відрізняється від вхідного сигналу $C(t)$.

В промислових зразках систем передачі з ЧвРК використовується імпульсно-кодова модуляція (ІКМ). В системах з ІКМ для кодування використовують двійковий код (рисунок 7.4). При цьому всі кодові групи складаються з рівної кількості двійкових символів, кожний з яких може приймати значення "0" чи "1".

Часовий інтервал, який розділяє сусідні кодові групи одного каналу, називається циклом передачі. Із визначення виходить, що цикл передачі дорівнює періоду дискретизації ($T_c = T_d$). Тоді часовий інтервал між двома сусідніми кодовими групами (канальний інтервал)

$$T_k = T_c / k, \quad (7.1)$$

де k - кількість канальних інтервалів.

Часовий інтервал між кодовими символами

$$T_c = T_k / n = T_c / kn. \quad (7.2)$$

Таким чином, чим більша кількість організованих каналів, тим вища тактова частота сигналу, який передається через лінійний тракт.

Для вірного декодування та поканального розділення групового сигналу необхідно визначити початок циклу передачі. З цією метою один канальний інтервал (або його частина) відводиться для передачі спеціальної кодової групи - синхросигналу, який відрізняється від інших кодових груп сталістю своєї структури (поєднання імпульсів і пропусків). В той же час структура інших кодових груп змінюється в залежності від зміни амплітуд вхідних сигналів. Тому число канальних інтервалів в циклі передачі перевищує кількість організованих каналів.

До складу апаратури ІКМ-30 входить аналого-цифрове обладнання (АЦО), кінцеве обладнання лінійного тракту (КОЛТ), необслуговувані та обслуговувані регенераційні пункти (НРП) та (ОРП) і комплект контрольно-експлуатаційних пристроїв. Схема організації зв'язку за допомогою апаратури ІКМ-30 показана на рисунку 7.5.

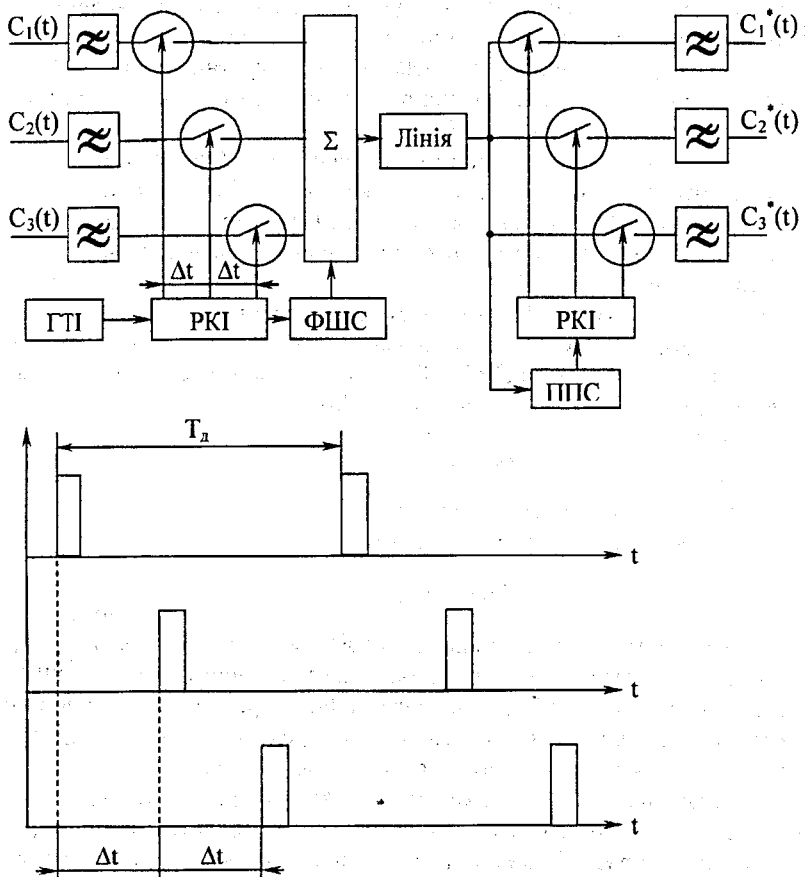


Рисунок 7.2 – Структурна схема системи передачі з ЧВРК

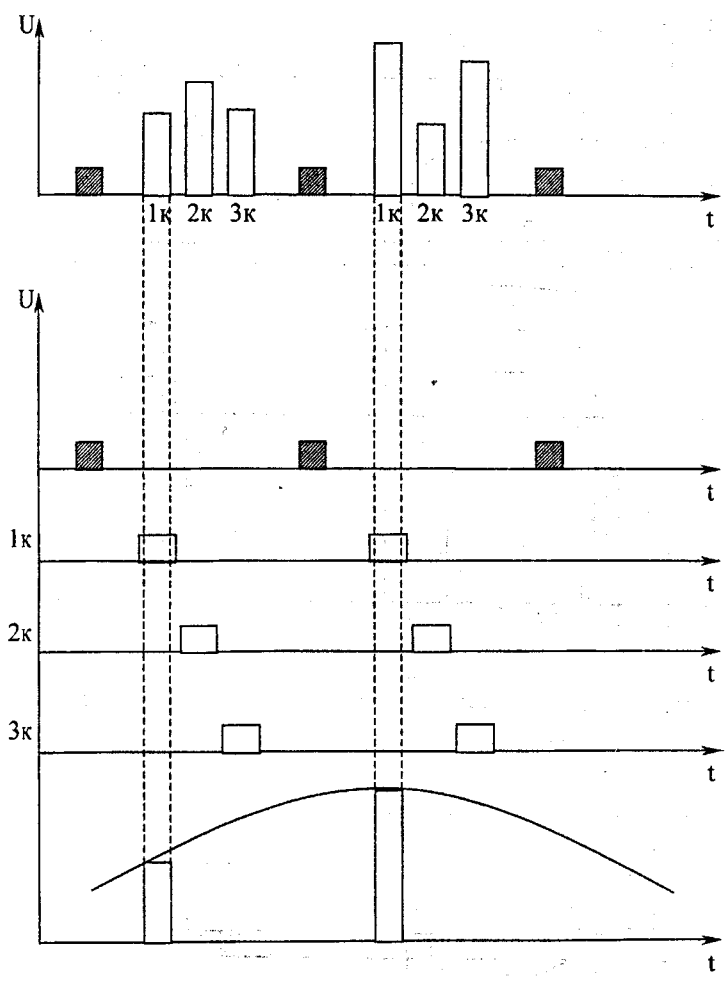


Рисунок 7.3 – Часові діаграми розділення каналних сигналів в системах передачі з ЧВРК

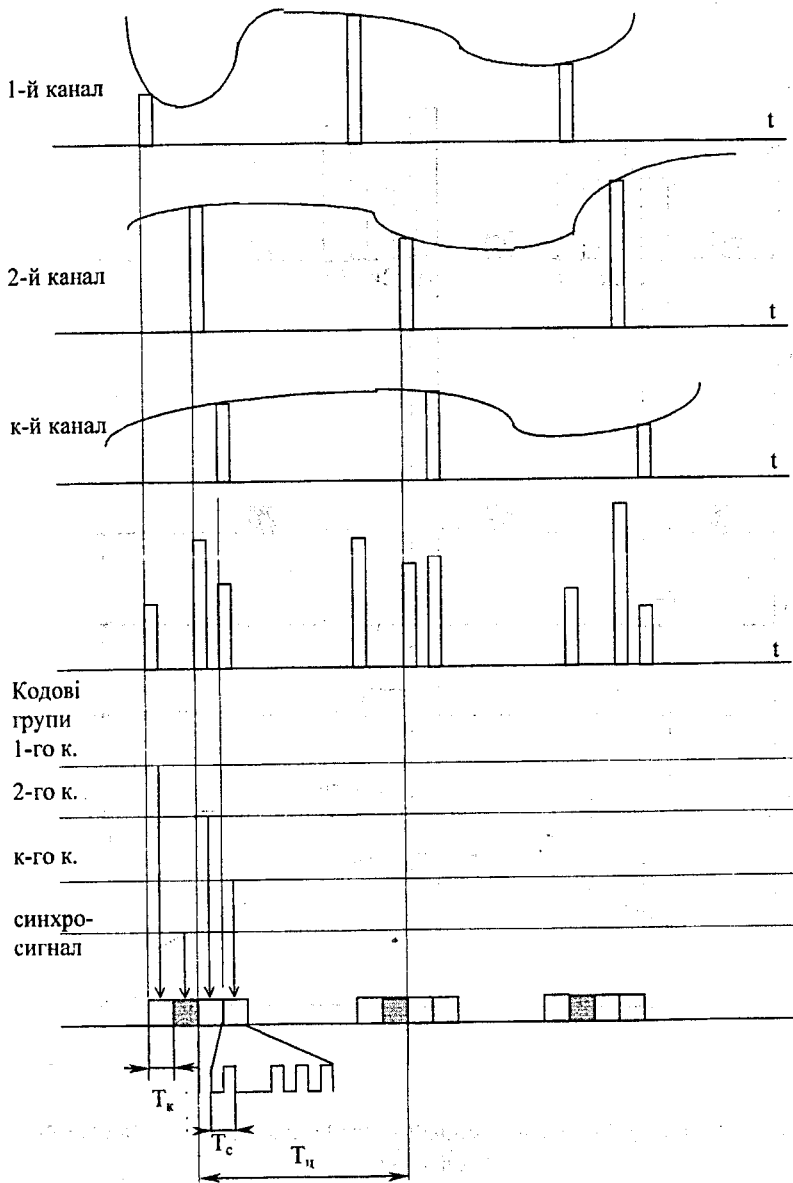


Рисунок 7.4 – Часове групотворення в системі ЧвРК-ІКМ

Аналого-цифрове обладнання призначене для аналого-цифрового та цифроаналогового перетворення 30 телефонних сигналів, формування і розподілення групового цифрового потоку зі швидкістю 2048 кбіт/с, введення та виведення дискретної інформації та з'єднання за допомогою узгоджувальних пристроїв апаратури ІКМ-30 з АТС. АЦО складається з індивідуального та групового обладнання. Індивідуальне обладнання містить пристрої, кожен з яких обробляє сигнали, які відповідають тільки одному каналу ТЧ, а пристрої групового обладнання обробляють сигнали всіх 30 каналів.

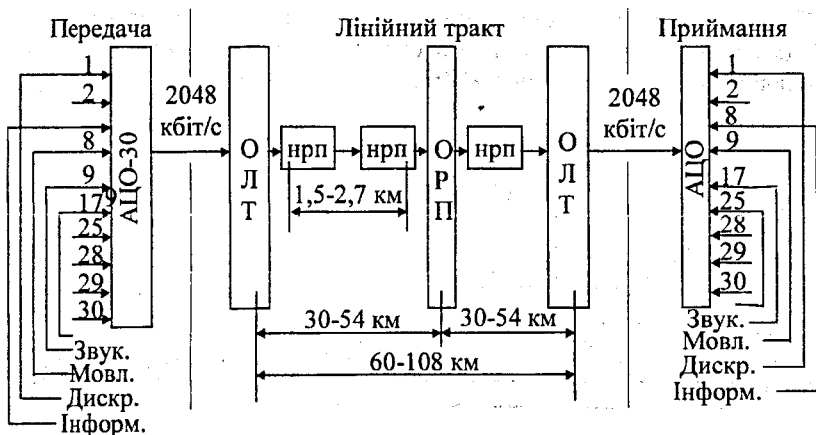


Рисунок 7.5. – Схема організації передавання сигналів з використанням системи ІКМ-30

В індивідуальному обладнанні здійснюється узгодження входу та виходу кожного каналу апаратури ІКМ-30 з апаратурою АТС, дискретизація аналогових сигналів в передавальній частині обладнання АЦО та відновлення вихідного сигналу із послідовності відліків у приймальній частині обладнання АЦО.

В груповому обладнанні здійснюється аналого-цифрове та цифроаналогове перетворення сигналів ТЧ (відповідно в передавальній та приймальній частинах обладнання АЦО). В ІКМ-30 використовується кодер, який перетворює груповий АІМ-сигнал у відповідності до закону компандування $A=87.6/13$ в цифровий сигнал та кодує у 8-розрядний симетричний двійковий код.

В приймальній частині обладнання АЦО здійснюються зворотні перетворення – груповий сигнал перетворюється в однополярний

двійковий сигнал, який потім декодується декодером. В пристрої розділення груповий сигнал поділяється між відповідними приймачами, в яких відновлюється вихідна форма переданих сигналів.

Цикл передачі відповідає Рекомендаціям МККТТ G.73 і складається з 32 каналних інтервалів (КІ0—КІ31, рисунок 7.6). 30 каналних інтервалів призначено для передачі інформації (30 сигналів ТЧ), один - для передачі сигналу циклової синхронізації, другий – для передачі сигналів керування і взаємодії (СКВ) приладів АТС та надциклового синхросигналу. Кожний каналний інтервал складається з восьми розрядів: Р1—Р8. Частота циклів передачі дорівнює частоті дискретизації: $F_{\text{ц}} = F_{\text{д}} = 8\text{кГц}$ ($T_{\text{ц}} = 125\text{мкс}$); частота каналних інтервалів у відповідності до виразу (6.2) дорівнює: $F_{\text{к}} = F_{\text{чк}} = 256\text{кГц}$ ($T_{\text{к}} = 4\text{мкс}$); а частота надходження символів у циклі передачі (тактова частота лінійного сигналу) у відповідності до виразу (6.3) дорівнює: $F_{\text{с}} = F_{\text{т}} = F_{\text{чкп}} = 2048\text{кГц}$ ($T_{\text{с}} = 0.5\text{мкс}$).

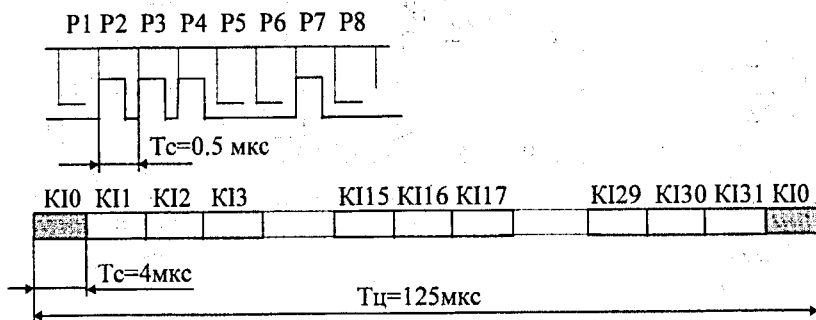


Рисунок 7.6 – Структура циклу передачі в системі ІКМ-30

Цифровий синхросигнал передається в КІ0 в парних циклах на позиціях Р2—Р8 і має вигляд 0011011, а в непарних циклах на позиції Р2 передається 1. Позиція Р1 в КІ0 призначена для передачі дискретної інформації. При цьому КІ8 може відводитись для передачі дискретної інформації. В каналному інтервалі КІ16 на позиціях Р1, Р2 і Р5, Р6 передаються по два СКВ для кожного сигналу ТЧ. В 16-му циклі на позиціях Р1 - Р4 передається надцикловий синхросигнал, який визначає часове положення СКВ. Тактова частота надциклів $F_{\text{нц}} = F_{\text{ц}}/16 = 500 \text{ Гц}$.

Контрольні запитання

1. Пояснити, як залежить ширина спектра імпульсної послідовності від тривалості імпульсів.
2. Чим відрізняється АІМ-1 від АІМ-2?
3. Пояснити принцип групотворення в системах з ЧвРК?
4. Нарисувати узагальнену структуру системи з ЧвРК та пояснити призначення її основних блоків.
5. Які причини виникнення перехідних завад між каналами в системах з ЧвРК?
6. До чого приводять нелінійні спотворення групового сигналу в системах з ЧвРК?
7. Які недоліки рівномірного квантування?
8. З якою метою використовують компандерні пристрої в системах з ІКМ?
9. Від чого залежить значення тактової частоти в системах з ІКМ?
10. Пояснити принцип побудови сегментної характеристики компандування типу А-87,6/13.
11. Як будуються нелінійні кодери та декодери?
12. Для чого необхідна тактова синхронізація передавальної та приймальної частини ІКМ?
13. В чому полягає циклова синхронізація передавальної та приймальної станцій?
14. Пояснити ієрархію цифрових систем передачі?
15. Пояснити принцип побудови циклу синхронізації системи передачі ІКМ-30.
16. Яке призначення необслуговуваних та обслуговуваних регенераційних пунктів?
17. Які особливості побудови лінійного тракту ІКМ-30?
18. Порівняльний аналіз системи ІКМ-30 з системою ЧРК К-12?
19. Навести основні переваги цифрових систем передачі.
20. Як впливає на якість передачі в БСП з ЧРК довжина ліній зв'язку [1, 7, 15-17]?

8 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ З КОДОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

В системах передачі з ЧРК та ЧвРК канали закріплюються за парами абонентів на весь час встановлення зв'язку. Сигнали, що використовуються в таких системах передачі, є ортогональними, завдяки чому енергія кожного з сигналів, що передаються відділені від енергії інших сигналів та принципово можлива відсутність взаємних завад між каналами на приймальній частині. Оскільки зміщення сигналів у часі за межі тактових інтервалів у системах з ЧвРК або зміщення сигналів по спектру за межі відведеного їм діапазону у системах з ЧРК приводить до порушення ортогональності, тому системи з ЧвРК та ЧРК вимагають для роботи застосування синхронізації. При ЧвРК це тактова та циклова синхронізації, при ЧРК - забезпечення збігання спектра каналного сигналу зі смугою пропускання відповідного каналного фільтра приймальної станції.

Проте, у ряді випадків здійснення синхронізації виявляється складним. Це зокрема, відноситься до систем низового радіозв'язку з рухомими об'єктами, систем супутникового зв'язку, систем зв'язку з територіально рознесеними абонентами та ін. В цих випадках знаходять застосування системи передачі з КРК. На відміну від систем передачі з ЧРК та ЧвРК у цих системах сигнали всіх абонентів передаються у спільній смузі частот та несинхронізовані у часі. Вказані системи називаються асинхронними, тому що кожен з абонентів може вступати у зв'язок з іншим абонентом, ввімкнутим в систему, в будь-який час та сигнали абонентів несинхронізовані. Системи називаються адресними, оскільки ознакою, що дозволяє виділити сигнали одного з абонентів та виконати розділення каналів, є відповідна кодова комбінація символів, що присвоюється цьому абоненту і яка називається його адресою. Приймальний пристрій абонентів КРК побудовано таким чином, що він реагує тільки на сигнали, що містять адресу потрібного абонента.

Принцип дії системи передачі з КРК пояснюється наведеною на рисунку 8.1 її функціональною схемою. Вхідні сигнали, зокрема мовні, подаються на входи імпульсних модуляторів, де перетворюються в один з видів імпульсно-модульованих коливань. Зокрема, це може бути будь-який аналоговий вид імпульсної модуляції чи дельта-модуляція. Для фазо-імпульсної модуляції (ФІМ) інформація про вхідний сигнал міститься в інтервалах між тактовими моментами та моментами появи ФІМ-імпульсів. Тактові моменти дискретизації всіх абонентів автономні та несинхронізовані. Модульовані за часовим положенням імпульси надходять до пристрою адресації, де кожен з них наділяється адресою. Це може бути, наприклад, кодова група символів. У цьому випадку пристроєм

адресації є лінія затримки (ЛЗ) з відводами. Кожному імпульсу на вході ЛЗ відповідає група імпульсів на її виході. Число імпульсів у групі залежить від числа відводів, що використовуються в лінії. На рисунку 8.1 задіяно чотири відводи.

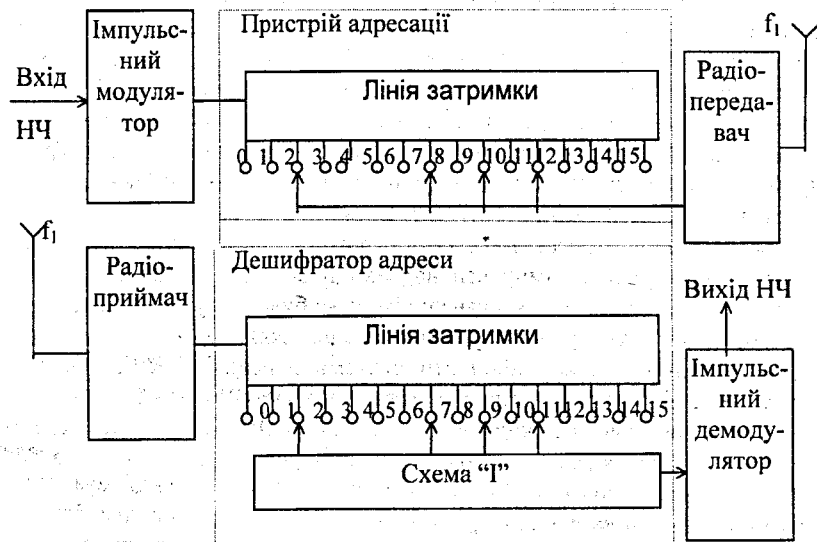


Рисунок 8.1 – Функціональна схема системи передачі з КРК

Взаємне розташування імпульсів, що характеризує адресу абонента, визначається тим, з яких відводів ЛЗ береться вихідний сигнал. Інші канали мають інші адреси і тому у них застосовано інше під'єднання відводів ЛЗ. Таким чином, сигнали різних абонентів на виході пристроїв адресації є асинхронні послідовності імпульсів, що несуть інформацію як про адресу абонента, так і про сигнал, що передається, оскільки кодові групи модульовані за часовим положенням первинним сигналом.

Сигнали з виходів пристроїв адресації подаються на радіопередавальні пристрої та випромінюються у відкритий простір. Несучі частоти у всіх радіопередавачів однакові, отже спектри вихідних сигналів всіх абонентських станцій збігаються. Єдиною ознакою, яка дозволяє розділити сигнали різних станцій, є форма адресної групи, тому в системах передачі з КРК відбувається розділення сигналів за формою.

На приймальній стороні, після підсилення та перетворення в радіоприймальному пристрої, сигнали надходять у пристрій дешифрації

адреси. Дешифрація адреси полягає у визначенні взаємного положення імпульсів, що здійснюється за допомогою ЛЗ з відводами. При цьому відводи зроблені таким чином, щоб для дешифрації даної адреси сумарний час затримки кожного з імпульсів у лінії та його запізнення відносно початку адресної групи було постійним. Іншими словами, якщо, наприклад, загальне число позицій, на яких можуть розташовуватись імпульси у адресній групі дорівнює 15, а символи даної адреси знаходяться на позиціях 2, 7, 9 та 11, то у ЛЗ дешифратора мають бути задіяні відводи від $15 - 2 = 13$, 8, 6 та 4 позицій. Відводи ЛЗ під'єднані до логічної схеми "Г". Якщо положення імпульсів на вході ЛЗ відповідає адресі станції, то на виходах ЛЗ дешифратора імпульси з'являться одночасно та, відповідно, з'явиться імпульс на виході схеми "Г". Оскільки положення адресних груп модульовано по фазі, сигнал на виході "Г" буде ФІМ-коливанням. В результаті його демодуляції виділяється вихідний первинний сигнал. Дешифратор реагує тільки на адресу свого абонента, тому що при дешифрації іншої адреси імпульси на виході відводів ЛЗ надійдуть не одночасно або у якому-небудь з каналів імпульс буде відсутнім. Сигнал на виході схеми "Г" у даному випадку також не з'явиться.

Таким чином, окремі абоненти системи передачі з КРК можуть встановлювати з'єднання подібно абонентам телефонної мережі. Для цього потрібно тільки набрати код абонента, що викликається, й немає необхідності у перебудові НВЧ тракту. Простота встановлення з'єднання визначається ще й відсутністю центральної станції комутації. Такі системи, які використовують загальний тракт передачі для багатьох незалежних абонентів, одержали назву систем з вільним доступом. Доступ є вільним, тому що абонент може використовувати загальний тракт передачі негайно при появі необхідності здійснення передачі. При цьому не вимагається пошук вільної хвилі та комутації на центральній станції, що займає певний час.

Неповна ортогональність сигналів, що застосовуються в системах передачі з КРК, приводить до появи специфічних для цих систем зв'язку шумів неортогональності. Ці шуми виникають, коли випадкове взаємне положення імпульсів від різних абонентів створює комбінацію символів, що відповідають адресі даного абонента. Приймальний пристрій, реагуючи на хибну групу адреси, формує сигнал, який буде завадою. Сукупність таких завад створює шум неортогональності. Шуми неортогональності тим вищі, чим більше число одночасно працюючих активних абонентів N . Тому припустимий рівень шумів неортогональності визначає граничне число активних абонентів. При збільшенні N шуми неортогональності зростають та якість зв'язку погіршується. Цю властивість називають еластичністю. Вона виявляється надзвичайно корисною, оскільки при великому рівні шумів неортогональності частина абонентів відмовляється від ведення нетермінових переговорів і при цьому якість зв'язку для активних абонентів підвищується.

8.1 Основи застосування шумоподібних сигналів в системах з кодовим розділенням каналів

Шумоподібними сигналами (ШПС) називають такі сигнали, в яких добуток ширини спектра F на тривалість T набагато більший одиниці. Цей добуток називається базою сигналу і позначається B

$$B=FT. \quad (8.1)$$

В ШПС $B \gg 1$. Шумоподібні сигнали іноді називають складними на відміну від простих сигналів з $B=1$. Оскільки, у сигналів з обмеженою тривалістю спектр має необмежену протяжність, то для визначення ширини спектра використовують різні методи та засоби. Для реальних ШПС з кінцевим числом елементів завжди можна однозначно визначити F та B .

В системах зв'язку з ШПС ширина спектра ШПС завжди набагато ширша ширини спектра модульовального сигналу. В цифрових системах зв'язку, що передають інформацію у вигляді двійкових символів, ширини спектра ШПС та швидкість передачі інформації R пов'язані співвідношенням $T=1/R$. Тому база ШПС дорівнює

$$B=F/R \quad (8.2)$$

і характеризує розширення спектра ШПС відносно спектра початкового повідомлення.

В аналогових системах зв'язку, в яких верхня частота повідомлення дорівнює W та частота відліків дорівнює $2W$

$$B=F/2W. \quad (8.3)$$

Якщо $B \gg 1$, то $F \gg R$ і $F \gg 2W$. Саме тому системи зв'язку з ШПС в зарубіжній літературі отримали назву системи зв'язку з розширеним спектром, а у вітчизняній літературі – широкосмугові системи зв'язку.

Шумоподібні сигнали застосовуються в широкосмугових системах зв'язку, тому що:

- забезпечують високу заводо захищеність систем зв'язку;
- дозволяють організувати одночасну роботу багатьох абонентів в загальній смузі частот при асинхронно-адресному режимі роботи системи зв'язку з КРК;
- дозволяють успішно боротися з багатопробним поширенням радіохвиль шляхом розділення променів;
- забезпечують сумісність передачі інформації з вимірюванням параметрів руху об'єкта в системах рухомого зв'язку;
- забезпечують електромагнітну сумісність (ЕМС) ШПС з вузькосмуговими системами радіозв'язку та радіомовлення.

8.2 Завадостійкість систем з КРК

Завадостійкість визначається виразом, що пов'язує відношення сигнал-завада на виході приймача (на виході узгодженого фільтра або корелятора) q^2 з відношенням сигнал-завада на вході приймача p^2 :

$$q^2 = 2Bp^2, \quad (8.4)$$

де $p^2 = P_c/P_n$ (P_c , P_n – потужності ШПС і завади),

$$q^2 = 2E/N_n$$

E – енергія ШПС,

N_n – спектральна густина потужності завади в смузі ШПС.

Відповідно

$$E = P_c T, \quad (8.2)$$

а

$$N_n = P_n/F. \quad (8.3)$$

Відношення сигнал-завада на виході визначає робочі характеристики приймання ШПС, а відношення сигнал-завада на вході – енергетику сигналу та завади. Величина q^2 може бути отримана згідно з вимогами до системи (10 ... 30 дБ) навіть, якщо $p^2 \ll 1$. Для цього достатньо вибрати ШПС з необхідною базою B , що задовільнить (8.4). Як видно зі співвідношення (8.4), приймання ШПС узгоджувальним фільтром або корелятором супроводжується підсиленням сигналу (або подавленням завади) в 2В раз. Саме тому величину

$$K_{\text{шпс}} = q^2/p^2. \quad (8.5)$$

називають коефіцієнтом підсилення ШПС при обробленні або просто підсиленням оброблення. З (8.4), (8.5) маємо, що підсилення оброблення $K_{\text{шпс}} = 2B$. В системах з КРК приймання інформації характеризується відношенням сигнал-завада $h^2 = q^2/2$, тобто

$$h^2 = Bp^2. \quad (8.6)$$

Співвідношення (8.4), (8.6) є фундаментальними в теорії систем передачі з КРК. Вони отримані для завади у вигляді білого шуму з рівномірною спектральною густиною потужності в межах смуги частот, ширина якої дорівнює ширині спектра ШПС. Ці співвідношення справедливі для широкого кола завад (вузькосмугових, імпульсних). В загальному випадку, коефіцієнт підсилення при обробленні ШПС для

$$K_{\text{ШПС}} \approx 2B. \quad (8.7)$$

Ступінь наближення залежить як від виду завади, так і від бази ШПС.

8.3 Прихованість систем з КРК

Прихованість – спроможність протистояти декодуванню переданого повідомлення. Оскільки, декодування ШПС і вимірювання його параметрів можливі при різноманітній апіорній невизначеності про систему передачі, то можна вказати тільки основні співвідношення, що характеризують прихованість. Коли відомо, що в даному діапазоні частот може працювати система зв'язку, але параметри її невідомі, то в цьому випадку можна говорити про енергетичну прихованість системи зв'язку, бо її відкриття можливо за допомогою аналізу спектра (енергетичне декодування). Характеристика декодування повністю визначається відношенням сигнал/завада на вході приймача – аналізатору $p^2 - P_c/P_s$, де завада є власним шумом приймача $P_n = kT_0(N_{ш} - 1)F$. Час декодування ШПС за умови $p^2 \ll 1$, приблизно визначається співвідношенням

$$T_{\text{обн}} \approx F^{-1}(p^2)^{-2} 2q^4$$

або

$$T_{\text{обн}} \approx aF, \quad (8.8)$$

де $a = 2[q2kT_0(N_{ш} - 1)/P_c]^{-2}$ – коефіцієнт, який залежить як від шумових властивостей приймача, потужності сигналу на вході, так і від необхідного відношення сигнал-завада на виході q^2 .

Таким чином, чим ширший спектр ШПС, тим більший час декодування, тим вища енергетична прихованість системи передачі інформації.

Для боротьби з радіорозвідкою в завадозахищених системах зв'язку застосовують також змінювання ШПС. Частота змінювання ШПС, її вибір з деякого ансамблю (системи сигналів) визначається багатьма вимогами до системи зв'язку і не може бути однозначно визначеною. Однак вважають, що число сигналів в системі (або об'єм системи сигналів) повинно бути набагато більше бази ШПС. Можна вважати, що для завадозахищених систем зв'язку об'єм системи сигналів L визначається степеневим законом:

$$L \sim B^m, \quad (8.9)$$

де m - деяке число, що задовольняє умову $m \geq 2$.

Отже, використання ШПС підвищує завадостійкість і прихованість системи зв'язку з КРК. ШПС використовують в супутникових системах зв'язку, в авіаційних системах зв'язку, в радіорелейних лініях, в супутникових навігаційних системах. Отже, застосування ШПС в завадозахисних системах зв'язку з КРК буде розширюватися.

8.4 Кодове розподілення абонентів

На ранньому етапі розвитку систем передачі вважали, що ШПС не знайдуть широкого застосування в системах зв'язку з КРК. Однак, з розвитком асинхронних систем зв'язку впровадження ШПС в системи масового радіозв'язку стало можливим. Основою для цього є кодове розділення абонентів за рахунок ШПС, що відрізняються за формою.

При великих базах можна побудувати велике число різних ШПС. Наприклад, нехай ШПС є фазоманіпульованим сигналом, який складається з радіоімпульсів, фази яких приймають значення 0 або π , а число їх дорівнює B . Можна побудувати велику кількість сигналів (так званий повний код), число сигналів в якому дорівнює 2^B , а сигнали між собою відрізняються хоча б в одним імпульсом. Якщо допустити $B=100$, то маємо $2^{100} \sim 10^{30}$ різних сигналів. З такої великої кількості можна відібрати систему сигналів так, щоб кожному абоненту в системі зв'язку виділити свої власні сигнали. При цьому всі абоненти можуть працювати в загальній смузі частот, а розподіл їх можливий за рахунок відмінності ШПС за формою. При цьому ШПС є адресою абонента і в цьому випадку принципово немає необхідності в примусовій часовій синхронізації абонентів. Тому подібні системи зв'язку отримали назву асинхронних адресних систем зв'язку (ААСЗ).

В ААСЗ всі абоненти працюють в загальній смузі частот. Тому при передачі інформації ШПС різноманітних абонентів перекриваються у часі та за частотою й створюють взаємні завади. Однак, при використанні ШПС з великими базами можна звести рівень взаємних завад до такого, щоб забезпечити необхідну якість приймання інформації. Якщо припустити, що на вході одного з приймачів системи зв'язку діє l заважаючих ШПС з однаковими потужностями, то відношення сигнал/завада на виході приймача

$$h^2 = B/l. \quad (8.10)$$

Таким чином, збільшуючи базу ШПС, завжди можна добитися необхідної якості приймання інформації.

8.5 Ефективність ААСЗ

Вираз (8.10) вказує на те, що підвищення завадостійкості ААСЗ при заданому числі активних абонентів можливе тільки за рахунок збільшення бази ШПС. При заданій швидкості передачі інформації збільшення бази призводить до пропорційного розширення спектра ШПС у відповідності з (8.2). Постає питання про ефективність використання радіоспектра в системах зв'язку з КРК на базі ШПС.

В системах зв'язку ефективність використання радіоспектра характеризується питомою густиною активних абонентів γ , яка дорівнює числу активних абонентів на 1 МГц смуги частот, тобто

$$\gamma = l/F, \quad (8.11)$$

де l - число активних абонентів, що одночасно працюють в смузі частот шириною F . Замінюючи l в (8.11) згідно з (8.10), маємо

$$\gamma = T/h^2. \quad (8.12)$$

Часто питома густина активних абонентів називається просто ефективністю системи зв'язку. Таким чином, ААСЗ більш перспективні в тих випадках, коли не вимагається висока якість передачі інформації, що характерно для систем масового радіозв'язку. Для прикладу, в радіотелефонній системі рухомого зв'язку з ЧРК максимальна ефективність $\gamma_{max} = 250 \text{ аб./МГц}$, бо мінімальна ширина кожного каналу дорівнює 4 кГц і в 1 МГц можна розмістити 250 частотних каналів. Але для підвищення завадостійкості використовується частотна модуляція і сусідні частотні канали рознесені на 25 кГц. При цьому в 1 МГц можна розмістити 40 частотних каналів і $\gamma_{чм} = 40 \text{ аб./МГц}$. Перші системи зв'язку з КРК на базі ШПС ("RADA", "RACER" та інші) мали низьку ефективність, тому що у них $\gamma_{шпс} \approx 7 \dots 9 \text{ аб./МГц}$. З (8.12) видно, що високу ефективність систем зв'язку з ШПС безпосередньо отримати важко. Наприклад, якщо допустити $T = 1/4 \text{ кГц} = 250 \text{ мс}$, а $h^2 = 10$, то $\gamma_{шпс} = 25 \text{ аб./МГц}$, тобто нижче ефективності систем зв'язку з ЧМ.

За останні роки запропоновано інший принцип побудови радіотелефонних систем рухомого зв'язку. Вся територія, що обслуговується розбивається на велику кількість зон у вигляді стільників. В кожній зоні радіозв'язок ведеться на частотах, спеціально виділених цій зоні. За рахунок територіального рознесення зон з однаковими частотними каналами можливе багаторазове використання одних і тих самих частотних каналів. Такі системи зв'язку отримали назву стільникових систем рухомого зв'язку (ССРЗ). Приймання сигналів в таких системах супроводжується взаємними завадами так само, як і в ААСЗ. Тому застосування ШПС в ССРЗ ефективне, тому що дозволяє успішно боротися зі взаємними завадами. Ефективність ССРЗ

$$\gamma_{шпс} \approx 3,63 (R_0/D)^2 / F_k, \quad (8.13)$$

де R_0 - радіус зони обслуговування,

D - захисний інтервал,

F_K - ширина частотного спектра каналу.

Якщо допустити $R_0=30$ км, $D \approx 4, 4$ км, радіус зони $R=0,85$ км, а $F_K=50$ кГц, то $\gamma_{ШСРЗ} \approx 3333$ аб/МГц, тобто значно вище ефективності звичайних систем рухомого зв'язку. Якщо ширину частотного спектра каналу збільшити до 100 ... 200 кГц, то ефективність ССРЗ матиме величини 1666 та 833 аб/МГц відповідно, що буде значно більше ефективності систем з ЧМ. Але при цьому можливо застосування ШПС з відносно невеликими базами (25 ... 250), що в свою чергу дозволить використовувати просту апаратуру формування і обробки ШПС з невисокою стабільністю частоти.

В свою чергу, застосування ШПС дозволить успішно вирішити проблему адресації великого числа абонентів. Стільникові системи рухомого зв'язку з ШПС дозволять забезпечити зв'язком 60 ... 240 тис. рухомих абонентів у великих містах. Крім того, в таких системах можна сумістити передачу телефонних повідомлень з визначенням місцеположення рухомих об'єктів та їхню охорону.

8.6 Боротьба з багатопроменевістю

Застосування ШПС в системах зв'язку дозволяє боротися з багатопроменевістю розповсюдження радіохвиль. Багатопроменевість виникає в тому випадку, якщо радіохвилі приходять в точку приймання, відбившись від різноманітних перешкод на шляху розповсюдження (шари іоносфери, будинки і т.і.). Внаслідок відмінності в довжині шляху ці радіохвилі приходять з різним запізненням. В результаті, якщо сигнали, які прийшли різними шляхами, перекриваються в часі, то між ними виникає інтерференція, яка в свою чергу викликає глибокі затухання результуючого сигналу (рисунок 8.2).

На рисунку 8.2,а зображено вихідний ШПС узгодженого фільтру - відгук фільтру на ШПС, а на 8.2, б автокореляційна функція (АКФ) ШПС.

АКФ має тривалість $2T$ і в ній можна виділити дві структури, що різко відрізняються. В центрі АКФ різкий викид у вигляді вузького імпульсу, що називається центральним піком. Його амплітуда дорівнює V , а тривалість

$$\tau_0 \approx 1/F. \quad (8.14)$$

Чим ширший спектр ШПС, тим коротший центральний пік. Другу область утворюють бічні піки з максимальним значенням V_{max} .

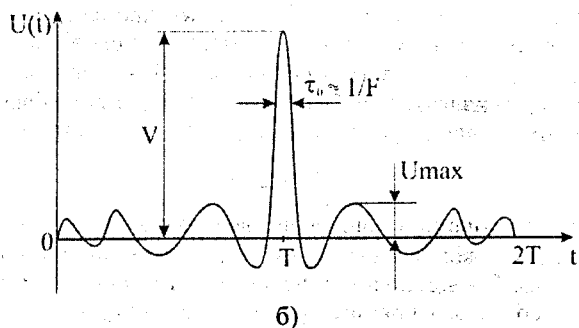
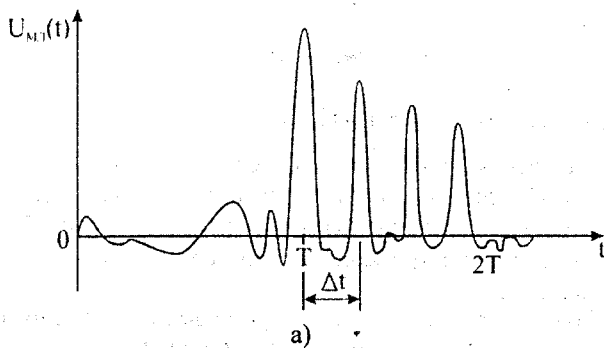


Рисунок 8.2 – Вихідний багатопроменевий сигнал фільтра

Шумоподібні сигнали з великими значеннями бази характеризуються властивостями, що описуються такими співвідношеннями:

$$T/\tau_0 \approx B, \quad (8.15)$$

$$V/V_{max} \approx (\alpha B)^{1/2}, \quad (8.16)$$

де α - деяка стала, що залежить від бази.

Співвідношення (8.15) визначає стискання ШПС - відношення тривалості ШПС до тривалості центрального піка. Стискання ШПС дорівнює приблизно значенню бази. Тому при $T = \text{const}$ збільшення F призводить до зменшення тривалості центрального піка τ_0 і до збільшення стискання сигналу.

Співвідношення (8.16) характеризує подавлення бічних піків. Чим більше значення бази, тим вище подавлення бічних піків.

На рис.8.2,б зображений відгук узгодженого фільтра на декілька ШПС, які прийшли різними шляхами. Якщо затримка між променями Δt більша тривалості центрального піка τ_0 , то промені розділяються і центральні піки різних променів можна розділити один від одного, а після цього і об'єднати, усунувши затримку між ними. Таким чином, умова $\Delta t > \tau_0$ забезпечує розділення променів. Оскільки τ_0 і F пов'язані співвідношенням (8.14), то умова розподілу променів записується таким чином:

$$F \Delta t > 1. \quad (8.17)$$

Наприклад, якщо при поширенні радіохвиль існують два променя - прямий і відбитий від деякого об'єкта, то затримка $\Delta t \approx 2d^2/Rc$, де c - швидкість світла, R - відстань між передавачем і приймачем, d - відстань між відбитим об'єктом і прямим променем. В цьому випадку необхідно використати ШПС з шириною спектра

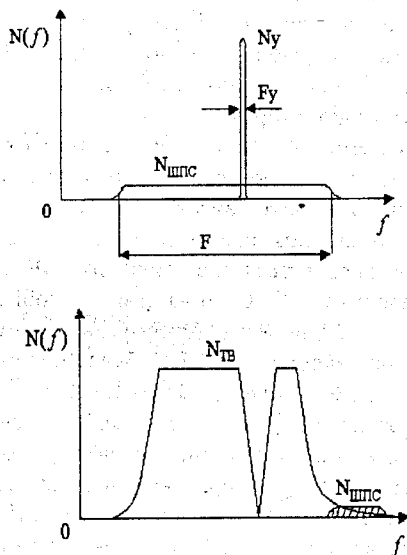
$$F \geq Rc/2d^2. \quad (8.18)$$

Чим більше значення d , тим менша величина F . Може виявитися, що при малих d можуть знадобитися ШПС з дуже широкими спектрами, що не завжди можна реалізувати на практиці.

8.7 Електромагнітна сумісність

Шумоподібні сигнали забезпечують високу електромагнітну сумісність (ЕМС) ШЗС з вузькосмуговими системами радіозв'язку та мовлення. На рисунку 8.3,а зображені АЧХ системи передачі з КРК на базі ШПС з шириною спектра F та вузькосмугової системи зв'язку з шириною

спектра сигналу F_y . Для ШПС спектральна густина потужності $N_{\text{ШПС}} = P_{\text{ШПС}}/F$, для вузькосмугового сигналу $N_y = P_y/F_y$. Завадостійкість системи зв'язку з ШПС визначається фундаментальним співвідношенням (8.4), в якому $p^2 = P_{\text{ШПС}}/P_y$. Підсилення оброблення дорівнює $2B$. Якщо вузькосмугова система зв'язку постійно займає певний інтервал, то можна її спектр повністю подавити, використовуючи режекторний фільтр.



а).

б).

Рисунок 8.3 — а) АЧХ вузькосмугової системи та системи з ШПС

б) АЧХ телевізійної системи та системи з ШПС

Таким чином, вплив вузькосмугової системи зв'язку на широкосмугову незначний. В свою чергу широкосмугова система зв'язку також слабо впливає на вузькосмугову систему зв'язку. Потужність ШПС, який проходить на вихід приймача, $N_{\text{ШПС}} F_y = P_{\text{ШПС}} F_y / F$. Тому відношення сигнал-завада на виході вузькосмугового приймача буде визначатися відношенням (8.4), в якому $p^2 = P_{\text{ШПС}}/P_y$, а $B = F/F_y$. Тому чим більше відношення F/F_y , тим краще фільтрування ШПС в вузькосмуговій системі зв'язку. Отже, чим більша база ШПС, тим вища ЕМС широкосмугової та вузькосмугової систем зв'язку.

Системи зв'язку з ШПС можна суміщати і з радіотелевізійними системами. На рис. 8.3, б зображено спектр телевізійного сигналу $N_{\text{ТВ}}$.

Програми телебачення в одній територіальній зоні передаються каналами з великими захисними частотними інтервалами. Звичайно в цих частотних захисних інтервалах не допускається робота будь-яких радіотехнічних систем, щоб не створювати завад телевізійним передачам. Однак можна в цих частотних інтервалах розмістити системи зв'язку з ШПС так, як це показано на рисунку 8.3. Спектр ШПС розміщений поблизу спектра телевізійного сигналу, там де спектральна густина останнього різко зменшується. При цьому взаємні завади і тій, і іншій системі будуть малими. Слід відзначити, що якщо використовувати замість ШПС сигнали з частотною модуляцією, то рівень взаємних завад зросте, бо сигнали системи зв'язку і телебачення відносяться до однакового класу та демодулюються частотним детектором.

Таким чином, системи зв'язку з ШПС характеризуються високою ЕМС з системами радіозв'язку, мовлення і телебачення. Раніше було сказано, що ШПС забезпечують високу ефективність використання радіоспектра в ССРЗ. Якщо розглядати дію систем зв'язку в деякому замкнутому просторі, то виявляється, що найкращу ЕМС при обмеженому діапазоні частот забезпечують ШПС, хоча самі по собі вони вимагають більш широкої смуги, ніж традиційні вузькосмугові системи. В той же час загальна смуга частот при використанні ШПС буде меншою.

Системи передачі з КРК мають дуже важливу властивість - високу живучість. Це визначається тим, що ці системи не мають центральної станції, вихід якої з ладу означає припинення зв'язку для всіх абонентів. Такі властивості, як гнучкість та оперативність встановлення з'єднання, можливість обслуговування великого числа абонентів, еластичність, живучість і в той же час знижена якість зв'язку, зумовлена наявністю шумів неортогональності, визначили застосування методу кодового розділення каналів в системах низового радіозв'язку, в системах зв'язку з рухомими об'єктами та ін. Проте якість зв'язку в системах з КРК може бути підвищеною при використанні в них цифрових методів перетворення первинних сигналів.

Контрольні запитання

1. Принцип дії системи передачі з КРК.
2. Чому систему передачі з КРК називають асинхронною?
3. Порівняльний аналіз систем зв'язку з ЧРК та з КРК.
4. Чому система передачі з КРК відноситься до адресних систем передачі?
5. Які функції виконує лінія затримки в макеті системи?
6. Пояснити природу виникнення шумів неортогональності в багатоканальних системах з КРК.

7. При яких умовах вдається зменшити вплив шумів неортогональності в системах з КРК?
8. Від чого залежить число абонентів, що одночасно працюють в системах передачі з КРК?
9. Які види модуляції використовуються в системах передачі з КРК?
10. Особливості алгоритму встановлення зв'язку між абонентами системи з КРК.
11. Які сфери використання систем передачі з КРК? [1, 7]

9 СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА БАЗІ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Винахід в 1959...1961р. когерентних лазерних джерел світла покляло початок розробкам оптичних ліній зв'язку, в яких носієм повідомлень є світлові хвилі (некогерентні джерела світла були непридатні для використання в засобах зв'язку зважаючи на їхню широкосмуговість, через це виникли нездоланні технічні труднощі направленої передачі променя та його модуляції первинним сигналом). Характеристики атмосфери, яка спочатку використовувалась в якості середовища розповсюдження, виявилися непридатними для високонадійних систем зв'язку через велике послаблення в дощ, туман, снігопад і т. і. Для світлових хвиль з частотами $10^{14} \dots 10^{15}$ Гц (діапазон довжин хвиль 0,5...10,6 мкм) було запропоновано спеціальні направлені системи – світловоди. Найбільш перспективними з них виявились діелектричні хвилеводи, або волокна, як їх називають через малий поперечний переріз.

Найпростіший світловод це волокно циліндричної форми, яке складається з осердя з показником заломлення $n_1 = \sqrt{\epsilon_1}$, оболонки з показником заломлення $n_2 = \sqrt{\epsilon_2}$ і зовнішнього покриття. ϵ_1, ϵ_2 - відносні діелектричні проникності матеріалів осердя та оболонки. По осердю передається електромагнітна енергія у вигляді світлової хвилі, тому його виготовляють з матеріалу з найменшими оптичними втратами (кварц, багатоконпонентне скло). Оболонка призначена для створення кращих умов відбиття на межі осердя - оболонка та зменшення випромінювання енергії в навколишнє середовище. В оболонці можна допустити великі втрати, тому її виготовляють із скла або з пластику. Для захисту від зовнішніх впливів (світлових, механічних) на оболонку світловода наноситься полімерне покриття. Поперечний переріз волокна та розподіл показника заломлення n показані на рисунку 9.1.

В залежності від характеру зміни n розрізняють два типи світловодів: ступінчасті та градієнтні. Ступінчасті світловоди (рисунок 9.1, а) мають постійне за радіусом значення показника заломлення, сходинка зміни спостерігається на межі осердя – оболонка. В градієнтному світловоді (рисунок 9.1, б) показник заломлення плавно змінюється від центра до краю осердя. Поширення променів в цих двох типах світловодів різне.

Оскільки світловоди є лінійною системою по відношенню до інтенсивності вхідних та вихідних сигналів, то їх, як і двопровідну лінію, можна представити у вигляді еквівалентного чотириполюсника і описувати властивості комплексною передатною функцією та імпульсною характеристикою. В більшості випадків, для оцінки проходження сигналу по світловоду, як чотириполюснику, достатньо лише знати його смугу

пропускання Π , яка визначається на рівні половини від максимального значення, та середньоквадратичну тривалість імпульсної характеристики σ .

Первинними параметрами ВОЛЗ є геометричні розміри осердя та оболонки, показники заломлення, відносна різниця показників заломлення та тип хвилі. Електричними параметрами світловодів, що характеризують передачу сигналів по них є критичні частота f_k та довжина хвилі λ_k ; коефіцієнт ослаблення α та дисперсія сигналу. З урахуванням первинних параметрів ВОЛЗ критичні частота та довжина хвилі обчислюються за формулами:

$$\lambda_k = \frac{d[n_1^2 - n_2^2]^{1/2}}{n_1}, \quad (9.1)$$

$$f_k = \frac{C}{d[n_1^2 - n_2^2]^{1/2}}, \quad (9.2)$$

де C – швидкість світла.

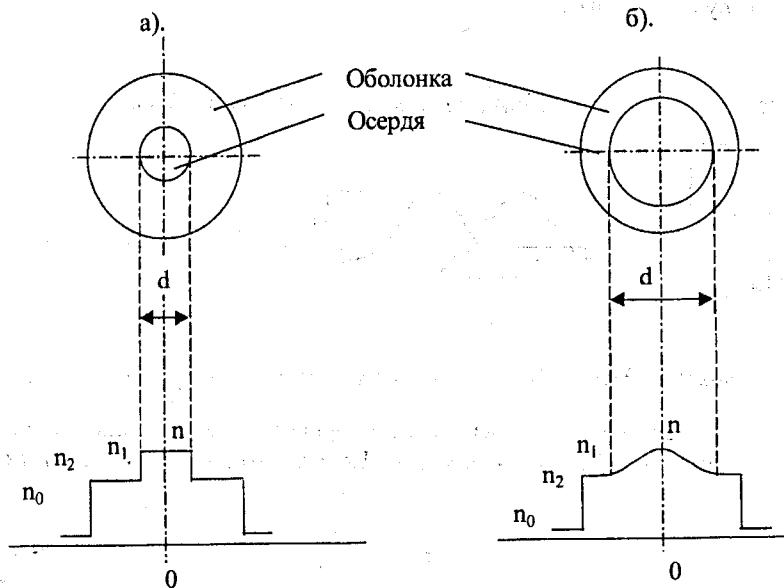


Рисунок 9.1 – Поперечний переріз ВОЛЗ

Послаблення хвилі, яка поширюється у світловоді, залежить від втрати електромагнітної енергії і визначається згідно з формулою:

$$\alpha = \alpha_B + \alpha_D + \alpha_P + \alpha_K, \quad [дБ/км], \quad (9.3)$$

де α_B - послаблення за рахунок власного поглинання в осерді;

α_D - послаблення за рахунок сторонніх домішок;

α_P - рилеевське послаблення;

α_K - кабельні втрати.

В світловодах, на відміну від двопровідних ліній, спостерігається важлива особливість: їх характеристики та параметри залежать не тільки від параметрів світловода, але і від його довжини, причому з ростом довжини зменшується смуга пропускання та збільшується середньоквадратична тривалість імпульсної характеристики. А це призводить до зростання лінійних спотворень сигналів що передаються. Так при передачі імпульсних сигналів, як показано на рисунку 9.2, збільшується тривалість імпульсів що приймаються. При деякій довжині світловода два окремо переданих імпульси можуть прийматися як один. Таке явище розширення імпульсів називають *дисперсією* сигналу у світловоді. Саме дисперсія обмежує смугу частот, що можуть передаватися по світловоду і відповідно, мінімальну тривалість імпульсних сигналів.

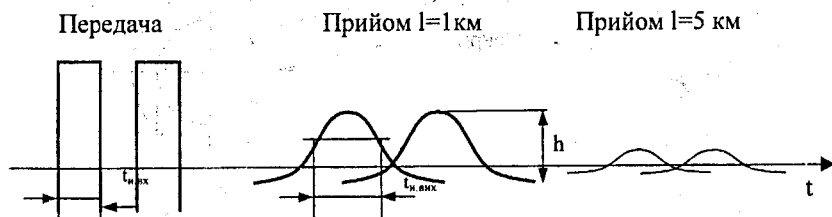


Рисунок 9.2 – Механізм виникнення явища дисперсії у ВОЛЗ

Чисельно значення дисперсії сигналу дорівнює середньоквадратичній тривалості імпульсної характеристики σ . Це ж значення можна визначити як

$$\sigma = \sqrt{t_2^2 - t_1^2}, \quad (9.4)$$

де t_1, t_2 - відповідно тривалості переданого та прийнятого імпульсів.

Причому значення тривалостей імпульсів беруться на рівні половини їх амплітуди.

В світловоді існують три види дисперсії сигналу: хвилеводна (модова), матеріальна і міжмодова. Вони проявляються по-різному в різних типах волоконних світловодів.

В одномодових світловодах відсутня міжмодова дисперсія і можлива взаємна компенсація хвилеводної та матеріальної дисперсій, тому що фазові спотворення, що приводять до цих дисперсій, приблизно рівні за величиною, але протилежні за знаком.

В багатомодових світловодах із ступінчатим профілем домінує міжмодова дисперсія, яка більш, ніж на порядок перевищує інші види дисперсій і досягає значень (2...5) нс/км.

В градієнтних світловодах відбувається вирівнювання часу розповсюдження різних мод і основною є матеріальна дисперсія.

Сумарна дисперсія сигналу у світловоді

$$\sigma = \sqrt{\sigma_{\text{між}}^2 + (\sigma_{\text{мод}} + \sigma_{\text{мат}})^2} \quad (9.5)$$

Для розрахунку дисперсії сигналу σ_1 в світловоді будь-якої довжини / слід використовувати співвідношення

$$\sigma_1 = \sigma_0 \left(\frac{l}{l_0} \right)^\gamma, \quad (9.6)$$

де σ_0 - дисперсія сигналу в світловоді довжиною l_0 ;

γ - показник залежності дисперсії від довжини.

Теоретичне значення $\gamma=0,5$, а на практиці $0,5 \leq \gamma \leq 1$. При розрахунках для багатомодового світловода рекомендується брати $\gamma=0,5$ для градієнтного та одномодового $\gamma=0,5...1$.

Смуга пропускання світловода пов'язана з дисперсією тим же виразом, що й тривалість імпульсу та ширина його спектра: на радіо- (світловій) частоті

$$\Pi_p \approx \frac{2}{\sigma}. \quad (9.7)$$

На відеочастоті (для первинних модульованих сигналів) смуга пропускання знаходиться згідно з виразом

$$\Pi_p \approx \frac{1}{\sigma}. \quad (9.8)$$

Смуга пропускання існуючих конструкцій волоконних світловодів, як і дисперсія, змінюється в широких межах, приблизно від 200 МГц·км до 10..20 ГГц·км, і визначається як типом світловода, так і джерелом світлового випромінювання.

Таким чином, дальність передачі по світловодах обмежується не тільки послабленням, але й дисперсією сигналу. Як правило, в багатомодових світловодах обмежуючим фактором виступає дисперсія сигналу, в градієнтних і одномодових – послаблення.

Під волоконно-оптичним каналом передачі розуміють сукупність оптичних елементів, що забезпечують передачу інформації по волоконним світловодам. По ВОЛЗ звичайно передаються широкосмугові сигнали багатоканального зв'язку (рисунок 9.3).

В структуру ВОЛЗ крім оптичного кабелю входять джерело світла, оптичні модулятор і детектор, приймач світлового випромінювання.

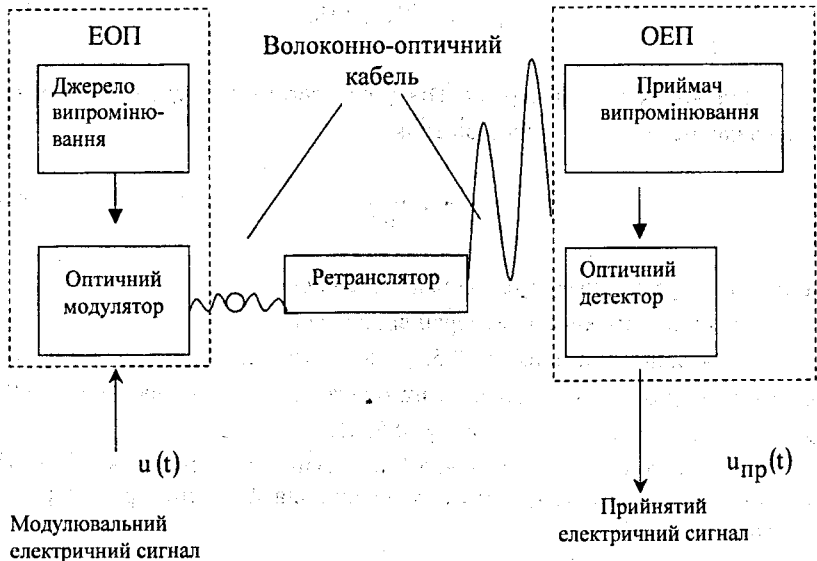


Рисунок 9.3 – Структурна схема волоконно-оптичної системи передачі інформації

Контрольні запитання

1. Первинні параметри ВОЛЗ.
2. Структура системи передачі на базі ВОЛЗ.
3. Порівняти основні характеристики радіоканалу та каналу на базі ВОЛЗ.
4. Короткі історичні відомості про розвиток ВОЛЗ.
5. Конструкція ВОЛЗ.
6. Електричні параметри ВОЛЗ.
7. Типи світловодів в залежності від характеру коефіцієнта заломлення та кількості хвиль, які поширюються.
8. Як залежить дисперсія й ефективна смуга робочих частот ВОЛЗ від її довжини?
9. Переваги та недоліки систем передачі інформації на основі ВОЛЗ.
10. Типи джерел світлового випромінювання та приймачів світлового випромінювання, що використовуються у системах з ВОЛЗ.
11. Чому в системах з ВОЛЗ використовуються цифрові методи формування та передачі сигналів?
12. Скільки потрібно світловодів для організації дуплексного режиму передачі інформації?
13. Навести особливості та принципову електричну схему ввімкнення електронно-оптичного перетворювача.
14. Чим обмежується пропускна здатність сучасних систем передачі інформації на базі ВОЛЗ?
15. Обґрунтувати необхідність використання лінійних кодів для побудови локальних мереж на основі ВОЛЗ.
16. Які особливості коду Манчестер-2?
17. Чим відрізняється одномодовий від багатомодового режиму в світловоді?
18. Виконати порівняльний аналіз систем передачі інформації з ВОЛЗ та з відкритим оптичним каналом.
19. Навести конкретні приклади впровадження систем передачі інформації на базі ВОЛЗ в Україні.
20. Які основні проблеми потрібно вирішити для покращення техніко-економічних характеристик і параметрів систем передачі на основі ВОЛЗ?
21. Які перспективи розвитку систем передачі інформації з використанням ВОЛЗ [1, 10, 12, 15]?

10 ЕФЕКТИВНІСТЬ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

10.1 Оцінювання ефективності

Основною особливістю сучасного етапу розвитку теорії інформації та передачі сигналів є використання системного підходу до оцінювання ефективності передачі інформації. При цьому підході враховують усі чинники, що впливають на досягнення мети передачі інформації та виконання системою чи мережею зв'язку основних задач. Мета та задачі, що розв'язуються системою, розглядають з урахуванням її впливу на інші системи, на навколишнє середовище й особливо на систему більш високого ієрархічного рівня. Можна визначити одну з двох головних цілей функціонування систем: забезпечення максимальної кількості переданої інформації при фіксованих витратах і забезпечення необхідної якості передачі при мінімальних витратах. І в тому, і в іншому випадку необхідно оцінити техніко-економічну ефективність системи з урахуванням її надійності й інших чинників, що впливають на якість передачі інформації.

При виборі комплексного показника техніко-економічної ефективності системи виходять з того, що він повинен мати прямий зв'язок з її цільовим призначенням, об'єктивно характеризувати основні властивості, бути чутливим до зміни визначальних параметрів системи і поряд з цим повинен бути досить простим, щоб ним можна було користуватися. Труднощі полягають ще й у тому, що не всі цілі системи можна адекватно відобразити в кількісній формі. Наприклад, важко виміряти ступінь задоволення потреб людей у спілкуванні за допомогою засобів зв'язку,

Розробка та дослідження комплексних й інтегральних показників якості передачі інформації - одна з важливих і актуальних проблем. Їй приділяється велика увага, і в цьому напрямку отримані конкретні результати.

10.2 Ефективність передачі дискретних повідомлень

Для оцінювання ефективності передачі дискретних повідомлень застосовують коефіцієнт використання потужності сигналу, (біт/с)/(Вт/Вт-Гц):

$$\beta_p = \frac{R}{P/\Omega_0} \quad (10.1)$$

Коефіцієнт використання смуги ΔF_k каналу, біт=біт/с·Гц,

$$\gamma_f = R/h_1. \quad (10.2)$$

Відповідно показники технічної ефективності β і γ пов'язані, що дозволяє користуватись тим з них, який краще підходить для оцінювання якості конкретної системи. Наприклад, в якості оцінки ефективності радіосистем частіш за все використовують показник β_R , а в якості оцінки ефективності провідних систем зв'язку - γ_F . Ці показники є граничними значеннями кількості інформації, які можна передавати каналами при заданому значенні відношення сигнал/шум або при фіксованій смузі каналу.

Оцінки β_{P_0} і γ_{F_0} можна отримати наприклад, для двійкових систем в такому вигляді

$$\begin{aligned} \beta_{P_0} &= [1 + p_0 \cdot \log p_0 + (1 - p_0) \log(1 - p_0)] / h_1 p_0, \\ \gamma_{F_0} &= [1 + p_0 \cdot \log p_0 + (1 - p_0) \log(1 - p_0)] / \Delta F_k T, \end{aligned} \quad (10.3)$$

де $h_1 = pT / \Omega_0$;

T – тривалість сигналу.

Відповідно, граничне значення коефіцієнта використання потужності визначається ймовірністю помилки p_0 і відношенням сигнал/шум. Зі зростанням p_0 і h_1 величина β_{P_0} зменшується. Граничне значення коефіцієнта використання смуги каналу падає зі зростанням p_0 і бази сигналу.

Для порівняння на рисунку 10.1 показані залежності (10.3) (суцільні криві і штрихові криві) від p_0 при фазовій, частотній і амплітудній маніпуляціях. Як видно з рисунку, потужність сигналу найкраще використовується в системах з фазовою телеграфною маніпуляцією (ФТ), а смуга в системах з амплітудною маніпуляцією (АМн). Мінімальна ширина спектра високочастотних сигналів при ФТ і АМн дорівнює $2/T$, а ЧТ сигналів — $4/T$, тому криві ФТ і АМн для деяких початкових даних зливаються. Аналіз графіків показує, що збільшення коефіцієнта використання потужності викликає зменшення коефіцієнта використання смуги частот. Рисунок наочно ілюструє характер «обміну» потужності сигналу на смугу робочих частот.

Підвищення ефективності передачі дискретних повідомлень.

Для цього застосовують рознесене приймання сигналів, канали зворотного зв'язку, широкосмугові (шумоподібні) сигнали, адаптивну корекцію характеристик каналів та інше.

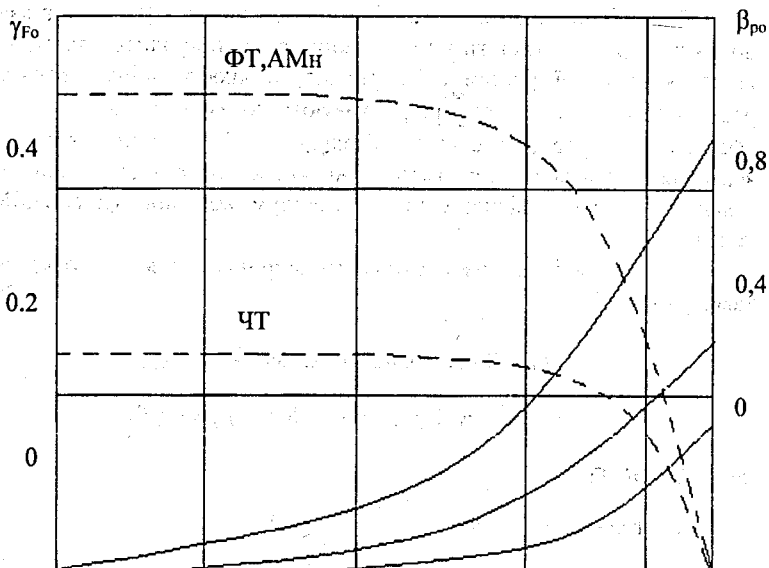


Рисунок 10.1 - Залежності β_{p0} та γ_{F0} від P_0/γ_{F0}

Рознесене приймання істотно підвищує ефективність передачі дискретної інформації, тому що знижує ймовірність помилки. Згідно з методом голосування, коли рішення приймається за більшістю прийнятих нулів або одиниць, ймовірність помилки рознесеного прийому

$$P_n = \sum_{i=k}^n C_n^i p_0^i (1-p_0)^{n-i}, \quad (10.4)$$

де k — число каналів, у яких відбулася помилка;

n — число незалежних каналів (звичайно n вибирають непарним щоб спростити схему голосування).

Метод приймання в цілому полягає в тім, що замість двох розв'язувальних пристроїв у приймачі застосовують один і рішення приймають по сигналу, що відповідає всій кодовій комбінації. Ефективність приймання висока завдяки тому, що використовується та

частина корисної інформації з виходу першого розв'язувального пристрою, що при поелементному прийманні губиться після того, як перший пристрій прийняв рішення. Поелементне приймання та приймання в цілому рівноцінні тільки при кодуванні без надмірності. Реалізація приймання в цілому досить складна та вимагає застосування набору фільтрів, погоджених із сигналами, які відповідають усім дозволеним кодовим комбінаціям.

Тому розробляються методи приймання, які є проміжними між поелементним прийманням і прийманням в цілому, в яких в другому розв'язувальному пристрої використовують частину інформації про неперервний сигнал на вході першого. Ефективність передачі повідомлень таким методом зростає, а складність реалізації залишається задовільною.

Системи з каналами зворотного зв'язку є різновидом дуплексних систем (можна робити одночасно незалежний двосторонній обмін інформацією між користувачами), у яких пропускну спроможність каналів обох напрямків частково використовують для передачі додаткової інформації, що сприяє підвищенню ефективності передачі. Звичайно каналом зворотного зв'язку передають лише сигнали, корисні для корекції помилок у прямому каналі. Розрізняють системи з інформаційним зворотним зв'язком (ІЗЗ) і системи з вирішальним (керувальним) зворотним зв'язком (КЗЗ).

В системах з ІЗЗ каналом зворотного зв'язку неперервно надходить інформація про те, в якому виді прямим каналом приймаються повідомлення. За результатами аналізу цієї інформації передавальний пристрій приймає рішення про ступінь відповідності прийнятого повідомлення переданому і змінює спосіб передачі, якщо є помилки. Наприклад, може бути збільшена потужність передавача, повторено помилково прийняте повідомлення, може змінитися надмірність коду, цілком припинитися передача, якщо прямий канал знаходиться в поганому стані.

Якщо імовірність помилки в зворотному каналі близька до нуля, застосування ІЗЗ може істотно підвищити ефективність передачі повідомлень, але це досягається ціною ускладнення апаратури та зниження швидкості передачі інформації, тому що використовується тимчасова надмірність для підвищення якості.

В системах з КЗЗ у приймачі безперервно оцінюється вірність передачі повідомлень і лише з появою помилки каналом зворотного зв'язку посилається сигнал запиту повторення. Зворотний канал використовується значно рідше, ніж у системах з ІЗЗ. В інший час його можна застосовувати як прямий канал зворотного напрямку. Це істотна перевага систем з КЗЗ. Використання коректувальних кодів і детекторів якості сигналів дозволяє істотно підвищити вірність і швидкість передачі. Застосування зворотного

зв'язку спрощує коди, тому що вони працюють в режимі виявлення помилок. Відповідно спрощується і реалізація систем.

Застосування шумоподібних носіїв дозволяє не тільки наблизити швидкість передачі інформації до пропускної спроможності каналів, але й істотно підвищити вірність передачі повідомлень багатопроблемними радіоканалами із зосередженими перешкодами. База шумоподібних переносників $\nu=10^2 \dots 10^3$. Використовуючи багатопроблемне поширення як основу рознесеного приймання можна суттєво підвищити правильність і в радіоканалах з селективним затушенням.

Можна суттєво підвищити вірність і в радіоканалах з селективним затушенням.

В широкополосних системах інтервал кореляції коефіцієнта передачі каналу набагато менший тривалості сигналів. Якщо час взаємного запізнення сигналів буде більшим, ніж час їхньої кореляції, то сигнали окремих променів будуть повністю розділені корелятором. Тоді для використання рознесеного приймання залишається виконати корекцію їх фаз і амплітуд, а потім формувати результуючий сигнал. Завадостійкість підвищують введенням часової та частотної надмірності сигналів.

Адаптивна корекція характеристик каналів полягає в періодичному зондуванні каналу тестовим імпульсом, що відділений від інформаційного пакета сигналів захисним інтервалом у поточному вимірі. Синхронні системи адаптивної корекції каналів мають можливість забезпечення високої швидкості передачі дискретних повідомлень і часового розділення каналів у лінії зв'язку.

10.3 Ефективність передачі неперервних повідомлень

Уже відзначалося, що визначити ефективність передачі неперервних повідомлень означає оцінити ефективність способу модуляції. Для цього звичайно використовують вираження у відношенні сигнал/шум та коефіцієнт використання пропускної спроможності каналів

$$\eta_1 = [\log(1 + \rho h_1)] / \nu_1 \log(1 + h_1). \quad (10.5)$$

У таблиці 10.1 приведені дані порівняльного аналізу ефективності різних видів модуляції, отримані при $\rho h_1 \approx 40$ дБ та пік-факторі $\Pi = \sqrt{2}$ для гаусівського каналу при оптимальній обробці сигналів. Аналіз показує, що найкраще використовується пропускна спроможність каналів при

односмуговій модуляції (ОСМ), однак потенційна завадостійкість цього виду модуляції низька ($\eta_1=1$). При великих індексах ФМ і ЧМ наближаються за потенційною завадостійкістю до ідеальної модуляції (ІМ) (виграш складає десятки і сотні разів), але коефіцієнт використання каналу малий (0,19...0,32) через велику частотну надмірність модульованих сигналів.

Таблиця 10.1 - Аналіз ефективності різних видів модуляції

Метод модуляції	V_1	ρ_1	ρ_2	η_1
АМ	2	0,67	0,36	0,48
БМ	2	1	0,5	0,5
ОСМ	1	1	1	1
ФМ	2	1	0,5	0,5
ФМ	20	1000	50	0,19
ЧМ	2	3	1,5	0,5
ЧМ	20	3000	150	0,32
ІС	20	6310	315	1

Основними способами підвищення ефективності передачі неперервних повідомлень є усунення надмірності, статистичне ущільнення, застосування цифрових видів модуляції.

Велика надмірність неперервних повідомлень — одна з основних причин зниження ефективності систем. Тому розвиваються способи усунення надмірності. Усі вони засновані на дискретній передачі не самого сигналу, а його найбільш характерних параметрів, зміна яких у часі відбувається набагато повільніше, ніж зміна самого сигналу. Цей принцип використовують у вокодерах, відеокодерах і телекодерах — пристроях для компресії спектрів телефонних, відеотелефонних і телевізійних сигналів.

Вокодери (скорочення з англійської назви «voice coder» — кодувальник голосу) — це телефонні системи з параметричною компресією спектрів мовних сигналів. Замість поточного спектра передається інформація про параметри сигналів: спектральних рівнях у вузьких діапазонах частот, частотах і рівнях формант (областей спектра сигналу із збільшеним значенням амплітуд), основному тоні, фонамах (елементах мови, що сприймаються як одне ціле й однорідне; для мови фонема те ж саме, що і літери для листа). Надмірними елементами мовних сигналів вважають висоту тону, тембр, акцент, інтонацію.

Аналізатор повідомлень виділяє найбільш характерні параметри мовного сигналу. Формувач кодує процес зміни цих параметрів для

передачі по лінії зв'язку. У приймачі при декодуванні оцінюються прийняті параметри сигналу. Ці оцінки використовуються в синтезаторі повідомлень для відтворення копії мовного сигналу.

Теоретично спектр мовного сигналу можна стиснути в 200 разів, що дозволяє використовувати смугу 15...30 Гц. Однак гранична компресія апаратно важко реалізована. Крім того, втрачається розпізнання мови окремих абонентів. Розроблені вокодери зі збереженням розпізнання, що використовують смугу 100 ... 200 Гц. Це відповідає 15—30 - кратній компресії спектра і такому ж збільшенню додаткового числа каналів в ущільнених лініях. Наприклад, один з діючих малогабаритних цифрових вокодерів займає об'єм 0,12 м³, включаючи джерела живлення, і забезпечує високу натуральність мови при швидкості передачі інформації 2400 біт/с.

Усунення надмірності відеотелефонних і телевізійних повідомлень є ще більш актуальною проблемою. Досить вказати, що тільки дворазова компресія спектра телевізійного сигналу дозволяє організувати в смузі частот, що звільнилася додатково близько 700 телефонних каналів. Передавання відеотелефонного сигналу в аналоговій формі вимагає смуги біля 1 МГц. Якщо застосувати цифрову передачу методом диференціальної ІКМ, використовувати статистичне кодування, лінійне та нелінійне передбачення сигналів, можна забезпечити більш ніж 5—10 - кратну компресію спектра відеотелефонного сигналу. Наприклад, цифровий відеокoder фірми «Філко-Форд» для передачі чорно-білих малорухомих зображень (абонентів, що розмовляють по телефону) використовує стандартний телефонний канал. Успіхи в створенні телекодерів поки що не настільки значні.

У звичайних системах статистичні особливості використання каналів абонентами не враховують. Якщо ці особливості врахувати, можна істотно підвищити ефективність передачі повідомлень. Спосіб статистичного розподілу полягає в тому, що паузи в передачі та вільні смуги частот, обумовлені статистичними особливостями джерел інформації, використовують для організації додаткових каналів і передачі додаткової інформації.

Найбільше поширення одержали телефонні системи статистичного розділення, в яких додаткова аналогова чи дискретна інформація передається в паузах між мовними сигналами. Передача додаткової інформації підвищує коефіцієнт використання ущільнених ліній з 37 до 90%. Ефективність статистичного розділення тим вища, чим більше каналів.

Керування динамічним навантаженням каналів дозволяє підвищити ефективність статистичного розділення в 2,74 рази. Ідея цього способу полягає в контролі та вирівнюванні реального навантаження різних каналів, в результаті чого коефіцієнти використання каналів виявляються приблизно однаковими.

Застосування цифрових способів для підвищення ефективності передачі неперервних повідомлень є магістральним напрямком. Розвиток інтегральної мікроелектроніки в обчислювальній техніці, проникнення в техніку зв'язку мікропроцесорів і програмних способів керування процесами передачі повідомлень, переваги уніфікації та стандартизації цифрових елементів і модулів апаратури, наближення характеристик цифрових видів модуляції до характеристик ідеальної модуляції — усе це створює об'єктивні передумови для подальшого розвитку високоефективних цифрових способів передачі неперервних сигналів.

10.4 Ефективність передавання інформації в телекомунікаційних мережах

Сучасні мережі зв'язку побудовані з використанням великого числа різномірних систем, вузлів і ліній. Тому для оцінювання та підвищення ефективності передачі інформації усе ширше стали застосовувати різні методи, причому, враховуючи, що мережа зв'язку — якісн новий об'єкт інформаційної техніки, необхідно розроблювати принципово нові методи передавання.

На відміну від систем зв'язку конкретного призначення, для яких швидкість передачі інформації та завадостійкість є основними технічними характеристиками якості, в мережах зв'язку на перший план виступають такі комплексні показники ефективності передачі інформації, як загальне число вузлів або кінцевих пунктів, загальна довжина ліній (каналів), річний обсяг переданої інформації, вартість або приведені витрати, номінальна потужність за пропускною спроможністю, фактичне завантаження, час доставки інформації, відносне число загублених викликів і затримок, показники корисного використання часу абонентів, коефіцієнти готовності основних елементів, показники зв'язаності та живучості, показники використання вузлів і каналів.

У будь-якій мережі зміна швидкості передачі інформації, збільшення часу встановлення з'єднання, збільшення рівня перешкод у каналах і переключування сигналів, відмови апаратури й інші процеси неминуче впливають на затримку повідомлень. Тому середній час затримки повідомлень можна розглядати як комплексний критерій.

Для підвищення ефективності передачі інформації можуть бути використані будь-які технічно й економічно доцільні способи. Серед основних способів слід відзначити перехід на автоматичну комутацію каналів і повідомлень, оптимальне сполучення програмних і апаратурних методів комутації та керування, застосування цифрових способів передачі інформації, комутації та керування (інтеграція принципів роботи), підвищення якості синхронізації і застосування асинхронного принципу,

використання все більш високих частот радіоканалів (розвиток радіорелейних ліній), застосування супутникових ліній зв'язку для резервування наземних ліній, оптимальне впровадження методів централізованого і децентралізованого керування, застосування динамічного узгодження навантаження різних ліній і каналів мереж, розробку теоретичних методів структурної і параметричної оптимізації мереж з багатополосними потоками; багатоадресними повідомленнями і з пріоритетами повідомлень, все більш широке впровадження елементів і пристроїв цифрової обчислювальної техніки.

10.5 Висновки

1. Оцінка ефективності передачі інформації була й залишається актуальною задачею теорії інформації та передачі сигналів. В міру розвитку теорії та техніки зв'язку все більш очевидною стає необхідність системного підходу до оцінювання ефективності. Системний підхід дозволяє оцінити техніко-економічну ефективність з урахуванням взаємозв'язку основних технічних і економічних показників якості передачі інформації. Цей напрямок інтенсивно розвивається.

2. В якості оцінки ефективності передачі дискретних повідомлень практичне поширення одержали коефіцієнти використання потужності сигналу та смуги частот каналу. За фізичним змістом обидва коефіцієнти показують ту максимальну питому кількість дискретної інформації, яку можна передати каналом при фіксованому відношенні сигнал/шум та при фіксованій смузі частот каналу. Збільшення ефективності використання потужності завжди пов'язано зі зменшенням коефіцієнта використання смуги.

Ефективність передачі дискретних повідомлень можна підвищити, застосувавши рознесення приймання сигналів, приймання сигналів в цілому, широсмугові сигнали, адаптивну корекцію характеристик каналів зв'язку, введення каналів зворотного зв'язку.

3. Оцінка ефективності передачі неперервних повідомлень зводиться до оцінки ефективності методу модуляції. Для цього звичайно використовують узагальнений виграш у відношенні сигнал/шум і коефіцієнт використання пропускнуої спроможності каналу. При цифровій передачі неперервних повідомлень використовують методи оцінки ефективності багатоступінчастих видів модуляції. Ефективність передачі неперервних повідомлень підвищують, усуваючи надмірність повідомлень, застосовуючи статистичний розподіл та цифрові способи передачі.

4. Оцінка ефективності передачі інформації в мережах виявляється складною і маловивченою проблемою. Комплексні критерії пов'язані зі всіма основними технічними та економічними показниками якості передачі інформації і можуть бути корисними при аналізі ефективності й оптимального синтезу мереж.

Для підвищення ефективності передачі інформації застосовують, більшість розглянутих методів теорії інформації та передачі сигналів, а також розробляють принципово нові методи, що у сукупності утворюють теорію мереж зв'язку.

ОСНОВНІ ВИСНОВКИ

Народження теорії інформації та передачі сигналів як самостійної науки відносять до середини 50-х років і зв'язують її з фундаментальними роботами В. А. Котельникова і К. Шенона. За сорок п'ять років ця наука так розвинулася, що стала навчальною дисципліною в багатьох вузах нашої країни.

Працями українських і закордонних вчених та інженерів створені та продовжують створюватися фундаментальні методи аналізу, синтезу й оптимізації інформаційних систем. Розвивається математичне моделювання процесів передачі повідомлень. Розробляються та впроваджуються нові методи модуляції, методи аналізу нестационарних неперервних каналів, неоднорідних асиметричних дискретних каналів, неоднорідних асиметричних дискретних каналів з пам'яттю. Розвиваються теорія багатопроменевих радіоканалів, завадостійкі методи й алгоритми передачі інформації, у яких враховуються ненадійність апаратури і відхилення характеристик пристроїв від ідеальних. Будують математичні моделі складних шумових ситуацій. Інтенсивно розвиваються коректувальне кодування, оптичне оброблення радіосигналів у реальному часі. Подальший розвиток одержують теорії системи із зворотним зв'язком, адаптивних систем, інформаційно-вимірювальних систем, систем збору й обробки радіотелеметричної інформації, систем штучного інтелекту й експертних систем.

Методи теорії інформації і передачі сигналів усе ширше застосовують для розв'язання практичних задач підвищення якості передачі інформації й ефективності систем і мереж зв'язку, радіонавігаційних і радіолокаційних систем, автоматизованих систем керування повітряним рухом і посадки літаків, обчислювальних систем, інформаційно-логічних вимірювальних комплексів і багатьох інших.

Основні проблеми і перспективи теорії інформації і передачі сигналів такі:

- широке впровадження цифрових методів передачі повідомлень і часового розділення каналів, використання в теорії та техніці зв'язку методів і засобів обчислювальної техніки;
- зростаюче застосування мікропроцесорних систем; експертних і інтелектуальних систем; систем і мереж стільникової радіотелеграфії;
- ріст питомої ваги алгоритмічних і програмних методів керування процесами передачі інформації;
- застосування широкосмугових методів і систем передачі інформації; оптичного оброблення радіосигналів;
- широке використання детекторів якості сигналів і коректувального кодування, логічної фільтрації;
- застосування адаптації для оперативної корекції характеристик каналів, усунення надмірності повідомлень, статистичного розподілу каналів, компенсації перешкод;
- розробка методів оцінки ефективності передачі інформації з позиції системного підходу та нових інформаційних технологій;
- застосування цифрового та статичного моделювання процесів передачі повідомлень для аналізу та синтезу інформаційних систем;
- широке впровадження агрегатно-модульного моделювання та функціонально-модульного принципу побудови інформаційних систем.

Глибокий всебічний розвиток теорії інформації та передачі сигналів, тісно пов'язане з практичними потребами інформаційної техніки, творче освоєння її методів вченими та інженерами дозволяє успішно підвищувати якість передачі інформації та ефективність систем, що експлуатуються та проектується.

ЛІТЕРАТУРА

1. Бортник Г.Г. Основы теории передачи информации. Лабораторный практикум: Навчальний посібник.- Вінниця: ВДГУ.- 1999.
2. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования: Учебник для вузов.- К.: Вища школа, 1986.
3. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1991.
4. Дмитриев В.И. Прикладная теория информации: Учебник для вузов.- М.: Высш.шк., 1989.
5. Хэмминг Р.В. Теория кодирования и теория информации: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1983.
6. Зюко К.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов.- М.: Связь, 1980.
7. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. Учебное пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1985.
8. Калмыков В.В. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1990.
9. Пенин П.И., Филиппов Л.И. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1984.
10. Захарченко Н.В. Системы электросвязи: Учебник для вузов.- К.: Техника, 1998.
11. Системы электросвязи. Учебник для вузов. Под ред. В.М.Шувалова.-М.: Связь, 1987.
12. Жураковский Ю.П., Назаров В.Д. Каналы связи: Учебник для вузов. - К.: Вища школа, 1985.
13. Панфилов И.П., Дырда В.Е. Теория электрической связи. - М.: Радио и связь, 1991.
14. Баева Н.Н. Многоканальная электросвязь и РРЛ. Учебник для вузов. - М.: Радио и связь, 1988.
15. Стеклов В.К. Цифровая связь. - К.: Техника, 1992.
16. Левин Л.С., Плоткин Л.А. Цифровые системы передачи информации. - М.: Радио и связь, 1982.
17. Ситняковский И.В. и др. Цифровые системы передачи абонентских линий.- М.: Радио и связь, 1987.

Навчальне видання

Геннадій Григорович Бортник

Василь Мартинович Кичак

Основи теорії передачі інформації

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор О.Д. Скалоцька

ВДТУ

Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ

Підписано до друку *25.10.2002р.*
Формат 29.7x42¹/₄

Гарнітура Times New Roman
Папір офсетний

Друк різнографічний
Тираж *100* прим.
Зам № *2002 - 207*

Ум.друк.арк. *5.39*

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ