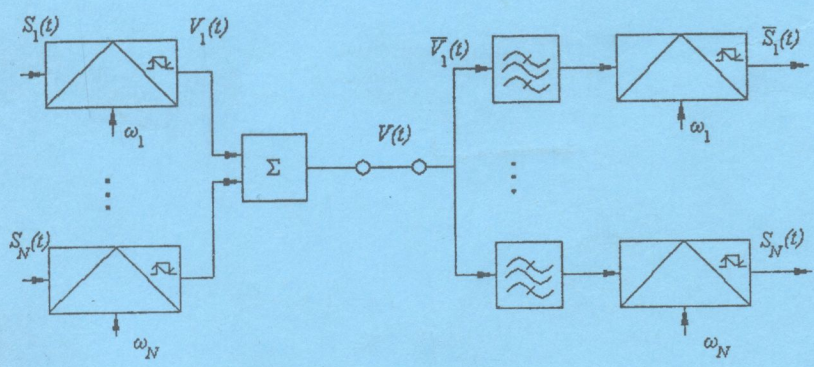


621.391
075

Р. Н. Кветний, М. М. Компанець,
С. Г. Кривогубченко, А. Я. Кулик

Основи техніки передавання інформації



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Інститут змісту і методів навчання

Вінницький державний технічний університет

Р. Н. Кветний, М. М. Компанець,

С. Г. Кривогубченко, А. Я. Кулик

ОСНОВИ ТЕХНІКИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Підручник для студентів спеціальності 7.091401

“Системи автоматики та управління”

Допущено Міністерством освіти і науки України

як підручник для студентів спеціальності

«Системи управління і автоматики»

випуск навчальних закладів: ЧНТ. ВАЛ-4

НТБ ВНТУ



408720

621.391(075) О-75 2002

Основи техніки передавання інформації

ДІВЕРСУМ-Вінниця

2002

УДК 621.3

О 75

Рецензенти:

В. В. Данилов, доктор фізико-математичних наук, професор

С. А. Жуков, доктор технічних наук, професор

А. А. Зорі, доктор технічних наук, професор

В. П. Кожем'яко, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Міністерством освіти і науки України

(лист № 1/11-4088 від 17.10.2001).

О 75 Основи техніки передавання інформації. Підручник. / Р. Кветний, М. Компанець, С. Кривогубченко, А. Кулик. — Вінниця: УНІ-ВЕРСУМ-Вінниця, 2002. — 358 с.

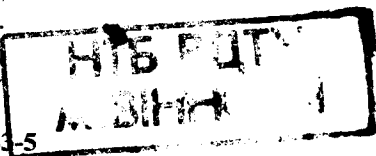
ISBN 966-641-043-5

Підручник присвячений розгляду принципів організації каналів зв'язку та побудові засобів передавання інформації. Подані основні відомості про аналогові та цифрові системи.

Призначений для курсу «Основи техніки передавання аналогової і дискретної інформації» та аналогічних вищих навчальних закладів технічного напрямку.

408720

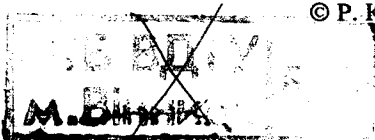
ISBN 966-641-043-5



УДК 621.3

© Р. Кветний, М. Компанець, С. Кривогубченко,

А. Кулик, 2002



Зміст

Вступ	8
1 Класифікація автоматизованих систем з точки зору передавання інформації	10
<i>Питання для самоконтролю</i>	14
<i>Рекомендована література</i>	14
2 Організація каналів зв'язку для передавання інформації.....	15
2.1 Дротові лінії зв'язку	15
2.2 Канал зв'язку у виділеній смузі частот дротової лінії	22
2.3 Канали зв'язку лініями електропостачання	25
2.4 Канали радіозв'язку	29
2.5 Оптичні лінії зв'язку	32
<i>Питання для самоконтролю</i>	33
<i>Рекомендована література</i>	34
3 Електричні сигнали	35
3.1 Види сигналів	35
3.2 Перетворення неперервних сигналів на дискретні	40
3.3 Ознаки посилянь сигналів	46
<i>Питання для самоконтролю</i>	51
<i>Вправи та завдання</i>	52
<i>Рекомендована література</i>	54
4 Використання теорії інформації у техніці передавання	55
4.1 Інформація та її характеристики	55
4.2 Передавання інформації без завад	61
4.3 Передавання інформації із завадами	64
<i>Питання для самоконтролю</i>	69
<i>Вправи та завдання</i>	70

<i>Рекомендована література</i>	75
5 Модуляція	77
5.1 Амплітудна модуляція	77
5.2 Частотна модуляція	81
5.3 Фазова модуляція	84
5.4 Імпульсні методи модуляції	86
<i>Питання для самоконтролю</i>	102
<i>Вправи та завдання</i>	103
<i>Рекомендована література</i>	111
6 Аналогові системи передавання інформації	113
6.1 Формування і передавання сигналів в аналогових системах передавання	113
6.2 Типи каналів передавання аналогової інформації та їхні характеристики	117
6.3 Двобічні канали передавання	121
6.4 Телефонне обладнання	129
6.5 Структурна схема кнопкових телефонних апаратів	132
<i>Питання для самоконтролю</i>	134
<i>Рекомендована література</i>	134
7 Побудова цифрових систем передавання інформації. Розподіл каналів зв'язку	135
7.1 Частотний розподіл каналів зв'язку	137
7.2 Часовий розподіл каналів	139
7.3 Утворення групового сигналу у цифрових системах передавання	141
7.4 Синхронізація та синфазування у системах імпульсно-кодової модуляції з часовим розподілом каналів	142
7.5 Формування лінійного сигналу	148

7.6 Регенерація цифрових сигналів	152
7.7 Двонаправлене передавання дискретної інформації одним кабелем	157
7.8 Асинхронні двонаправлені приймачі-передавачі	159
<i>Питання для самоконтролю</i>	162
<i>Вправи і завдання</i>	163
<i>Рекомендована література</i>	164
8 Методи вибирання для телемеханічного управління об'єктами	165
8.1 Часовий метод вибирання	166
8.2 Комбінаційно-часовий метод вибирання	170
8.3 Частотний метод вибирання	172
8.4 Комбінаційно-частотний метод вибирання	174
8.5 Частотно-часовий метод вибирання	176
8.6 Комбінаційно-частотно-часовий метод вибирання	181
<i>Питання для самоконтролю</i>	184
<i>Рекомендована література</i>	185
9 Коди у системах передавання інформації	186
9.1 Системи числення	186
9.2 Завадоне захищені коди	188
9.3 Коди з визначенням помилок	190
9.4 Коди з визначенням та виправленням помилок	192
9.5 Оптимальні коди	200
9.6 Методи формування лінійних кодів	203
<i>Питання для самоконтролю</i>	209
<i>Вправи та завдання</i>	210
<i>Рекомендована література</i>	213
10 Факсимільні канали зв'язку	214
<i>Питання для самоконтролю</i>	218

<i>Рекомендована література</i>	219
11 Інтегральні мікросхеми універсальних асинхронних приймачів–передавачів	220
11.1 Універсальний асинхронний приймач-передавач Intel 8250	220
11.2 Універсальний синхронно-асинхронний приймач-передавач Intel 8251 (K580ИК51, KP580BB51)	228
<i>Питання для самоконтролю</i>	234
<i>Вправи та завдання</i>	234
<i>Рекомендована література</i>	235
12 Загальні відомості про інтерфейси	236
12.1 Сумісність інтерфейсів	237
12.2 Загальна характеристика рівнів	238
12.3 Зовнішні послідовні інтерфейси	241
<i>Питання для самоконтролю</i>	245
<i>Рекомендована література</i>	245
13 Основні принципи передавання інформації у комп'ютерних мережах	246
13.1 Зв'язкові процесори	248
13.2 Програмовані абонентські пункти	257
13.3 Центри комутації	260
13.4 Програмовані концентратори та мультиплексори	263
<i>Питання для самоконтролю</i>	268
<i>Рекомендована література</i>	268
14 Загальні відомості про модеми	269
14.1 Визначення швидкості передавання	269
14.2 Стандарти модемів	270
14.3 Типи модемів	278
<i>Питання для самоконтролю</i>	279

<i>Рекомендована література</i>	280
15 Забезпечення завадозахищеності цифрових пристроїв передавання інформації	281
15.1 Апаратні методи підвищення завадозахищеності	281
15.2 Методика розрахунку імовірності правильного прийняття інформації	287
<i>Питання для самоконтролю</i>	292
<i>Рекомендована література</i>	292
16 Загальні принципи використання світловодної оптики у засобах передавання інформації	293
16.1 Модуляція світлового сигналу	293
16.2 Світловоди та оптичні кабелі	296
16.3 Завади в оптичних лініях зв'язку	309
16.4 Мережі з оптичними лініями зв'язку	311
16.5 Двонаправлене передавання інформації оптичними каналами зв'язку	316
<i>Питання для самоконтролю</i>	318
<i>Рекомендована література</i>	319
17 Захист інформації у комп'ютерних мережах та системах передавання	320
17.1 Фізичні методи проникнення до системи	323
17.2 Інтелектуальні методи проникнення до системи	324
<i>Питання для самоконтролю</i>	331
<i>Рекомендована література</i>	331
18 Криптографічне закриття інформації у системах передавання та комп'ютерних мережах	333
<i>Питання для самоконтролю</i>	357
<i>Рекомендована література</i>	357

Вступ

Необхідною умовою забезпечення діяльності людини у будь-якій галузі є отримання нею вичерпної інформації. Саме тому техніка зв'язку переживає зараз бурхливий розвиток. Поряд з класичними засобами передавання інформації розвиваються нові інформаційні технології. Формування локальних і глобальних комп'ютерних мереж для обміну інформацією і необхідність її захисту, надзвичайне завантаження ліній зв'язку і посилення вимог до вірогідності передавання інформації, постійне збільшення швидкості передавання і високий рівень промислових завод, необхідність розширення частотних діапазонів роботи апаратури і обмежені можливості технічних засобів висувають вимоги не лише ущільнення каналів передавання, але й створення якісно нових ліній зв'язку.

Паралельно із засобами передавання інформації бурхливо розвивається мікропроцесорна техніка. Вона не лише знаходить використання у різноманітних галузях діяльності людей, але й вимагає від розробника перегляду традиційних методів проектування і використання електронної апаратури. В багатьох випадках замість розроблення оригінальних електронних схем стає доцільним використовувати стандартні комп'ютерні модулі і розроблювати гнучке програмне забезпечення. Особливо це стосується передавання інформації телефонними лініями зв'язку. З урахуванням того, що телефонними мережами зараз передається до 80% інформації, проблема набуває значного впливу.

Зрозуміло, що охарактеризувати в одній книзі всю різноманітність існуючих засобів передавання інформації неможливо, тому автори обмежились розглядом лише основних питань. При цьому деякі розділи подані оглядово, оскільки більш-менш докладний їх розгляд вимагає написання окремих книг.

Книга створена у вигляді підручника з курсу “Основи техніки передавання аналогової та дискретної інформації”, а також споріднених із ним для студентів спеціальності 7.0914 “Системи автоматичного управління”.

Розділи 1 – 4 написані Компанцем М.М., розділи 5 – 7 – Кривогубченком С.Г., розділи 11 – 13 – Квстним Р.Н., розділи 8 – 10 та 14 – 18 – Куликом А.Я.

Автори будуть вдячні за побажання і відгуки щодо цієї книжки і просять надсилати їх за адресою: м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 135, Вінницький державний технічний університет, кафедра автоматичного управління та інформаційно-вимірювальної техніки.

1 Класифікація автоматизованих систем з точки зору передавання інформації

З урахуванням такого аспекту як передавання інформації в умовах виробництва системи автоматики можуть бути реалізовані двома шляхами - в залежності від відстані між засобами збирання інформації та регулювання процесу (*на первинному рівні*), а також оброблювання інформації та управління (*на вищому рівні*):

☞ локальне управління процесом, коли система збирання інформації, виконавчі механізми та система управління розташовані в одному місці на невеликій відстані одна від одної. В цьому випадку стан об'єкту X визначається за допомогою первинних перетворювачів.

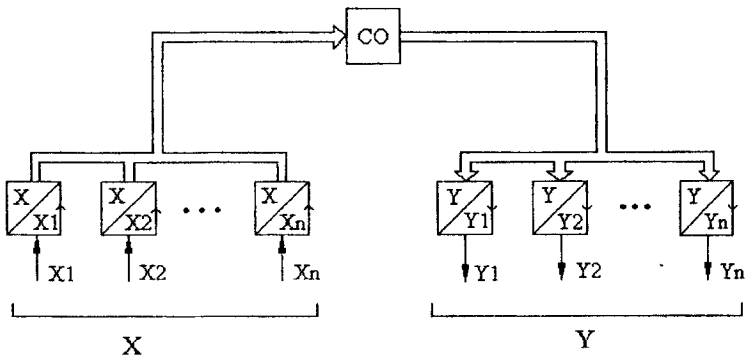


Рисунок 1.1 – Структура автоматичної системи управління процесом

Інформація поступає на вхід системи управління, що формує вихідний код в залежності від вхідного, впливаючи на виконавчі механізми. Вони перетворюють вхідний сигнал на зміну одного чи декількох

параметрів процесу, перетворюючи стан об'єкту X на стан Y . Сама система управління може бути побудована на жорсткій логіці (реле та логічні елементи) - тоді завданому вхідному коду буде чітко відповідати вихідний. Можуть бути також використані мікропроцесорні контролер або система - тоді можлива реалізація гнучких алгоритмів з урахуванням багатьох впливових факторів;

☞ управління процесом, що здійснюється на великій площі або зі шкідливими умовами (металургійне та хімічне виробництво, виробництво гідродвигунів, гідронасосів тощо). В цьому випадку немає можливості розташувати засіб або систему управління безпосередньо поряд з системами збирання інформації та регулювання. Необхідно передавати вхідну та вихідну інформацію на досить велику відстань. Такі системи управління називаються *телеавтоматичними*, а системи передавання інформації *телемеханічними*.

Таким чином можна виділити чотири основні етапи руху інформації: збирання, передавання, оброблювання, використання. Відповідно до цього у кожному з етапів беруть участь самостійні технічні засоби:

- ☞ засоби отримання інформації (чутливі елементи, датчики, вимірювальні пристрої, первинні перетворювачі тощо), тобто КВП - контрольно-вимірювальні прилади;
- ☞ засоби передавання інформації на відстань - засоби телемеханіки. В них може бути використана найрізноманітніша елементна база: електрична, пневматична, гідравлічна, оптична тощо. В теперішній час найчастіше використовуються електричні прилади, а найбільш перспективними вважаються оптичні;
- ☞ засоби перетворення (оброблювання) інформації. В теперішній час найчастіше використовуються гнучкі системи на базі персональних комп'ютерів та мікропроцесорних контролерів;

↳ засоби використання інформації - автоматичні регулятори та виконавчі механізми.

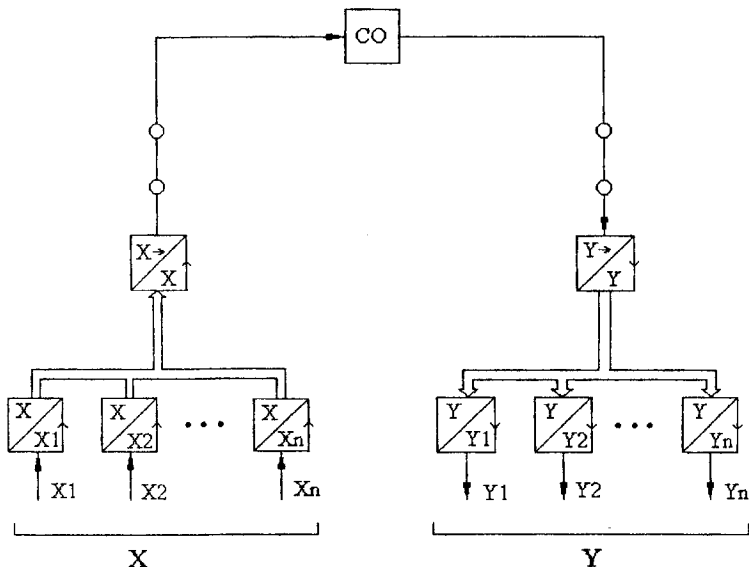


Рисунок 1.2 – Структура телеавтоматичної системи управління процесом

Крім систем автоматичного управління всіх рівнів відомості потрібно також передавати у різноманітних інформаційних та довідкових автоматизованих системах, організовувати електронну пошту та різні види зв'язку.

В більшості випадків виникає необхідність у передаванні даних на велику відстань (від одиниць до тисяч кілометрів). При цьому повідомлення можуть бути в аналоговому чи дискретному вигляді.

Інформація - змістовні відомості (дані), що містяться в тому чи іншому повідомленні, попередньо невідомі людині чи машині, що приймає повідомлення.

В багатьох випадках передається багато даних, що вже відомі, але інформацією можна назвати лише ті, що містять в собі новину.

Повідомлення – впорядкована послідовність символів, що призначена для передавання.

Дані можуть бути подані у вигляді мови, письма, зображення, чисел, вимірюваних величин, команд управління чи даних, що характеризують стан контрольованих об'єктів.

Сигнал – зміна фізичної величини, що відображає повідомлення.

Сигнал являє собою засіб передавання повідомлення, однозначне його відображення, що існує в деякому фізичному втіленні.

Канал зв'язку - сукупність технічних засобів і тракту для передавання повідомлення на відстань незалежно від інших каналів.

Лінія зв'язку - сукупність кінцевої апаратури та фізичного середовища, якими здійснюється передавання сигналів від передавача до приймача.

Одна лінія зв'язку може бути використана для утворення багатьох каналів з незалежним передаванням повідомлень і, крім приладів, вміщує також середовище передавання (дроти, світловоди тощо).

Груповий сигнал – сумарний сигнал, що формується в лінії зв'язку в разі об'єднання декількох інформативних каналних сигналів для їх незалежного передавання.

Завади - випадкові впливи, які спотворюють сигнал, що передається.

Питання для самоконтролю

1. В чому полягає різниця між локальними та телеавтоматичними системами управління?
2. Які етапи передавання інформації у системах автоматичного управління?
3. Якими технічними засобами забезпечується кожен з етапів пересування інформації?
4. В чому полягає різниця між інформацією та повідомленням?
5. В чому полягає різниця між повідомленням та сигналом?
6. В чому полягає різниця між каналом та лінією зв'язку?

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Тугевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Передача дискретной информации и телеграфия / под ред. Гурова В.С. - М.: Связь, 1985.
4. Першиков В.И. Савинков В.М. Толковый словарь по информатике.- М.: Финансы и статистика, 1991.
5. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання аналогової та дискретної інформації. - Вінниця, ВДГУ, 1998.

2 Організація каналів зв'язку для передавання інформації

Дротові лінії, які використовуються для передавання інформації лише між двома об'єктами називають *виділеними, фізичними, або самостійними*. Прокладення таких ліній на великі відстані роблять у виключних випадках. На практиці на одній лінії зв'язку формується декілька каналів, для кожного з яких виділяється певна смуга частот.

Лінії зв'язку повинні бути надійними незалежно від типу. Для цього потрібно забезпечити їх міцність та надійність апаратури.

2.1 Дротові лінії зв'язку

Лінії зв'язку поділяють на дротові і кабельні. Перші являють собою металеві дроти, які за допомогою ізоляторів та відповідних засобів закріплені на стовпах і проходять у повітрі. Дріт використовується сталевий, мідний, біметалевий сталєво-мідний (сталевий дріт з мідним покриттям), біметалевий сталєво-алюмінієвий. Сталева лінія пропускає частоти в діапазоні 3 ... 25 КГц, мідна – 6 ... 150 КГц. Недоліками повітряних ліній зв'язку є вплив зовнішніх завад, великі втрати енергії у випадку погіршення атмосферних умов, великі витрати матеріалів під час спорудження та необхідність постійного профілактичного обслуговування.

Кабель складається з паралельних дротів, що введені у спільну вологозахисну оболонку. Конструктивно кабелі бувають *симетричні* та *коаксіальні*. Симетричними кабелями можуть передаватися сигнали частотою до 550 КГц, а коаксіальними – до 9 МГц.

До *первинних параметрів ліній* зв'язку відносять: погонний активний опір дроту R [Ом/Км], погонну індуктивність L [Гн/Км], погонну ємність C [Ф/Км] та погонну провідність G [См/Км].

Активний опір визначають як:

$$R = R_0 + R_{ne} + R_{бл} + R_m, \quad (2.1)$$

де R_0 - опір постійного струму;

R_{ne} - опір поверхневого ефекту;

$R_{бл}$ - опір ефекту близькості;

R_m - опір втрат у металі.

Під впливом електромагнітного змінного поля у провідниках відбувається перерозподіл енергії за перерізом. При цьому спостерігаються поверхневий ефект, ефект близькості та вплив на параметри ланцюга металевих мас.

Поверхневий ефект обумовлений дією електромагнітної хвилі, що розповсюджується вздовж дроту. Силові лінії внутрішнього магнітного

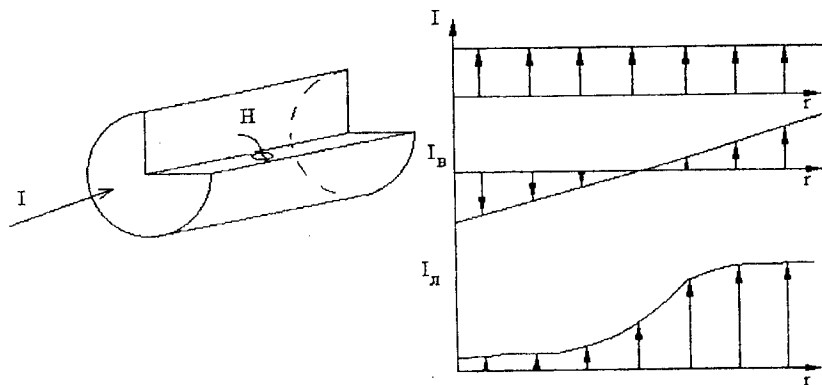


Рисунок 2.1 – Явище поверхневого ефекту

поля, перетинаючи провідник, наводять в ньому вихорові струми. В центрі провідника вони мають напрямок, зворотний напрямку основного струму, а на поверхні ці напрямки співпадають. Від взаємодії вихрових струмів з основним відбувається перерозподіл струму за перерізом провідника, в результаті чого густина результуючого струму зростає до поверхні провідника.

Зі збільшенням частоти, магнітної проникності, провідності та діаметра дроту поверхневий ефект збільшується. Якщо частота достатньо висока, то струм тече лише поверхнею провідника, що збільшує його активний опір.

Ефект близькості пов'язаний зі взаємодією зовнішніх полів. Зовнішнє магнітне поле дроту *a*, перетинаючи дріт *b*, наводить в ньому вихрові струми. На поверхні дроту *b*, що є найближчою до дроту *a*, вихрові струми співпадають за напрямком з основним струмом. Аналогічний перерозподіл струмів відбувається і у дроті *a*.

Таким чином, на найближчих поверхнях дротів *a* і *b* густина результуючого струму збільшується, а на протилежних зменшується. За

рахунок ефекту близькості збільшується активний опір ланцюга

змінного струму. Ефект близькості пропорційний кореню з частоти, магнітної проникності, провідності та діаметру дроту. Крім того, він залежить від відстані між провідниками.

Оточуючі **металеві маси** також впливають на параметри ланцюга. Магнітне поле, що утворюється струмом, наводить вихрові струми у сусі-

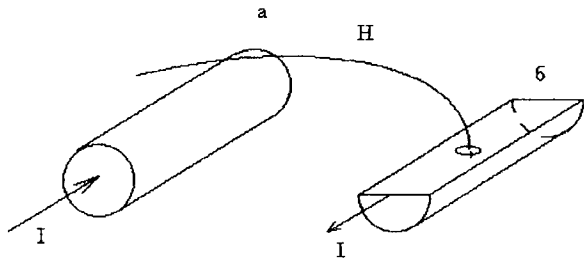


Рисунок 2.2 – Ефект близькості

408720

Б ВДТУ
М.ВІННИЦЯ



Б ВДТУ

дніх дротах кабелю, екрані, металевій оболонці тощо. Вони нагрівають металеві частини кабелю і утворюють додаткові теплові втрати енергії. Крім цього, поле вихрових струмів впливає на провідники і змінює їхні параметри.

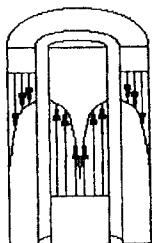


Рисунок 2.3 – Концентрація струмів у коаксіальному кабелі

У коаксіальних ланцюгах внаслідок специфічності конструкції, силові лінії розташовуються у вигляді концентричних кіл. Електричне поле також замикається радіально між внутрішнім та зовнішнім провідниками. Тому в коаксіальному ланцюгу наявне зовнішнє поперечне електромагніт-

не поле (вся енергія розповсюджується лише в межах ланцюга).

Дія поверхневого ефекту значною мірою проявляється тільки у внутрішньому провіднику коаксіальної пари. Перерозподіл густини струму за перерізом визначається ефектом близькості.

Таким чином, поверхневий ефект і ефект близькості проявляються, як у симетричних, так і коаксіальних ланцюгах, у зменшенні еквівалентної площини перерізу провідників, що призводить до збільшення їх активного опору та зменшення внутрішньої індуктивності.

Для кабельної лінії враховують всі чотири складових, а для повітряних лише перші дві, тому що $R_{бв}$ та R_m дуже малі.

Активний опір постійного струму R_0 залежить від діаметра дроту, матеріалу, температури тощо. Опір змінного струму вираховують членом $R_{пе}$.

Індуктивність L залежить від відстані між дротами, діаметра дроту (зменшується зі збільшенням діаметра) і, менше, від матеріалу дроту та частоти струму.

Ємність дротів C залежить від відстані між дротами, діаметра дроту та матеріалу ізолятора. Для повітряної лінії $LC = 1$, для кабелю $LC = \varepsilon$.

Провідність ізоляції G , яка визначає втрати енергії, залежить від типу ізоляції, частоти струму та кліматичних умов. Для повітряних ланцюгів на втрати впливають ожеледь, іній тощо.

До *вторинних параметрів дротових ліній* зв'язку відносять: хвильовий опір Z_x та постійну передавання γ . Ці параметри характеризують умови розповсюдження електромагнітної енергії лінією зв'язку і залежать від первинних параметрів та частоти.

У лініях невеликої довжини значення струму практично однакове на початку та в кінці лінії. Якщо лінія довга, то падіння напруги в різних точках лінії будуть мати різні значення. Опір, яким замінюють відрізану частину безкінцевої довгої лінії, так що у будь-яких точках лінії, що залишилась, значення струму і напруги будуть такими самими, називають *хвильовим* або *характеристичним опором* і позначають Z_x . В загальному випадку:

$$Z_x = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} . \quad (2.2)$$

На частотах, більших 10 КГц, приблизно можна вважати:

$$Z_x = \sqrt{\frac{L}{C}} . \quad (2.3)$$

Опір, що вимірюється на початку лінії, є *вхідним*:

$$Z_x = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} , \quad (1.4)$$

де U_{ex} та I_{ex} - відповідно напруга та струм на початку лінії.

Вхідний опір лінії залежить від хвильового опору, згасання сигналу в лінії та навантаження в кінці лінії. Він співпадає з хвильовим в узгодженому режимі, коли $Z_{in} = Z_{ex}$. В цьому випадку відсутнє відбивання хвиль і збільшується к.к.д.

Постійна передавання або коефіцієнт розповсюдження:

$$\gamma = \alpha + j\varphi = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}, \quad (2.5)$$

де α - коефіцієнт згасання, що характеризує зменшення струму чи напруги;
 φ - коефіцієнт зсуву фази, що означає зміну фази напруги та струму сигналу.

Згасання електромагнітної енергії в лінії, що навантажена на хвильовий опір, відбувається за експоненціальним законом:

$$I_2 = I_1 \cdot e^{-\alpha l}, \quad (2.6)$$

$$U_2 = U_1 \cdot e^{-\alpha l}, \quad (2.7)$$

де l - довжина лінії;

U_1, U_2 - напруга відповідно на початку та в кінці лінії;

I_1, I_2 - струм відповідно на початку та в кінці лінії.

Згасання визначають у *неперах*:

$$\alpha = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2}. \quad (2.8)$$

Якщо лінія має згасання 1 непер, то струм і напруга в кінці лінії зменшуються в 2,718 рази.

Згасання також визначається у *децибелах*:

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{I_1}{I_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (2.9)$$

Таблиця 2.1 – Питоме згасання для повітряних ліній зв'язку

Тип лінії зв'язку	Діаметр дроту, мм	Відстань між дротами, мм	Діапазон частот, КГц	Питоме зату-хання, дБ/Км
Сталева	3	200	0,3 ... 10	0,09 ... 0,9
			10 ... 30	0,9 ... 0,74
	4	200	0,3 ... 10	0,09 ... 0,8
			3 ... 30	0,34 ... 1,36
	600	0,3 ... 10	0,09 ... 0,65	
Біметалева (мідь – сталь)	3,2	200	0,3 ... 10	0,045 ... 0,135
			600	0,03 ... 0,09
	4	200	0,3 ... 10	0,045 ... 0,135
			600	0,03 ... 0,09
Мідна	4	200	0,3 ... 10	0,02 ... 0,045
			5 ... 150	0,034 ... 0,18
		600	0,3 ... 10	0,18 ... 0,45
			5 ... 300	0,18 ... 0,25

Для коаксіальних кабелів питоме згасання визначається за емпіричною формулою:

$$\alpha = 243 \sqrt{f}, \quad (2.10)$$

де f – частота сигналу, МГц.

На якість і довжину зв'язку суттєво впливає також взаємний вплив між ланцюгами, а також зовнішні джерела електромагнітних полів.

Розрізняють два види переходів енергії: на ближньому (де розташоване джерело) та на дальньому (де приймач) кінцях. Перша з них називається *перехідним згасанням на ближньому кінці* (рисунок 2.4):

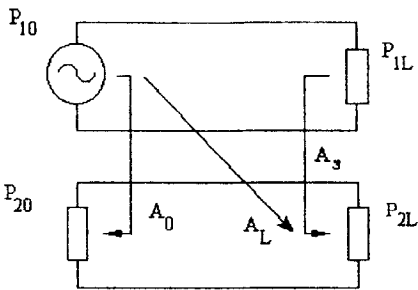


Рисунок 2.4 – Вплив між ланцюгами зв'язку

$$A_0 = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{10}}{P_{20}} \right), \quad (2.11)$$

а друге - *перехідним згасанням на дальньому кінці*:

$$A_L = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{10}}{P_{2L}} \right), \quad (2.12)$$

Поряд з цим розглядають *захищеність ланцюгів* - різницю між рівнями сигналу P_c та завади P_z у даній точці ланцюга:

$$A_z = P_c - P_z. \quad (2.13)$$

Для ланцюгів з незмінними параметрами захищеність дорівнює:

$$A_z = A_L - \alpha l. \quad (2.14)$$

2.2 Канал зв'язку у виділеній смузі частот дротової лінії

Часто прокладання окремої лінії для передавання інформації не є економічно доцільним. В цьому випадку доцільно використовувати вже прокладені лінії зв'язку (телеграфні, телефонні тощо). На цих, так званих *зайнятих лініях*, і організуються канали зв'язку для передавання повідомлень. При цьому смуга пропускання ділиться на ряд телефонних каналів (*первинне ущільнення*), кожен з яких може бути додатково поділений на телеграфні канали зі смугою 140 Гц (*вторинне ущільнення*).

Телеграфний зв'язок призначений для передавання текстових повідомлень та низькошвидкісного передавання інформації. Він реалізується на постійному або змінному струмах.

Передавання інформації може бути у **напівдуплексному** чи **дуплексному режимі**. В першому випадку формується двосторонній зв'язок по черзі одним каналом. В другому випадку передавання інформації в один і той самий час відбувається одним каналом в обох напрямках.

Телеграфний зв'язок у напівдуплексному режимі реалізується схемою, поданою на рисунку 2.5.

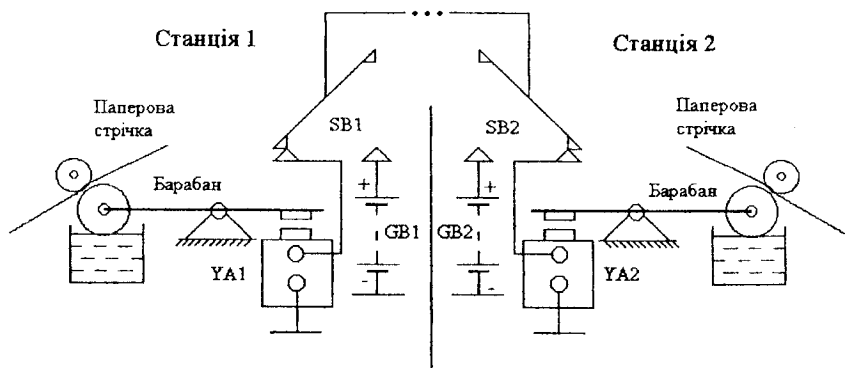


Рисунок 2.5 – Електрична схема телеграфного зв'язку у напівдуплексному режимі

Натискаючи ключ *SB1* на станції 1, пропускають струм від батареї *GB1* дротом та землею крізь електромагніт *YA2*, що притягує важіль. На іншому кінці важеля закріплений ролик, змочуваний у фарбі. Ролик, піднімаючись, віддруковує на стрічці точку чи тире в залежності від переданого коду. Якщо передавання відбувається зі станції 2, то телеграфіст підключає ключем *SB2* батарею *GB2*, від чого вмикається електромагніт *YA1*. Реалізуючи інші кінематичні схеми, можна друкувати інші символи.

Для передавання телемеханічної інформації телефонним каналом використовується схема (рисунок 2.6), яка дозволяє в один і той самий час використовувати телефон і передавати інформацію.

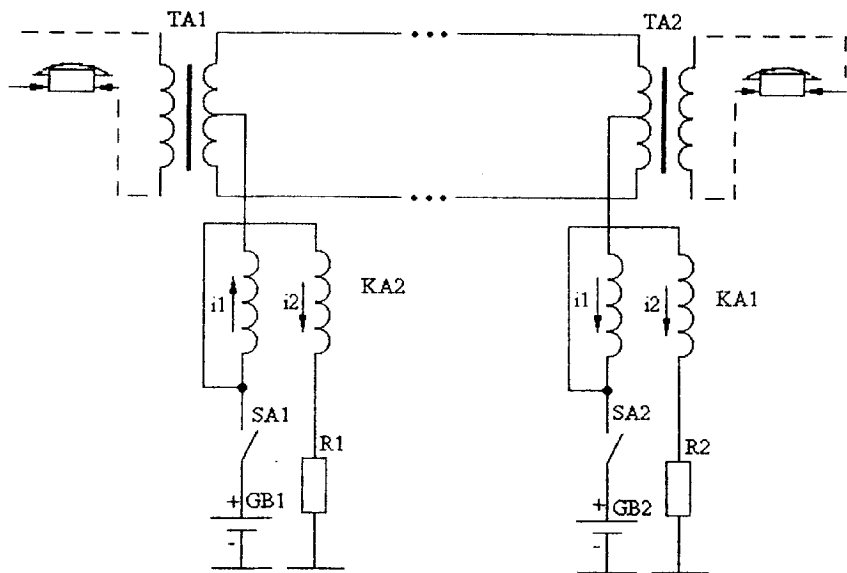


Рисунок 2.6 – Дуплексне передавання інформації телефонним каналом

Для передавання інформації з пункту А1 до пункту А2 натискають ключ SA1. Імпульс струму крізь обмотки реле KA2, трансформатори TA1 і TA2 приходить на диференціальне реле KA1 і вмикає його. Диференціальне реле KA2 при цьому не вмикається, тому що однакові струми i_1 та i_2 течуть обмотками у різних напрямках і сумарний магнітний потік дорівнює нулю. В цей же час струми крізь обмотки реле KA1 течуть узгоджено, реле вмикається і вмикає електромагніт виконавчого механізму.

Телефонний зв'язок призначений для двобічного передавання мови на відстань. Передавання здійснюється в тональному діапазоні (300 ... 3400 Гц), який є значно вужчим за діапазон, що необхідний для високоякі-

сного перетворення людського голосу та музики (30 ... 16000 Гц), але для обміну інформацією у нормальному частотному спектрі мови цього достить. При цьому звукові коливання перетворюються мікрофоном на коливання змінного струму, а потім, за допомогою телефона, вони знов перетворюються на звукові.

Для реалізації каналу зв'язку в зоні *тонального телеграфування* в тональному діапазоні (0,3 ... 3,4 КГц) використовують телеграфні канали, які формуються спеціальною каналоутворювальною апаратурою. При цьому можна передавати телеграфні послання, а можна - телеграфні повідомлення.

2.3 Канали зв'язку лініями електропостачання

Використання ліній електропостачання для передавання інформації має ряд переваг, обумовлених тим, що ці лінії мають високу механічну міцність, добру ізоляцію, легко обслуговуються. Вони дозволяють зберегти значні кошти, не прокладаючи спеціальні лінії передавання інформації, хоча використання ліній електропостачання пов'язано з цілим рядом складностей. Для них необхідна спеціальна апаратура підключення до лінії високої напруги для зменшення згасання струмів високої частоти під час проходження їх крізь обладнання високої напруги (вимикачі, трансформатори, вимикачі тощо), що має низький опір. Лінії електропостачання, які використовуються для передавання інформації, розподіляють на високовольтні лінії електропередавання та промислові силові мережі з напругою 380 В.

Враховуючи високий рівень завад у *високовольтних лініях*, передавання здійснюється на частотах 35 ... 500 КГц з досить великою потужністю сигналів (до 10 Вт). Збільшений рівень завад пояснюється тим, що крім завад, звичайних для повітряних ліній зв'язку, тут присутні специфічні електричні завади у всьому спектрі високих частот. Ці завади обумовлюються коронними розрядами, розрядами на поверхні ізоляторів, вмиканням та вимиканням лінії, а також високовольтного обладнання тощо. Великий вплив мають метеорологічні умови. Іній та ожеледь можуть збільшити коефіцієнт згасання удвічі. Найбільш розповсюдженою є схема "фаза – земля", в якій передавання інформації відбувається одним дротом та землею (рисунок 2.7).

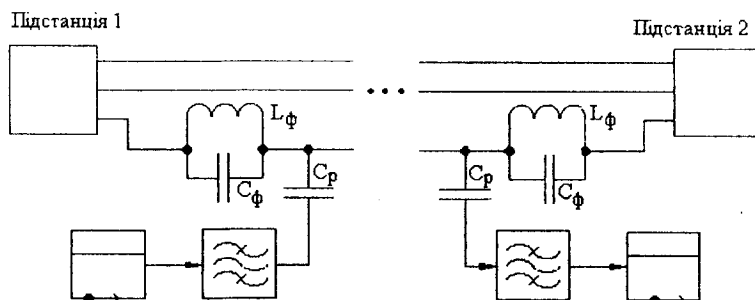


Рисунок 2.7 – Канал передавання інформації високовольтною лінією в режимі "фаза – земля"

Засіб передавання інформації з'єднується з лінією високовольтним кабелем. Щоб уникнути впливу високої напруги, засіб відокремлюється від лінії конденсаторами зв'язку (для лінії 110 КВ ємність дорівнює 2200 пФ), які являть собою великий опір для змінного струму частотою 50 Гц. Фільтр підключення разом з конденсатором утворюють смуговий фільтр, частота якого відповідає частоті-носію інформаційного сигналу. Коливальне коло не дає можливості струмам високої частоти проходити на підстанції і виконує функцію високовольтного загороджувача. Для частоти струму 50 Гц його опір незначний.

Для збільшення заводозахищеності використовують схему “фаза-фаза”, хоча в цьому випадку кількість апаратури збільшується удвічі.

Якщо на шляху передавання інформації постає підстанція, то для неї необхідно формувати обхідний шлях (рисунок 2.8), інакше високочастотні струми будуть шунтуватися апаратурою підстанції.

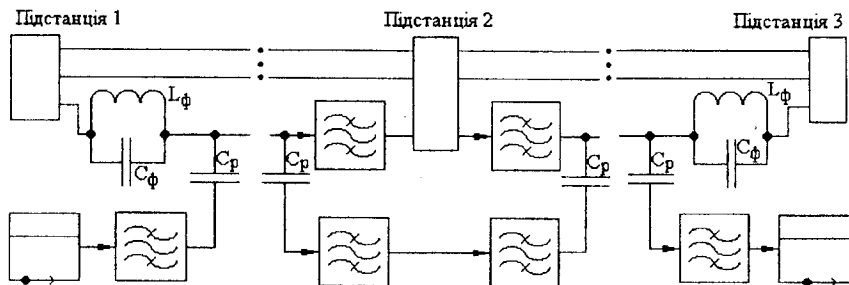


Рисунок 2.8 – Організація каналу зв’язку між підстанціями

Питоме згасання для ліній електропередавання довжиною до 30 Км в діапазоні частот 50 ... 300 КГц визначається за емпіричною формулою:

$$\alpha = k_{на} \sqrt{f} , \quad (2.15)$$

де $k_{на}$ – коефіцієнт напруги лінії, який приймає значення:

12,2 – для ЛЕП напругою до 15 КВ;

8,7 – для ЛЕП напругою 110 КВ;

6,55 – для ЛЕП напругою 220 КВ;

7,22 – для ЛЕП напругою 400 КВ.

Розподілені силові мережі мають значно більший сенс для використання у випадку передавання інформації внаслідок їх розповсюженості.

Вони використовуються в першу чергу там, де прокладання додаткових ліній зв'язку складне та дороге (шахти, нафтопромисли).

Канали передавання розподіленими силовими мережами характеризуються складністю підключення та високим рівнем завад. До мережі підключається велика кількість навантажень, причому вони змінюються, тобто мають динамічний характер, і можуть шунтувати інформаційні сигнали, а оброблення кожного навантаження відповідними фільтрами та високочастотними загороджувачами складне і дороге. Якщо цю апаратуру не використовувати, то для передавання телефонних сигналів потрібна потужність порядку 1 кВт. Але у випадку використання вузької смуги частот (порядку 10 Гц), можна зменшити потужність сигналу до декількох Вт. Проте при цьому значно збільшується час передавання.

Передавання телемеханічних сигналів може відбуватися і на високих частотах. Зі збільшенням частоти рівень завад зменшується, причому в мережі напругою 380 В він більший ніж у високовольтних мережах. Крім того, якщо збільшується частота, то збільшується і згасання сигналу. Але ці параметри залежать від багатьох факторів і мають нелінійний характер. Для визначення оптимального режиму необхідне конкретне вимірювання параметрів мережі. Для передавання сигналів без зворотної сигналізації використовують частоти від 175 до 3000 Гц. В цьому випадку згасання сигналу не перевищує декількох неперів на частоті 3 КГц і зменшується із збільшенням частоти.

Для передавання інформації використовують також контактні мережі на електричному транспорті (трамваї, тролейбуси, електровози тощо). Тут передавання повідомлень відбувається на високих частотах (30 ... 120 КГц).

2.4 Канали радіозв'язку

Радіозв'язок для передавання повідомлень використовують у тих випадках, коли з об'єктами неможливий дротовий зв'язок (супутники, ракети, кораблі, автомобілі тощо).

Частотні діапазони, у яких здійснюється передавання різної інформації, в тому числі радіомовлення, телебачення, телефонний та телеграфний зв'язок наведені у таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 - Частотні діапазони передавання інформації

Назва хвиль	Довжина хвилі	Частота
1. Міріаметрові наддовгі	10 ... 100 Км	3 ... 30 КГц
2. Кілометрові довгі	1 ... 10 Км	30 ... 300 КГц
3. Гектометрові середні	100 ... 1000 м	300 ... 3000 КГц
4. Декаметрові короткі	10 ... 100 м	3 ... 30 МГц
5. Метрові ультракороткі	1 ... 10 м	30 ... 300 МГц
6. Дециметрові ультракороткі	10 ... 100 см	300 ... 3000 МГц
7. Сантиметрові ультракороткі	1 ... 10 см	3 ... 30 ГГц
8. Міліметрові	1 ... 10 мм	30 ... 300 ГГц
9. Дециміліметрові	0,1 ... 1 мм	300 ... 3000 ГГц
10. Оптичні	Не регламентовано	

Тональний, підтональний та надтональний діапазони розташовані в діапазоні 1 та в більш низькочастотному діапазоні. В діапазонах 2, 3, 4 здійснюється радіомовлення, в діапазоні 5 - телебачення. Діапазони 5, 6, 7 мають назву УКХ (ультракоротких хвиль). Передавання інформації радіоканалами вимагає простої організації (за рахунок відсутності лінії переда-

вання), але якість радіозв'язку значною мірою залежить від пори року, часу доби, метеорологічних умов тощо. Це суттєво знижує надійність передавання інформації.

Довгохвильовий, середньохвильовий та короткохвильовий діапазони використовують для передавання повідомлень на відстань 30 ... 50 Км. Більш надійним є зв'язок на ультракоротких хвилях. Тут практично не впливають на якість зв'язку промислові та атмосферні завади і розповсюдження хвиль приблизно однакове будь-якої пори року. Деяке згасання хвиль відчувається під час снігу, дощу, туману.

Ультракороткі хвилі на відміну від довгих та коротких хвиль можуть розповсюджуватися тільки в прямому напрямку в межах видимості тому, що вони не огинають поверхню Землі, як довгі, і не відбиваються від іоносфери, як короткі. Тому відстань передавання УК хвиль залежить від висоти розташування антен. Якщо антени розташовані на висоті 100 м, то відстань передавання складає 40 ... 70 Км. Це означає, що зв'язок на великій відстані можливий лише у випадку використання ретрансляторів або радіорелейних станцій. Такий зв'язок отримав назву *радіорелейного*.

За допомогою радіорелейних ліній здійснюють передавання на хвилях 75; 15; 7; 5; 3,75; 2,73 см. В цих діапазонах передаються телефонні розмови та програми телебачень. Радіорелейна лінія зв'язку являє собою послідовність радіостанцій, які по черзі приймають, підсилюють та передають сигнали. Кожна з радіостанцій обладнана приймальними та передавальними антенами. Кінцеві станції мають апаратуру ущільнення, реалізація якого не відрізняється від вищезгаданої.

У разі недостатньої пропускну здатності однієї радіорелейної лінії паралельно прокладають ще одну або декілька ліній. В такому випадку апаратуру розташовують на проміжних та кінцевих станціях. Станції та антени спільні для усіх приймачів та передавачів цього напрямку. Таким чином утворюється стовбур. Він має до 2700 каналів тональної частоти або один телевізійний канал зображення.

УК-хвилі не відбиваються від іоносфери, але перевипромінюються у тропосфері, тому цей вид зв'язку назвали *тропосферним*. Так, для хвиль 0,01 ... 10 м перевипромінювання може сягати 1200 Км. При цьому відстань між станціями збільшується до 300 Км та більше. Але сигнал приходить дуже слабким, що вимагає потужності передавачів до 50 КВт. Деколи цей зв'язок комбінують із радіорелейним.

Довжина радіозв'язку залежить від довжини антени. Найкраще вирішення проблеми в цьому випадку - використання супутників Землі. При цьому частоти повинні вільно проходити на супутник і назад, не відбиваючись від атмосфери. Ці частоти лежать у діапазоні 2 ... 10 ГГц. Використовуються, так звані, *активні супутники*, які приймають сигнал, підсилюють його і передають направленою антеною. Якщо площина орбіти супутника співпадає з площиною екватора, а напрямок руху співпадає з напрямком руху Землі, то він займає незмінне положення відносно планети і називається *стаціонарним*. Випромінювання його займає 30% поверхні Землі і забезпечує цілодобовий зв'язок. Найкращі умови зв'язку створюються там, де випромінювання супутника відбувається під прямим кутом до поверхні Землі, тобто біля екватора. У високих широтах зв'язок погіршується. Запуск супутника - річ складна і дорога, але він забезпечує:

- ☉ неперервність зв'язку;
- ☉ спрощення конструкції антени;
- ☉ розташування за межами радіоактивних ділянок, які руйнують електронну апаратуру та сонячні батареї;
- ☉ постійність рівнів сигналів, відсутність ефекту Доплера.

Цей зв'язок доцільно використовувати, якщо довжина зв'язку не менша 1500 Км .

2.5 Оптичні лінії зв'язку

Нестача частот для передавання все більшої кількості інформації примушує засвоювати нові високочастотні діапазони. У випадку збільшення частот зменшується рівень завад, але водночас збільшуються втрати енергії радіохвиль під час їх розповсюдження в атмосфері або кабелями та хвильоводами. Вдалося використати лише міліметровий діапазон з довжиною хвиль не менше 4 мм.

Для передавання інформації в оптичному діапазоні використовуються лазери та світловоди.

Світловід являє собою двошарове клесне волокно, внутрішня частина якого виготовляється з більш щільного скла, ніж зовнішня оболонка. Осердя має більший коефіцієнт заломлення, ніж оболонка, тому, якщо направити вузький промінь світла на кінець осердя, то світло буде розповсюджуватись тільки ним. З волоконних світловодів діаметром 0,1 мм складають світлові кабелі із захисною пластмасовою оболонкою. Вони вільні від електромагнітних завад і їм не потрібні металеві екрани. Кожною парою формується 672 телефонні канали, а кількість світловодів у кабелі сягає 200. Потенціальна ємність однієї пари складає 10000 телефонних каналів.

Особливість світловодів полягає в тому, що сигнали передаються в цифровому вигляді. На виході цифровий сигнал перетворюється на електричний за допомогою фотоелемента. Якщо сигнал перевищує порогову потужність, то вмикається генератор, який надсилає до наступного пункту зв'язку типовий імпульс. Між імпульсами нічого не передається, що збільшує завадозахищеність. Таким чином сигнали відновлюються, а не підсилюються, тобто використовується принцип регенерації. В теперішній час регенератори встановлюються через 10 Км на лініях далекого зв'язку і через 30 Км на лініях місцевого зв'язку (підсилювачі на мідних кабелях відповідно через 2 та 5 Км).

Цей тип зв'язку є найперспективнішим і докладно буде розглядатися у розділі 16.

Питання для самоконтролю

1. Що таке канал зв'язку?
2. Що таке виділені лінії і чому їхнє використання неефективне?
3. В чому полягає поверхневий ефект і від яких факторів він залежить?
4. З чим пов'язаний ефект близькості і в чому він проявляється?
5. Яким чином впливає на процес передавання ефект металевих мас?
6. Як проявляються ці ефекти у коаксіальних ланцюгах?
7. Що таке перехідне згасання на ближньому та дальньому кінцях?
8. Що таке захищеність ланцюгів?
9. Що таке первинні та вторинні параметри дротових ліній зв'язку?
10. Що являє собою канал зв'язку у виділеній смузі частот?
11. Як реалізується телеграфний зв'язок?
12. Яким чином реалізується телефонний зв'язок?
13. Як передають інформацію лініями електропостачання?
14. Які складності виникають під час передавання інформації високовольтними лініями?
15. Де використовують передавання інформації розподіленими силовими мережами?
16. Що таке радіорелейні лінії зв'язку?
17. Що таке тропосферний радіозв'язок?
18. Які переваги та недоліки супутникового зв'язку?
19. Як реалізується передавання інформації в оптичному діапазоні і чому цей зв'язок є перспективним?

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Тугевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Передача дискретной информации и телеграфия / под ред. Гурова В.С. - М.: Связь, 1985.
4. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

3 Електричні сигнали

Для передавання інформації потрібен *переносник*, який здатний розповсюджуватися лінією зв'язку або радіоканалом і може змінюватися під впливом зовнішніх факторів. Ці переносники і є сигналами.

3.1 Види сигналів

Сигнали бувають *випадкові* та *детерміновані*, *неперервні* та *дискретні*, *періодичні* та *неперіодичні*.

Детермінованість – властивість, яка означає визначеність, однозначність результату описуваного процесу при заданих початкових даних.

Наведена класифікація до певної міри умовна, оскільки сигнал може бути неперервним лише на певному кінцевому інтервалі часу. Детерміновані сигнали можна розглядати в ідеалізованому вигляді, оскільки у реальних лініях зв'язку на детермінований сигнал накладаються завади, які мають випадковий характер. Це саме стосується і періодичності сигналів. Але з урахуванням певних обмежень, сигнали можна розглядати у відповідності із наведеною класифікацією.

Періодичний сигнал будь-якої форми може бути поданий у вигляді суми гармонічних коливань. До цієї суми можуть входити парні та непарні гармоніки, а амплітуди та початкові фази приймають конкретні значення в залежності від форми сигналу.

$$S(t) = \frac{S_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} S_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k), \quad (3.1)$$

причому значення амплітуд S_k та фаз φ_k гармонік обчислюються за формулою:

$$S_k e^{j\varphi_k} = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) e^{-jk\omega_1 t} dt. \quad (3.2)$$

Вираз (3.1) називають *рядом Фур'є*. Якщо використати формулу Ейлера:

$$\cos(k\omega_1 t + \varphi_k) = \frac{e^{j(k\omega_1 t + \varphi_k)} + e^{-j(k\omega_1 t + \varphi_k)}}{2}, \quad (3.3)$$

то ряд Фур'є можна записати у комплексному вигляді:

$$S(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k e^{jk\omega_1 t}. \quad (3.4)$$

Формули (3.2) та (3.4) називаються *парою перетворень Фур'є*.

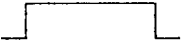


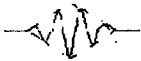


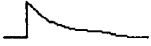
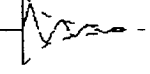

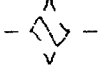


Для дискретних систем передавання інформації найбільш часто зустрічаються імпульси, форма яких наведена у таблиці 3.2. У техніці передавання інформації *імпульсом* називають короткочасний вплив відповідної енергії на схему чи пристрій. Таким чином, імпульси бувають електричні або оптичні, за формою їх розподіляють на відео- та радіоімпульси.

Нехай сигнал у формулі (3.1) складається з однієї гармоніки:

$$S(t) = S \cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.5)$$

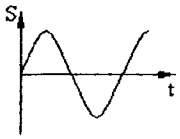
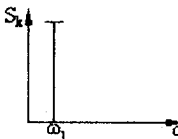
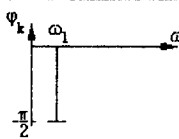
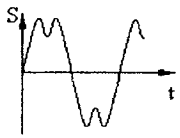
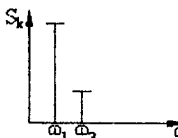
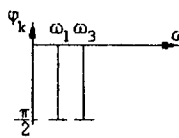
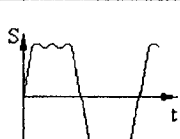
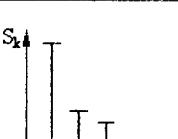
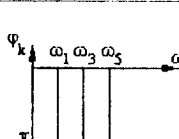
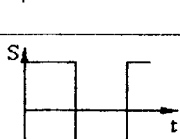
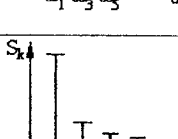
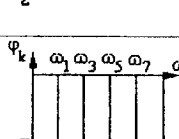
Тоді характеристики сигналу можна зобразити у вигляді, поданому у таблиці 3.2. Аналогічно можна подати характеристики інших коливань, що вміщують в собі дві, три та безкінечну кількість непарних гармонік. Діаграми розподілення амплітуд та фаз за частотою гармонік називаються відповідно *спектром амплітуд* та *спектром фаз*.

Таблиця 3.1 - Найпоширеніші форми імпульсів

Вид	Відеоімпульс	Радіоімпульс
Прямокутний		
Трикутний		
Косинусоїдний		
Експоненціальний		
Дзвоноподібний		
Трапецієдальний		

Для порівняння потужності сигналів, що передаються системою електрозв'язку, користуються логарифмічними одиницями - *децибелами* (дБ):

Таблиця 3.2 - Спектральні характеристики сигналів

Аналітичний вираз	Зображення	Спектр амплітуд	Спектр фаз
$S(t) = S \cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right)$			
$S(t) = S \cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{S}{3} \cos\left(\omega_3 t - \frac{\pi}{2}\right)$			
$S(t) = S \cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{S}{3} \cos\left(\omega_3 t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{S}{5} \cos\left(\omega_5 t - \frac{\pi}{2}\right)$			
$S(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{S}{k} \times \cos\left(k\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right)$			

$$P = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_2}{P_1}\right), \quad (3.6)$$

де P_1 та P_2 - потужності двох сигналів.

Якщо брати у вигляді P_1 якийсь зразковий рівень, тобто проводити порівняння рівня сигналу відносно базового, то рівняння (3.6) набуває вигляду:

$$P = 10 \cdot \lg \left(\frac{P}{P_0} \right). \quad (3.7)$$

За базовий рівень приймається потужність 1 мВт, що розсіюється на опорі 600 Ом. Ті значення, що одержують відносно цього рівня, називають *децибел-міліватом* (дБм).

Динамічний діапазон сигналу визначається:

$$D_c = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right), \quad (3.8)$$

де P_{\max} та P_{\min} - відповідно максимальне та мінімальне значення миттєвої потужності.

Цей параметр також визначають за амплітудами сигналів:

$$D_c = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}} \right), \quad (3.9)$$

де U_{\max} та U_{\min} - відповідно максимальне та мінімальне значення амплітуд сигналу.

Пік-фактором сигналу називають відношення його максимальної потужності до середньої у логарифмічних одиницях.

$$Q = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{\text{сеп}}} \right). \quad (3.10)$$

У таблиці 3.3 наведені деякі параметри сигналів, що використовуються для передавання інформації різними каналами зв'язку.

Таблиця 3.3 - Параметри сигналів

Назва	Смуга частот, Гц	P_{\min} , мкВт	$P_{\text{сер}}$, мкВт	P_{\max} , мкВт	D_c , дБ	Q , дБ	$P_{\text{пmax}}$, мкВт	v , біт/с
Телефонний (мовний)	300 ... 3400	0,22	32	2200	40	18,5	0,178 мкВт	8000
Звукового мовлення	300...15000		923	8000	65		4000 пВт	180000
Факсимільний	0 ... 732 0 ... 1100 0 ... 1465				25	4,5		штрих - 2930 напівтонов - 11700
Телевізійний	$50 \dots 6 \cdot 10^6$				40	4,8		$80 \cdot 10^6$
Телеграфний	50, 100, 150, 600, 1200, 2400							3000

3.2 Перетворення неперервних сигналів на дискретні

Передавання повідомлень здійснюється неперервними та дискретними сигналами. Неперервні сигнали являють собою неперервні функції часу з безмежною кількістю проміжних точок.

Дискретне повідомлення має кінцеву кількість значень. Передавання та зберігання дискретних повідомлень математично відповідає передаванню та зберіганню кінцевого набору символів і може бути зведене до передавання та зберігання послідовності чисел.

Пізніше буде показано, що для передавання неперервних повідомлень без похибки потрібен канал зв'язку з безкінцевою пропускну здатністю. На практиці завжди передавання повідомлень здійснюється з обмеженими спектром частот та точністю, оскільки всі канали мають обмежену пропускну здатність.

Якщо неперервне повідомлення має обмежений спектр частот, то воно завжди може бути передано своїми значеннями в окремі моменти часу, тобто перетворене на дискретне за часом, що складається з послідовного у часі ряду значень.

Можливість такої заміни вперше була обґрунтована в 1933 році В.А. Котельниковим та сформульована у вигляді теореми: «Якщо функція $x(t)$ не вміщує в собі частот, вищих за f_{\max} , то вона повністю визначається своїми миттєвими значеннями у моменти часу, що лежать у віддаленні один від одного на $\frac{1}{2f_{\max}}$ ». В деякій літературі її називають ще *теоремою відліків*.

Нехай сигнал, що описується неперервною функцією часу $x(t)$, має обмежений спектр, є кусково-неперервним і має обмежену кількість екстремумів (задовольняє умовам Діріхле), тобто перетворення Фур'є:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (3.11)$$

задовольняє умові:

$$S(j\omega) = 0, \text{ якщо } |\omega| > \omega_{\max}$$

Визначаючи сигнал інтегралом Фур'є, інтегрування можна окреслити значеннями $-\omega_{\max}$ та ω_{\max} , тобто:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} S(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (3.12)$$

Розглянувши спектральну функцію (3.11) як функцію частоти, період якої дорівнює $2\omega_{\max}$, можна розкласти цю функцію в ряд Фур'є на інтервалі $[-\omega_{\max}, \omega_{\max}]$:

$$S(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot e^{\frac{j k \omega}{\omega_{\max}}} \quad (3.13)$$

де коефіцієнти розкладення:

$$C_k = \frac{1}{2\omega_m} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) \cdot e^{-\frac{j\pi\omega}{\omega_m}} d\omega \quad (3.14)$$

Порівнюючи вирази (3.14) та (3.12), можна помітити, що вони співпадають до постійного множника $\Delta t = \frac{\pi}{\omega_{\max}}$, якщо прийняти $t = -k\Delta t$. Тоді:

$$C_k = \frac{\pi}{\omega_{\max}} x(-k\Delta t) \quad (3.15)$$

Підставивши (3.15) до (3.13), можна одержати:

$$S(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_{\max}} \cdot x(-k\Delta t) \cdot e^{\frac{j\pi k\omega}{\omega_{\max}}} \quad (3.16)$$

Підставивши тепер (3.16) у (3.12):

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} e^{j\omega t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\pi}{\omega_{\max}} \cdot x(-k\Delta t) \cdot e^{\frac{j\pi k\omega}{\omega_{\max}}} d\omega = \frac{1}{2\omega_{\max}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega \quad (3.17)$$

Зміна знаку k може бути здійснена тому, що додавання функції здійснюється за всіма негативними і позитивними значеннями k . Після обчислення інтегралу:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega = \frac{2 \sin \omega(t-k\Delta t)}{t-k\Delta t} \quad (3.18)$$

функція $x(t)$ має вигляд:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \frac{\sin \omega_{\max}(t-k\Delta t)}{\omega_{\max}(t-k\Delta t)} \quad (3.19)$$

Інтерполяційний ряд (3.19) має назву *ряду Котельнікова*. Цей вираз показує, що неперервна функція $x(t)$ з обмеженим спектром може бути точно представлена відліками функції $x(kt)$, що взяті через рівні інтервали:

$$\Delta t_{\max} = \frac{1}{2f_{\max}} = \frac{\pi}{\omega_{\max}} \quad (3.20)$$

З виразу (3.19) зрозуміло, що функція $x(t)$ є сумою множників, один з яких - *вибірка функції*, а інший - *функція відліків*:

$$\varphi(t) = \frac{\sin \omega_{\max}(t - k\Delta t)}{\omega_{\max}(t - k\Delta t)}. \quad (3.21)$$

Функція відліків $\frac{\sin x}{x}$ (3.21) має певні властивості:

- ⊗ сягає максимуму (одиниці) в моменти часу $t = k\Delta t$,
- ⊗ дорівнює нулю в моменти часу $t = (k + n)\Delta t$, де n - будь-яке ціле число,
- ⊗ ортогональна на безкінцевому інтервалі часу.

Фізичний сенс перетворень полягає в тому, що кожен член ряду (3.19) являє собою відгук ідеального фільтра нижніх частот з граничною частотою зрізу f_{\max} на дуже короткий імпульс, що виникає в момент часу $k\Delta t$, і має площину, яка дорівнює миттєвому значенню функції $x(t)$.

Цікавою властивістю ряду є те, що його значення в момент часу $k\Delta t$ визначається тільки k -тим членом ряду, тому що інші члени ряду в цей час обертаються на нуль.

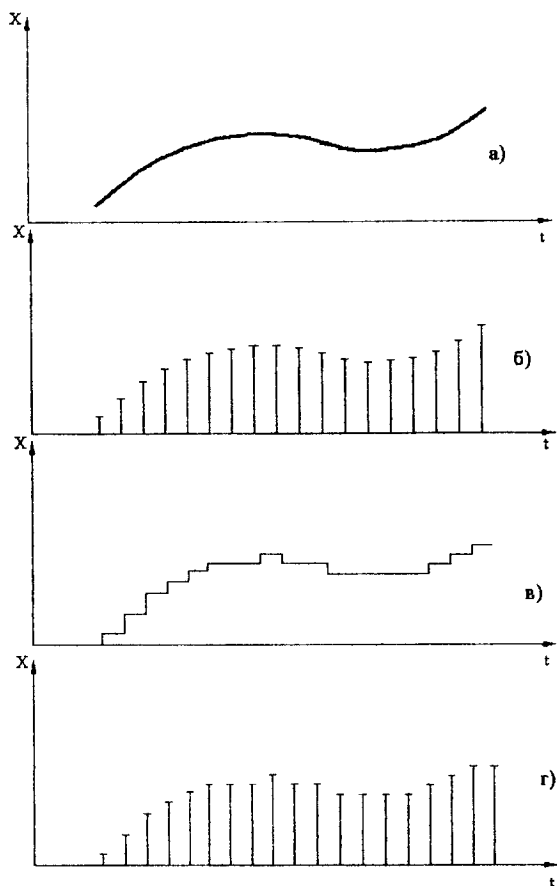
Таким чином, неперервне повідомлення зводиться до сигналу у вигляді послідовності імпульсів, амплітуда яких дорівнює значенню початкової функції, що перетворюється на дискретні в інтервали часу $k\Delta t$, а інтервали між імпульсами складають $\Delta t = \frac{1}{2f_{\max}}$. Для перетворення дискретної функції на неперервну необхідно включити ідеальний фільтр нижніх частот з частотою зрізу f_{\max} .

Описуваний процес перетворення неперервного повідомлення на дискретне за часом має назву *дискретизації за часом*.

Процес перетворення неперервної функції на дискретну за рівнем носить назву *квантування* і полягає в тому, що у діапазоні неперервних зна-

чень функції $x(t)$ вибирається кінцева кількість значень функції, розподілених, наприклад, за всім діапазоном рівномірно. У будь-який момент часу значення функції замінюється найближчим дискретним за рівнем. Функція при цьому набуває східчастого вигляду.

Крок квантування за рівнем - різниця між сусідніми дискретними значеннями функції.



- а – неперервний;
- б – дискретний за часом і неперервний за рівнем;
- в – неперервний за часом та квантований за рівнем;
- г – дискретний.

Рисунок 3.1 –
Типи сигналів

Для рівномірного квантування крок $h_{кв}$ постійний.

$$h_{кв} = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{q - 1}, \quad (3.22)$$

де q - кількість кроків квантування.

Абсолютне значення похибки квантування визначається значенням половини кроку квантування $\Delta_{кв} = h_{кв}/2$.

Таким чином, повідомлення та сигнали можуть бути чотирьох типів (рисунок 3.1) - неперервні (а), дискретні за часом та неперервні за рівнем (б), неперервні за часом та квантовані за рівнем (в), дискретні (г).

Для реальних систем використання теореми Котельнікова викликає два принципових припущення - вважається, що реальні сигнали $x(t)$ мають обмежений частотний спектр, хоча вони завжди обмежені за часом і тому мають безкінцевий спектр. В реальних системах відкидають вищі гармоніки, обмежуючись тими, на які припадає найбільша частина енергії сигналу - дискретизований реальний сигнал на приймальному боці пропускають крізь фільтри нижніх частот. При цьому він відновлюється досить приблизно, оскільки реальні фільтри не можуть точно відтворити функцію відліків (з безкінцевою тривалістю в часі і негативними значеннями самого часу). Для покращання якості фільтрів їх роблять активними зі змінними параметрами.

3.3 Ознаки посилення сигналів

Під час передавання сигналам надаються певні ознаки, які несуть інформацію (поляриність, частота, фаза тощо). Для надання цих ознак при-

значені шифратори. Дешифратори ознак посилань потрібні для розрізнення ознак отриманих сигналів.

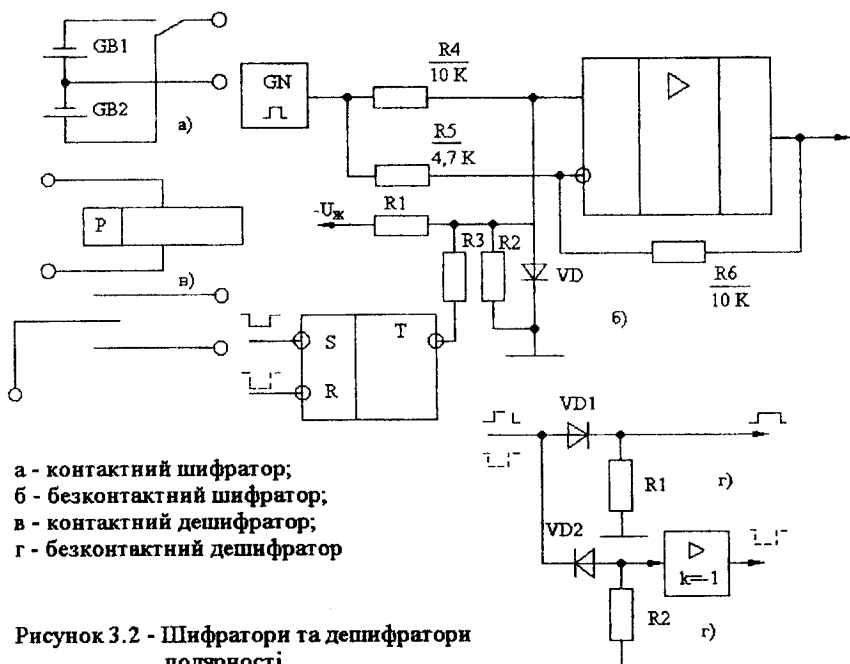


Рисунок 3.2 - Шифратори та дешифратори полярності

Найбільш простим шифратором *полярності* може служити схема, наведена на рисунку 3.2.а. Полярність сигналу змінюється в залежності від положення ключа *SB*. Замість ключа можна використати реле.

Безконтактний шифратор (рисунок 3.2.б) побудований таким чином, що операційний підсилювач інвертує вхідний сигнал або пропускає його без зміни в залежності від того, відкритий чи закритий діод *VD*. За допомогою подільника *R1 - R2* діод закрито невеликою напругою, амплітуда якої знаходиться між логічними рівнями «нуль» та «одиниці» тригера. Якщо передається нуль, то тригер перекидається на стан логічного «нуль», на його

інверсному виході формується рівень логічної «одиниці», діод відкривається і сигнал генератора інвертується. Якщо передається одиниця, то рівень логічного «нуля» на виході тригера закриває діод і сигнал генератора не інвертується.

Дешифраторами полярності можуть бути будь-які поляризовані реле. В залежності від полярності замикаються відповідні контакти і комутуються різні ланцюги.

У безконтактному дешифраторі в залежності від сигналу відкривається той чи інший діод і імпульс формується на виході відповідного ланцюга.

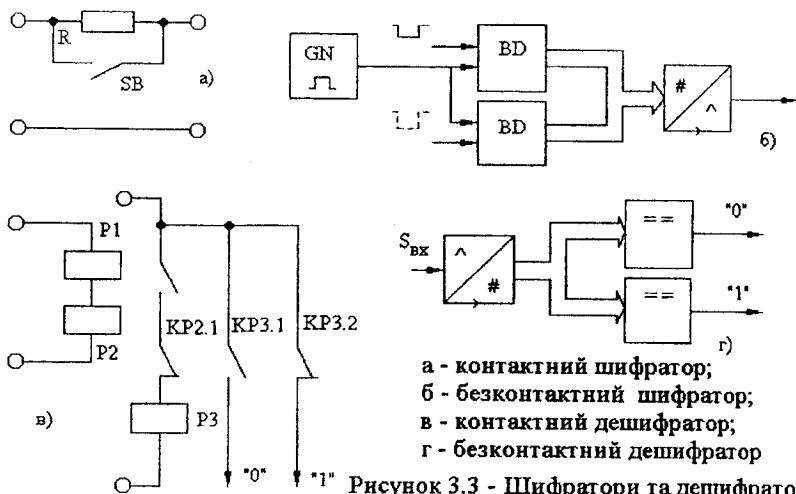


Рисунок 3.3 - Шифратори та дешифратори амплітуди

Схеми шифраторів *амплітуди* подані на рисунку 3.3.а та 3.3.б. Природно що амплітуда струму на виході контактного шифратора залежить від положення перемикача SB . Якщо він незамкнений, до ланцюга вводиться додатковий резистор R і амплітуда струму зменшується. Функцію перемикача може виконувати контакт реле.

Безконтактний шифратор побудований таким чином, що в залежності від того, на вхід «Вибирання кристалу» якого шинного формувача буде подано рівень логічного «нуля», той і буде підключений до цифро-аналогового перетворювача. Інформаційні входи шинних формувачів утримують жорстко задані кодові комбінації, що відповідають рівням «нуля» або «одиниці» у лінії зв'язку. Необхідна кодова комбінація подається на вхід ЦАП і перетворюється на відповідний рівень напруги.

Контактний дешифратор амплітуди побудований на базі приймальних реле з різними струмами спрацьовування. Якщо імпульс має велику амплітуду, спрацьовують обидва реле, обмотка $P3$ живлення не отримує і сигнал формується на ланцюгу 1. Якщо амплітуда сигналу мала, то спрацьовує лише реле $P1$, ланцюг живлення $P3$ замикається, його контакти спрацьовують і сигнал формується у ланцюгу 1.

У випадку безконтактного дешифратора (рисунок 3.3.в), АЦП перетворює амплітуду імпульсу на цифровий код, який потім порівнюється із завданими значеннями за допомогою цифрових компараторів. В тому ланцюгу, в якому спрацював компаратор і буде наявний сигнал.

Шифратори *тривалості* імпульсів найчастіше будуються за допомогою одновібраторів. В залежності від того, який з одновібраторів буде активізовано, до лінії зв'язку буде подано імпульс відповідної тривалості.

Дешифратор можна побудувати на засаді вимірювання тривалості імпульсу підрахунком, з використанням класичної схеми. Після цього за допомогою цифрових компараторів визначається належність до логічного «нуля» або «одиниці».

Шифратори та дешифратори *частоти* будуються аналогічно попереднім засобам. В залежності від того на який з логічних елементів подано рівень логічної «одиниці», до лінії зв'язку подається сигнал належної частоти з відповідного генератора.

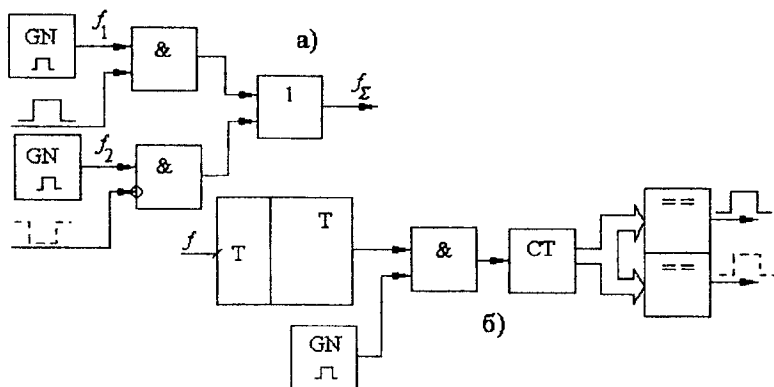


Рисунок 3.4 – Шифратор (а) та дешифратор (б) частоти

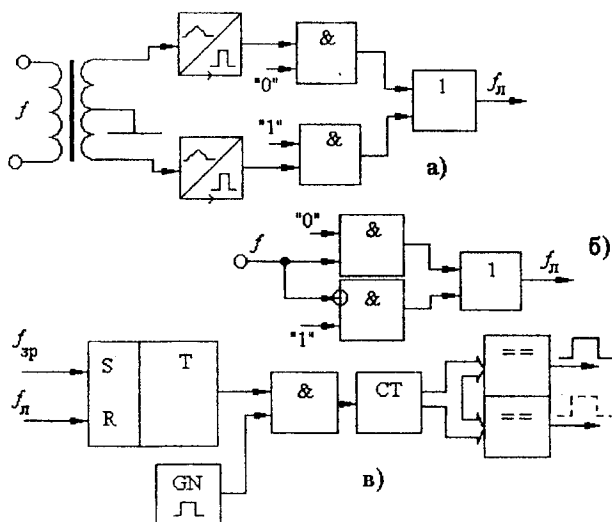


Рисунок 3.5 – Трансформаторний (а), безтрансформаторний (б) шифратори та дешифратор (в) фази

Для дешифрування використовується типова схема вимірювання періоду імпульсів. Тригер у лічильному режимі дозволяє виділити період імпульсів, що має бути виміряний. Отриманий результат порівнюється із встановленими значеннями і відповідно до результату на відповідному виході формується сигнал.

Найбільш простим засобом, що може бути використаний для перетворення *фази* імпульсного сигналу, є трансформатор з виведеною середньою точкою. Зрозуміло, що фази сигналів в цьому випадку протилежні. У випадку сигналу меандру (тривалості імпульсів і пауз однакові), можна реалізувати цю схему за допомогою інвертора.

Дешифратор будується за класичною схемою вимірювання зсуву фаз.

Питання для самоконтролю

1. Що таке сигнал? Що таке імпульс?
2. Які бувають сигнали? Які розрізняють імпульси?
3. Що таке гармоніка, спектр амплітуд, спектр фаз?
4. Як визначається децибел та децибел-міліват?
5. Що таке динамічний діапазон сигналу та пік-фактор?
6. В чому полягає різниця між неперервними та дискретними повідомленнями?
7. В чому полягає теорема Котельнікова (теорема відліків)?
8. Що являє собою ряд Котельнікова, вибірка функції та функція відліків?
9. Які властивості функції відліків?
10. Які є типи повідомлень та сигналів?
11. В чому різниця між квантуванням та дискретизацією?

12. Якою повинна бути частота дискретизації під час перетворення неперервного повідомлення на дискретне?
13. В чому полягає різниця між ідеальними та реальними системами? Якими шляхами можна покращити реальні системи?
14. Що таке ознаки посилення сигналів?
15. Як будуються шифратори та дешифратори?

Вправи та завдання

1. Визначити частоту дискретизації для оцифрування сигналу звукового мовлення.

Розв'язок

У відповідності з теоремою Котельнікова частота дискретизації повинна бути удвічі більшою ніж максимальна частота сигналу:

$$f_{\delta} = 2f_{\max}$$

$$f_{\delta} = 2 \cdot 15000 = 30000 \text{ (Гц)}$$

2. Реєстрація потужності сигналу дала ряд значень: 3.4; 3.5; 3.6; 3.5; 3.4; 3.3; 3.2; 3.3; 3.4; 3.5; 3.6; 3.4; ... Вт. Визначити основні параметри сигналу.

Розв'язок

Аналіз ряду зареєстрованих значень показує, що вони змінюються за гармонічним законом, причому $P_{\max} = 3.6$ Вт, $P_{\min} = 3.2$ Вт, $P_{\text{сеп}} = 3.4$ Вт. Тоді динамічний діапазон і пік-фактор сигналу відповідно складають:

$$D_c = 10 \cdot \lg\left(\frac{3.6}{3.2}\right) = 0.511$$

$$Q = 10 \cdot \lg\left(\frac{3.6}{3.4}\right) = 0.24$$

3. Визначити параметри АЦП для перетворення мовного телефонного сигналу за законом імпульсно-кодової модуляції із ущільненням чотирьох каналів. Структура сигналу ІКМ являє собою вісім двійкових розрядів, старший з яких визначає полярність сигналу.

Розв'язок

Мовний телефонний сигнал змінюється в діапазоні частот 300 – 3400 Гц. Згідно з теоремою Котельнікова період дискретизації становить:

$$T_d = \frac{1}{2 \cdot 3400} = 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ (с)}$$

Виходячи з умови ущільнення каналів період дискретизації зменшиться в чотири рази:

$$T'_d = \frac{1,5 \cdot 10^{-4}}{4} = 3,75 \cdot 10^{-5} \text{ (с)}$$

Таким чином аналого-цифровий перетворювач повинен мати не менше восьми двійкових розрядів, час перетворення не більше 37 мкс і працювати в біполярному режимі.

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Тутевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. - К.: Выща школа, 1976.
4. Хемминг Р.В. Теория кодирования и теория информации. - М.: Радио и связь, 1983.
5. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання аналогової та дискретної інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

4 Використання теорії інформації у техніці передавання

Є дві основних форми існування інформації - *статична* (у вигляді записів на папері, стрічці, диску, фотопапері тощо) та *динамічна* - під час її передавання. Потрібно зауважити, що процес фізичного перевезення чи пересування носія інформації (листа, магнітної стрічки, диска, касети тощо) не відноситься до динамічної форми існування інформації. Якщо дані передаються каналом зв'язку, то у кожній точці каналу під час передавання процес змінюється в часі і так само змінюється вплив зовнішніх факторів на сигнали, що несуть в собі інформацію. При фізичному перевезенні цього не відбувається, хоча дані, що зафіксовані на носію, теж підпадають під вплив зовнішніх факторів і можуть руйнуватися з часом. Таким чином, статичною цю форму можна назвати відносно. Більш точне визначення - квазістатична.

Інформація, що зберігається на носію, може зчитуватись, передаватись, знов записуватись, тобто вона може багаторазово переходити з однієї форми існування до іншої.

Основна проблема - передавання інформації з найменшими втратами. При цьому необхідно оцінювати інформацію кількісно.

4.1 Інформація та її характеристики

Перша спроба ввести науково обгрунтовану міру інформації була зроблена в 1927 році Р. Хартлі (Англія). Він запропонував та обгрунтував кількісну міру, яка дозволяє порівнювати спроможність різних систем пе-

редавати інформацію. Ця міра підходить і для систем зберігання інформації, тому вона є відправною точкою для створення теорії інформації.

Природною вимогою, що пред'являється до інформаційної міри є вимога адитивності, тобто кількість інформації, що може бути збережена у двох однакових комірках повинна бути удвічі більшою за ту, що зберігається в одній з них.

Якщо одна комірка для зберігання інформації має m можливих станів, то дві таких комірки будуть мати m^2 можливих станів, а n однакових комірок - m^n можливих станів. Це саме стосується і кількості можливих повідомлень. Якщо символ може прийняти значення «0» або «1», то з одного символу можуть бути одержані 2 повідомлення, з двох символів - 4, з трьох - 8 тощо. Таким чином кількість можливих повідомлень визначається кількістю символів, що входять до слова n та кількістю можливих станів символу m : m^n . Тому Р. Хартлі ввів логарифмічну міру інформаційної ємності:

$$C = \log m . \quad (4.1)$$

Така міра задовольняє вимозі адитивності. Ємність засобу, що складається з n комірок і має m^n станів, дорівнює ємності однієї комірки, помноженої на їх кількість:

$$C = \log(m^n) = n \cdot \log m . \quad (4.2)$$

За одиницю вимірювання інформаційної ємності вибрана двійкова одиниця - *bit* (binary digit - двійковий знак), що дорівнює ємності однієї комірки з двома можливими станами. Інформаційна ємність C у двійкових одиницях в загальному випадку визначається як

$$C = k_a \cdot \log_2 m , \quad (4.3)$$

де k_a - коефіцієнт, що залежить від основи логарифму a .

При використанні для зберігання інформації десяткових комірок більш зручно користуватись десятковими логарифмами. В цьому випадку

$$K_{10} = \log_2 10 \approx 3,32 ,$$

тобто одна десяткова комірка за інформаційною ємністю дорівнює 3,22 двійковим. Одиниця вимірювання кількості інформації в цьому випадку - *dim*.

Якщо від джерела інформації каналом зв'язку передається повідомлення про подію, апіорна імовірність якої на передавальному боці дорівнювала p_1 , то після приймання повідомлення апостеріорна імовірність цієї події для приймача інформації дорівнює p_2 . Збільшення кількості інформації з урахуванням логарифмічної міри складає

$$\Delta I = \log \left(\frac{p_2}{p_1} \right) = \log p_2 - \log p_1 . \quad (4.4)$$

Для ідеального каналу зв'язку (без завад та спотворень) приймання інформації є вірогідною подією, тобто імовірність p_2 перетворюється на одиницю:

$$\Delta I_i = -\log p_1 . \quad (4.5)$$

Чим меншою буде імовірність p_1 , тим більшою буде невизначеність результату, тобто тим більша кількість інформації вміщується у прийнятому повідомленні.

Значення p_1 знаходиться у межах $0 < p_1 < 1$, тобто ΔI завжди позитивна величина.

Якщо припустити, що може передаватися n_a символів S_a , що відповідають події А, n_b символів S_b , що відповідають події В тощо, а всього m різних символів. Символи S_a, S_b тощо являють собою алфавіт з різних m символів. Сума усіх символів q складає:

$$q = n_a + n_b + \dots \quad (4.6)$$

Згідно (4.5) приймання символу S_a дає кількість інформації:

$$\Delta I = -\log p_a, \quad (4.7)$$

де p_a - імовірність події А.

Тоді у n_a символах міститься кількість інформації $n_a(-\log p_a)$. Загальна кількість інформації складає:

$$I_q = (-n_a \cdot \log p_a - n_b \cdot \log p_b - \dots) = -\sum_{i=1}^m n_i \cdot \log p_i \quad (4.8)$$

Вираз для визначення середньої кількості інформації, що припадає на один символ, можна отримати, розділивши (4.8) на q :

$$I_1 = -\sum_{i=1}^m \frac{n_i}{q} \cdot \log p_i \quad (4.9)$$

У (4.9) відношення $\frac{n_i}{q}$ (при $i = a$) є априорною імовірністю появи символу

S_a для великих значень n_i та q , $\frac{n_b}{q}$ - імовірність символу S_b тощо. Тоді:

$$\lim_{q \rightarrow \infty} \left(\frac{n_i}{q} \right) = p_i . \quad (4.10)$$

В такому разі сума імовірностей:

$$p_a + p_b + \dots = 1, \quad (4.11)$$

оскільки одна з усіх m подій A, B, \dots відбувається обов'язково (повна імовірність подій).

Таким чином, можна отримати вираз для середньої кількості інформації на один символ:

$$I_1 = - \sum_{i=1}^m p_i \cdot \log p_i , \quad (4.13)$$

де p_i - імовірність i -того символу.

Формула (4.10) виражає теорему К. Шеннона, згідно якої, середня кількість інформації, що припадає на один символ, отримала назву *ентропії* H і визначається з формули:

$$H = - \sum_{i=1}^m p_i \cdot \log p_i . \quad (4.14)$$

Ентропія являє собою логарифмічну міру безладдя стану джерела повідомлень і характеризує середню ступінь невизначеності стану цього джерела. Отримання інформації - процес розкриття невизначеності.

В інформаційних системах невизначеність знижується за рахунок прийнятої інформації, тому чисельно ентропія H дорівнює кількості інформації I , тобто є кількісною мірою інформації.

Якщо усі m різних станів джерела рівноімовірні, то ентропія максимальна:

$$H_{\max} = -\sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \cdot \log \frac{1}{m} = \log m \quad (4.15)$$

В цьому окремому випадку кількісна міра Шеннона співпадає з мірою Хартлі. Якщо повідомлення нерівноімовірні, то середня кількість інформації, що вміщується в одному повідомленні, буде меншою.

При використанні двійкової системи з рівними імовірностями виникнення «0» та «1», згідно із формулою Шеннона:

$$H = -0,5 \cdot \log_2 0,5 - 0,5 \cdot \log_2 0,5 = 1$$

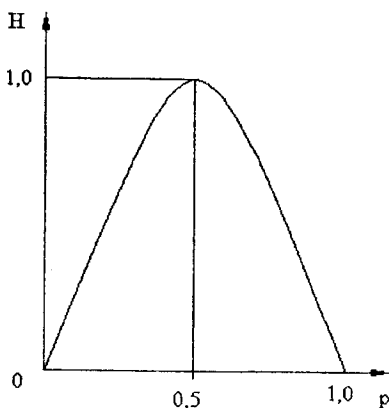


Рисунок 4.1 – Ентропія H для двох можливих станів з імовірностями p_1 та $(1 - p_1)$

Ентропія, а разом з нею і кількість інформації, дорівнюють нулю у випадках, коли $p_1 = 0$, або $p_1 = 1$. Графік ентропії наведено на рисунку 4.1.

4.2 Передавання інформації без завад

Ємність каналу - гранична швидкість передавання інформації цим каналом:

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{\log q}{T} \right), \quad (4.16)$$

де q - кількість елементарних інформативних повідомлень, що передається за час T .

Якщо сигнали передаються зі швидкістю S імпульсів за секунду, тобто

$$S = \frac{1}{\tau}, \quad (4.17)$$

де τ - час передавання одного імпульсу;

то за час T можна передати n імпульсів:

$$n = \frac{T}{\tau} = ST. \quad (4.18)$$

Для двійкового каналу, що пропускає лише елементарні сигнали «0» та «1», максимальна кількість комбінацій елементарних сигналів, яка може бути передана за час T , складає

$$q = 2^n = 2^{ST}. \quad (4.19)$$

Тоді ємність бінарного каналу зв'язку визначається:

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{\log_2 q}{T} \right) = \frac{\log_2 2^{ST}}{T} = S, \quad (4.20)$$

тобто, чим меншою буде тривалість імпульсу $\tau = 1/S$, тим більшою буде ємність каналу C . Для недвійкового каналу:

$$q = m^{ST}, \quad (4.21)$$

де m - кількість символів у алфавіті;

і ємність каналу

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{\log q}{T} \right) = \frac{\log(m^{ST})}{T} = S \cdot \log m. \quad (4.22)$$

Ємність каналу зв'язку C може бути виражена у бітах на символ. Якщо до входу каналу підключене джерело повідомлень з ентропією на символ, що дорівнює ємності каналу зв'язку, то джерело інформаційно узгоджене з каналом. Якщо ентропія джерела менша ніж ємність каналу, то ємність каналу використовується не повністю (канал інформаційно недовантажений).

Узгодження джерела з каналом є досить складною справою і реалізується за допомогою статистичного кодування. К. Шеннон показав, що інформаційне узгодження, яке досягається статистичним кодуванням, аналогічне енергетичному узгодженню внутрішнього опору електричного генератора з навантаженням за допомогою трансформатора для передавання від генератора максимальної потужності. Тут мається на увазі узгодження джерела з каналом зв'язку за допомогою кодувального пристрою з метою максимального використання ємності каналу.

У своїй фундаментальній праці К. Шеннон навів приклад. Нехай бінарним каналом ємністю 1 біт/символ передається послідовність символів):

00100000001100000000000000000 .

Ентропія цієї послідовності складає:

$$P = -0,1 \cdot \log 0,1 - 0,9 \cdot \log 0,9 \approx 0,5 \text{ (біт/символ)} .$$

Таким чином ємність каналу удвічі більша за ентропію, тобто канал не узгоджений із джерелом. Статистичне кодування дозволяє збільшити ентропію, скоротивши довжину повідомлення. Оскільки при цьому збільшується ентропія, то збільшується і питома інформаційна вага повідомлення (співвідношення “кількість інформації/символ”). Послідовність символів розбивається на групи з трьох елементів. Після цього можна підрахувати імовірність можливих сполучень. Групам з великою імовірністю присвоюються короткі комбінації нерівномірного двійкового коду без розподільних знаків. У таблиці 4.1 наведені можливі групи послідовностей з трьох елементів, їх імовірності та присвоєний їм код. Нова послідовність кодів буде мати вигляд:

1100011110000000 .

Сформована послідовність складається з 16 елементів і її ентропія близька до 1 біт/символ. Сформована кодова послідовність може бути на приймальному боці декодована однозначно. Але вказаний принцип кодування має цілий ряд недоліків:

- ⇒ вимагає певної інформації про те, які повідомлення будуть передані;
- ⇒ викликає досить великі затримки в режимі реального часу;

☞ може погіршувати заводо захищеність системи.

Таблиця 4.1 - Статистичне кодування

Код	Імовірність	Присвоєне значення
000	$0,9^3 = 0,729$	0
001	$0,9^2 \cdot 0,1 = 0,081$	110
010	$0,9^2 \cdot 0,1 = 0,081$	101
100	$0,9^2 \cdot 0,1 = 0,081$	011
110	$0,9 \cdot 0,1^2 = 0,009$	11100
101	$0,9 \cdot 0,1^2 = 0,009$	11101
011	$0,9 \cdot 0,1^2 = 0,009$	11110
111	$0,1^3 = 0,001$	11111

4.3 Передавання інформації із завадами

Завади або шуми у каналі зв'язку суттєво ускладнюють передавання інформації. На приймальному боці немає впевненості, що той чи інший елемент повідомлення прийняті у тому вигляді, в якому вони були передані. Тому під час передавання каналом із завадами виникають дві проблеми:

- ☛ підвищення ефективності передавання;
- ☛ підвищення вірогідності (заводо захищеності) передавання.

Ці проблеми до певної міри протилежні.

Якщо за рахунок впливу шуму був прийнятий елемент повідомлення j , в той час, як був переданий елемент i , то збільшення інформації можна визначити:

$$\Delta I_{ij} = \log \frac{1}{p_i} - \log \frac{1}{p_j(i)} = \log \frac{p_j(i)}{p_i}, \quad (4.23)$$

де p_i - апіорна імовірність передавання елемента i ;

$p_j(i)$ - умовна імовірність приймання елемента j в той час, як був переданий елемент i .

Якщо шуми досить великі ($p_j(i) = p_i, \Delta I = \log 1 = 0$), повідомлення, що приймається, не вміщує інформації і приймання його не змінює початкових знань. За умови відсутності шуму: $p_j(i) = 1$, якщо $i = j$, або $p_j(i) = 0$, якщо $j \neq i$. В цьому випадку:

$$\Delta I = \log \frac{1}{p_i} = -\log p_i. \quad (4.24)$$

Пропускна здатність каналу з шумами (у двійкових одиницях на символ) дорівнює середньому за всіма i та j значенню приросту інформації:

$$R_c = \sum_{j,i} p_i \cdot p_j(i) \cdot \Delta I_{ij} = H_i - H_j(i) = H_j - H_i(j), \quad (4.25)$$

де $H_i = -\sum_i p_i \cdot \log p_i$ - ентропія джерела;

$H_j = -\sum_j p_j \cdot \log p_j$ - ентропія повідомлень на приймальному боці;

$$\left. \begin{aligned} H_i(j) &= \sum_{i,j} p_i \cdot p_j(i) \cdot \log p_j(i) \\ H_j(i) &= \sum_{i,j} p_j \cdot p_j(i) \cdot \log p_j(i) \end{aligned} \right\} \text{ - умовні ентропії.}$$

Для каналу з шумами швидкість передавання інформації (у бітах за секунду):

$$v = SR_c, \quad (4.26)$$

де S - кількість символів, що передаються за секунду.

$$R_c = H_i - H_j(i). \quad (4.27)$$

Тоді:

$$v = S \cdot (H_i - H_j(i)). \quad (4.28)$$

Якщо швидкість передавання інформації каналу складає 1000 біт/с, а дія завад викликає помилку у 1% символів, то за умови, що імовірності передавання «0» та «1» однакові, ентропія є максимальною $H = 1$ (біт/символ). Імовірність того, що під час передавання «0» приймається «1» складає $p_1(0) = 0,01$. Відповідно до цього інші умовні імовірності будуть $p_0(0) = 0,99$; $p_0(1) = 0,01$; $p_1(1) = 0,99$. Розраховані ентропії складають: $H_i = 1$, $H_j(j) = H_j(i) = 0,081$. Згідно до (4.28) швидкість передавання інформації каналом із шумами:

$$v = 1000 \cdot (1 - 0,081) = 919 \text{ (біт/с)}.$$

Таким чином швидкість передавання інформації під впливом шуму зменшується більш різко ніж кількість правильно переданих символів. На рисунку 4.2 наведений графік залежності ємності бінарного каналу з шумами від імовірності спотворення елементів.

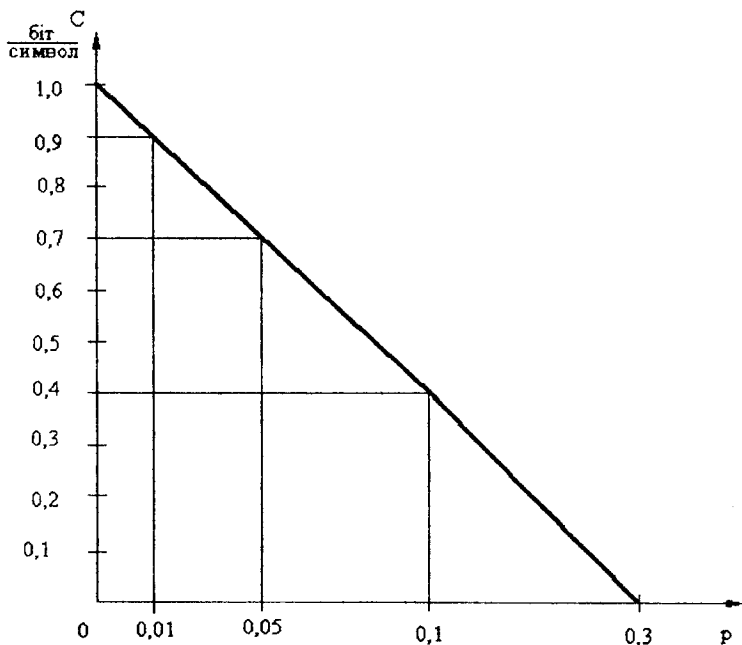


Рисунок 4.2 – Залежність ємності бінарного каналу від імовірності спотворення сигналів

К. Шеннон доказав, що якщо ентропія джерела інформації не перевищує пропускну здатність каналу, тобто $H \leq C$, то існує код, який забезпечує передавання інформації каналом із шумами з якою завгодно малою частотою помилок, або з якою завгодно малою невірогідністю. При $H > C$ такого коду не існує, тобто передавання без помилок неможливе. К. Шеннон визначив також максимальну швидкість передавання інформації:

$$v_k = f_m \cdot \log \left(1 + \frac{P_c}{P_m} \right), \quad (4.29)$$

де f_m - смуга частот каналу;

P_c - середня потужність сигналу;

P_w - середня потужність білого шуму.

Таким чином, можна передавати інформацію, якщо швидкість передавання інформації не перевищує максимальної швидкості каналу. Для випадку, коли $P_c \gg P_w$, у формулі (4.29) одиницею можна зневажити:

$$v_{\max} = f_m \cdot \log\left(\frac{P_c}{P_w}\right). \quad (4.30)$$

Максимальна кількість інформації, яка може бути передана за час T :

$$V_{\max} = f_m \cdot T \cdot \log\left(\frac{P_c}{P_w}\right). \quad (4.31)$$

Оскільки ця величина може бути представлена у вигляді паралелепіпеда, то вона отримала назву *об'єму сигналу*. Таким чином можна змінювати окремі параметри сигналу, не змінюючи його об'єм. Якщо до виразу (4.31) підставити потенційні можливості каналу передавання (час, на який канал надається користувачу, виділена йому смуга частот і максимальну потужність сигналу, що може передаватися каналом), то параметр матиме назву *ємність каналу*. Для передавання сигналу каналом зв'язку необхідно щоб об'єм сигналу був не менший, ніж ємність каналу, тобто потрібно виконання умови:

$$V_c \leq V_k. \quad (4.32)$$

Якщо названа умова не виконується, то сигнал передати цим каналом зв'язку неможливо. Може статися, що умова (4.32) виконується, але смуга частот, на яку розрахований канал, менша за смугу частот сигналу, або час, який виділено на передавання інформації менший, ніж необхідно, тобто умова (4.32) розпадається на систему:

$$\begin{cases} f_c \leq f_k \\ T_c \leq T_k \\ h_c \leq h_k \end{cases} \quad (4.33)$$

Одним з найбільш розповсюджених способів перетворення сигналу є варіювання величинами f_c та T_c за їх незмінним добутком. Потужність сигналу, як правило, не збільшується.

Питання для самоконтролю

1. Що являють собою статична та динамічна форми існування інформації?
2. Що являють собою міри інформації за Хартлі та Шенноном?
3. Які одиниці вимірювання інформації?
4. Що таке ентропія?
5. Що таке ємність каналу передавання?
6. Що таке інформаційне узгодження джерела повідомлення з каналом зв'язку?
7. В чому полягає статистичне кодування? Його переваги та недоліки?
8. Чим визначається пропускна здатність каналу з шумами?
9. Чим визначається швидкість передавання інформації для каналу з шумами?

10. Яка максимальна швидкість передавання інформації?
11. Що таке об'єм сигналу і як він пов'язаний з ємністю каналу?

Вправи та завдання

1. Відомо, що одне з k можливих повідомлень, що передаються двійковим кодом, несе 3 біти інформації. Чому дорівнює k ?

Розв'язок

Оскільки ентропія H пов'язана з кількістю повідомлень k співвідношенням:

$$H = \log_2 k = 3, \text{ то } k = 2^3 = 8.$$

2. Чому дорівнює максимальна ентропія системи, що складається з двох елементів, кожний з яких може бути у двох станах? Чому дорівнює максимальна ентропія системи, що складається з трьох елементів, кожний з яких може бути у чотирьох станах? Чому дорівнює максимальна ентропія системи, що складається з чотирьох елементів, кожний з яких може бути у трьох станах?

Розв'язок

$$H = \log_2 2^2 = 2 \text{ (біти/символ).}$$

$$H = \log_2 4^3 = 6 \text{ (бітів/символ).}$$

$$H = \log_2 3^4 = 6,32 \text{ (біта/символ).}$$

3. Яка кількість інформації припадає на літеру алфавіту, що складається з 16, 25, 32 літер?

Розв'язок

$$I_{16} = \log_2 16 = 4 \text{ (біти)}.$$

$$I_{25} = \log_2 25 = 4,64 \text{ (біта)}.$$

$$I_{32} = \log_2 32 = 5 \text{ (бітів)}.$$

4. Алфавіт складається з літер А, В, С, D. Імовірності появи літер дорівнюють відповідно $p_A = p_B = 0,25$, $p_C = 0,34$, $p_D = 0,16$. Визначити кількість інформації на символ повідомлення, складеного з цього алфавіту.

Розв'язок

Кількість інформації на символ алфавіту є ентропія цього алфавіту. Оскільки символи нерівноімовірні, то ентропія дорівнює:

$$\begin{aligned} H &= -\sum_{i=1}^m p_i \log_2 p_i = -(0,25 \cdot \log_2 0,25 + 0,25 \cdot \log_2 0,25 + 0,34 \cdot \log_2 0,34 + 0,16 \cdot \log_2 0,16) = \\ &= 1,95 \text{ (біта/символ)} \end{aligned}$$

5. Визначити спільну ентропію повідомлень, складених з алфавіту А, В, якщо імовірності появи символів у повідомленні дорівнюють $p_A = 0,6$, $p_B = 0,4$. Умовні імовірності переходів одного символу на другий дорівнюють $p(B/A) = 0,15$, $p(A/B) = 0,1$.

Розв'язок

$$H(B/A) = -\sum_i \sum_j p(a_i) \cdot p(b_j/a_i) \cdot \log_2 p(b_j/a_i)$$

$$\begin{aligned} H(B/A) &= -(0,6 \cdot (0,85 \cdot \log_2 0,85 + 0,15 \cdot \log_2 0,15) + 0,4 \cdot (0,1 \cdot \log_2 0,1 + 0,9 \cdot \log_2 0,9)) = \\ &= 0,55 \text{ (біта/символ)} \end{aligned}$$

6. Повідомлення передаються двійковим кодом. В першому випадку імовірності появи нуля та одиниці дорівнюють відповідно $p_0 = 0,8$ та $p_1 = 0,2$. Завади в каналі відсутні, тобто умовні імовірності переходів нуля на одиницю та навпаки дорівнюють нулю. В другому випадку символи передаються з рівними імовірностями $p_0 = p_1 = 0,5$, але внаслідок дії завад умовні імовірності переходів дорівнюють $p(1/1) = 0,8$; $p(1/0) = 0,2$; $p(0/0) = 0,8$; $p(0/1) = 0,2$. Чому дорівнює ентропія повідомлень в обох випадках?

Розв'язок

$$H_1 = -\sum_{i=1}^m p_i \log_2 p_i = -(0,2 \cdot \log_2 0,2 + 0,8 \cdot \log_2 0,8) = 0,72 \text{ (біта/символ)}$$

$$H_2 = -\frac{1}{m} \sum_j p(b_j/a_i) \cdot \log_2 (b_j/a_i) = -\frac{1}{2} \cdot (0,2 \cdot \log_2 0,2 + 0,8 \cdot \log_2 0,8) = 0,36 \text{ (біта/символ)}$$

7. Канал зв'язку описується каналною матрицею:

$$p(b/a) = \begin{bmatrix} 0,98 & 0,01 & 0,01 \\ 0,1 & 0,75 & 0,15 \\ 0,2 & 0,3 & 0,5 \end{bmatrix}$$

Визначити середню кількість інформації, яка переноситься одним символом повідомлення, якщо імовірності появи символів джерела повідомлення дорівнюють: $p(a_1) = 0,7$, $p(a_2) = 0,2$, $p(a_3) = 0,1$. Чому дорівнюють інформаційні втрати при передаванні повідомлення з 400 символів алфавіту a_1 , a_2 , a_3 ? Чому дорівнює кількість прийнятої інформації?

Розв'язок

Ентропія джерела повідомлення:

$$H(A) = -\sum_{i=1}^m p_i \cdot \log_2 p_i = -(0,7 \cdot \log_2 0,7 + 0,2 \cdot \log_2 0,2 + 0,1 \cdot \log_2 0,1) = 1,16 \text{ (біта/символ)}$$

Спільна умовна ентропія:

$$H(B/A) = -\sum_i p(a_i) \sum_j p(b_j/a_i) \cdot \log_2 p(b_j/a_i) = -(0,7(0,98 \cdot \log_2 0,98 + 2 \cdot 0,01 \cdot \log_2 0,01) + 0,2(0,75 \cdot \log_2 0,75 + 0,1 \cdot \log_2 0,1 + 0,15 \cdot \log_2 0,15) + 0,1 \cdot (0,2 \cdot \log_2 0,2 + 0,3 \cdot \log_2 0,3 + 0,5 \cdot \log_2 0,5)) = 0,473 \text{ (біта/символ)}$$

Втрати у каналі зв'язку: $\Delta I = kH(B/A) = 400 \cdot 0,473 = 189,5 \text{ (біт)}$

Ентропія приймача: $H(B) = -\sum_{i=1}^m p(b_i) \cdot \log_2 p(b_i)$

$$p(b_1) = \sum_i p(a_i) \cdot p(b_1/a_i) = p(a_1) \cdot p(b_1/a_1) + p(a_2) \cdot p(b_1/a_2) + p(a_3) \cdot p(b_1/a_3) = 0,7 \cdot 0,98 + 0,2 \cdot 0,1 + 0,1 \cdot 0,2 = 0,726$$

$$p(b_2) = \sum_i p(a_i) \cdot p(b_2/a_i) = p(a_1) \cdot p(b_2/a_1) + p(a_2) \cdot p(b_2/a_2) + p(a_3) \cdot p(b_2/a_3) = 0,7 \cdot 0,01 + 0,2 \cdot 0,75 + 0,1 \cdot 0,3 = 0,187$$

$$p(b_3) = \sum_i p(a_i) \cdot p(b_3/a_i) = p(a_1) \cdot p(b_3/a_1) + p(a_2) \cdot p(b_3/a_2) + p(a_3) \cdot p(b_3/a_3) = 0,7 \cdot 0,01 + 0,2 \cdot 0,15 + 0,1 \cdot 0,5 = 0,087$$

$$p(b_1) + p(b_2) + p(b_3) = 0,726 + 0,187 + 0,087 = 1$$

$$H(B) = -(0,726 \cdot \log_2 0,726 + 0,187 \cdot \log_2 0,187 + 0,087 \cdot \log_2 0,087) = 1,094 \text{ (біт/символ)}$$

Середня кількість отриманої інформації:

$$I = k \cdot (H(B) - H(B/A)) = k \cdot H(B) - \Delta I = 400 \cdot 1,094 - 189,5 = 248,1 \text{ (біт)}$$

8. Визначити інформаційні втрати у каналі зв'язку, що описується матрицею:

$$p(a/b) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} ?$$

Розв'язок

Умовна ентропія дорівнює нулю ($1 \cdot \log_2 1 = 0$), тобто завади у каналі відсутні і інформаційні втрати дорівнюють нулю.

9. Визначити інформаційні втрати у каналі зв'язку, що описується матрицею:

$$p(a/b) = \begin{bmatrix} 0,99 & 0,01 & 0 \\ 0,01 & 0,98 & 0 \\ 0 & 0,01 & 1 \end{bmatrix},$$

якщо символи алфавіту зустрічаються у повідомленнях з рівною імовірністю?

$$\begin{aligned} \Delta I &= k \cdot H(A/B) = k \cdot \left(-\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m p(b_j/a_i) \cdot \log_2(b_j/a_i) \right) = k \cdot \left(-\frac{1}{3} (0,99 \cdot \log_2 0,99 + \right. \\ &+ 3 \cdot 0,01 \cdot \log_2 0,01 + 0,98 \cdot \log_2 0,98) \left. \right) = k \cdot 0,08 \end{aligned}$$

10. Повідомлення складаються з алфавіту a, b, c, d . Імовірності появи літер в текстах відповідно дорівнюють: $p_a = 0,2$, $p_b = 0,3$, $p_c = 0,4$, $p_d = 0,1$.
Визначити надлишковість повідомлень, складених з цього алфавіту.

Розв'язок

Для алфавіту з чотирьох літер максимальна ентропія становить:

$$H_{\max} = \log_2 m = \log_2 4 = 2 \text{ (біт/символ)}$$

Середня ентропія на символ повідомлення:

$$H = -\sum_i p_i \cdot \log_2 p_i = -(0,2 \cdot \log_2 0,2 + 0,3 \cdot \log_2 0,3 + 0,4 \cdot \log_2 0,4 + 0,1 \cdot \log_2 0,1) \approx 1,85$$

(біт/символ)

$$\text{Надлишковість повідомлень: } D = 1 - \frac{H}{H_{\max}} = 1 - \frac{1,85}{2} = 0,077$$

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Тутевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Катков Ф.А., Дидык Б.С., Стулов В.А. Телемеханика. - К.: Вища школа, 1974.
4. Хемминг Р.В. Теория кодирования и теория информации. - М.: Радио и связь, 1983.
5. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. - К.: Вища школа, 1986.

6. Шеннон К. Математическая теория связи. - В кн.: Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. - М.: Иностранная литература, 1963, с. 223-332.
7. Васюра А.С. Техніка передавання аналогової та дискретної інформації. - Вінниця: ВДТУ, 1998.
8. Цымбал В.П. Задачник по теории информации и кодированию. - К.: Вища школа, 1976.
9. Кловский Д.Д., Шилкин В.А. Теория передачи сигналов в задачах. - М.: Связь, 1978.

5 Модуляція

Модуляція - утворення сигналу передавання шляхом зміни параметрів сигналу, що є носієм, під впливом повідомлення.

Модуючий сигнал впливає на той чи інший параметр коливальних носіїв (амплітуду, частоту, фазу), змінюючи його таким чином, щоб той повністю відображував інформаційну сутність модулюючого сигналу. Якщо повідомлення неперервні, а коливання синусоподібні, то в залежності від модульованого параметра розрізняють амплітудну, частотну та фазову модуляцію. Для дискретних сигналів найбільш поширеними є амплітудно-імпульсна, широтноімпульсна, фазоімпульсна, частотноімпульсна, кодоімпульсна та дельта- модуляції.

5.1 Амплітудна модуляція

Для цього виду модуляції у високочастотному коливанні:

$$U = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (5.1)$$

змінюється амплітуда. Модуючий сигнал впливає на амплітуду носія таким чином, що:

$$U_{ам} = (U_0 + \Delta U(t)) \cos(\omega_0 t + \varphi) = U_0 \left(1 + \frac{\Delta U(t)}{U_0} \right) \cos(\omega_0 t + \varphi) . \quad (5.2)$$

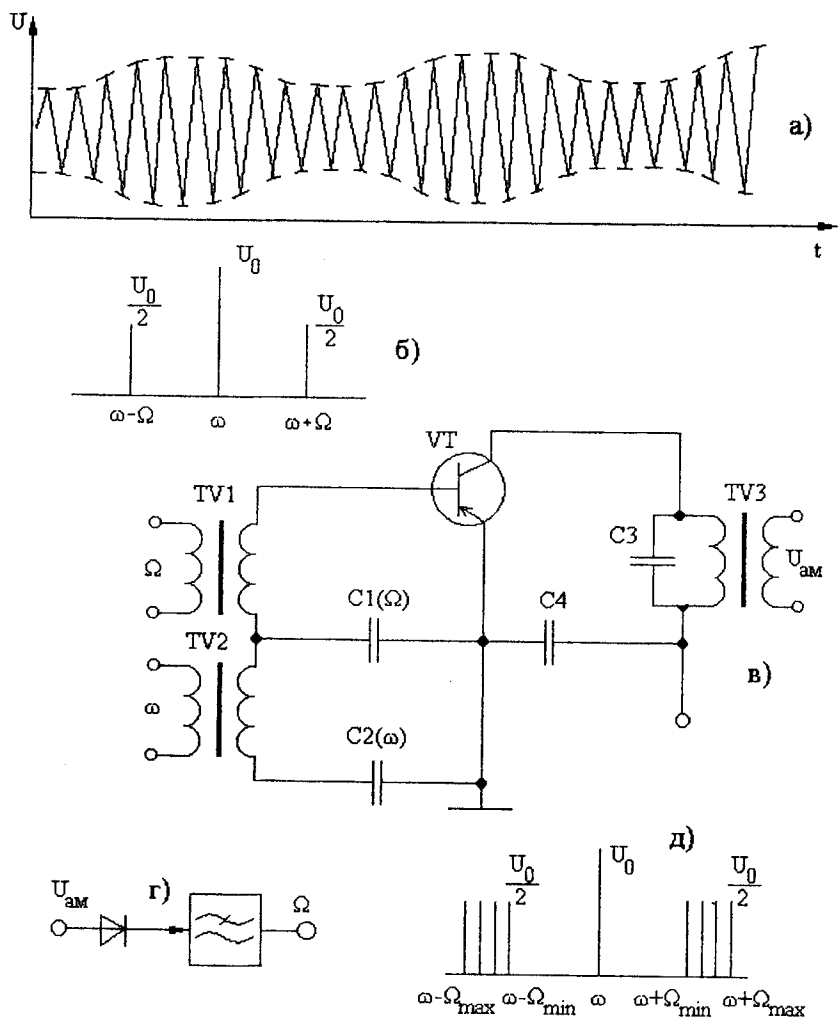


Рисунок 5.1 – Вигляд (а) і спектр (б) амплітудно-модульованих коливань, схеми модулятора (в) та демодулятора (г), реальний спектр частот

Якщо модулюючий сигнал змінюється за аналогічним законом, але з нижчою частотою, то:

$$U_m = \Delta U \cos \Omega t, \quad (5.3)$$

то

$$U_{ам} = U_0 \cdot \left(1 + \frac{\Delta U}{U_0} \cos \Omega t \right) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (5.4)$$

Величину

$$m_a = \frac{\Delta U}{U_0} \quad (5.5)$$

називають *глибиною амплітудної модуляції*.

$$\begin{aligned} U_{ам} &= U_0 \cdot (1 + m_a \cos \Omega t) \cdot \cos \omega t = U_0 \cos \omega t + U_0 m_a \cdot \cos \Omega t \cdot \cos \omega t = \\ &= U_0 \cos \omega t + \frac{U_0 m_a}{2} \cos(\omega - \Omega)t + \frac{U_0 m_a}{2} \cos(\omega + \Omega)t \end{aligned} \quad (5.6)$$

Для спрощення у формулі (5.6) фаза сигналу φ прийнята рівною нулю. Таким чином модульовані коливання можуть бути представлені у вигляді спектра, який складається з трьох складових: основної з частотою ω та амплітудою U_0 , а також двох бічних із частотами $(\omega - \Omega)$ та $(\omega + \Omega)$ і амплітудою $\frac{U_0 m_a}{2}$.

Схеми модулятора та демодулятора наведені на рисунку 5.1 (в, з). При відсутності напруг U_ω та U_Ω крізь коливальне коло модулятора тече постійний струм. За наявності цих напруг струм починає змінюватися разом з напругами, причому базовий струм визначається сумою складових обох частот. Для фільтрації непотрібних частот до колекторного ланцюга вмикають коливальне коло, що виконує функцію навантаження та має ве-

ликий опір на резонансній частоті, що дорівнює частоті носія. Смуга пропускання контуру повинна бути не менш як удвічі ширшою за найбільшу з частот модулюючої напруги. Процес детектування складається з випрямлення амплітудно-модульованих коливань, в результаті якого утворюються імпульси частоти-носія з амплітудою, що відбиває форму коливання початкового повідомлення. Найбільш простим фільтром нижніх частот є конденсатор, який включається паралельно навантаженню.

Оскільки у реальному вигляді модулюючий сигнал відрізняється від синусоподібної форми (інакше повідомлення не несе інформації), то виникає не дві бічних частоти, а їх спектр (рисунок 5.1, д).

Преваги амплітудної модуляції:

- смуги частот, які займає амплітудно-модульований сигнал досить вузькі, тобто займають менший частотний діапазон;
- реалізація пристроїв нескладна.

Недоліки:

- середня потужність сигналу набагато менша за пікову, тобто апаратура використовується не на повну потужність.

Інформація для випадку амплітудної модуляції передається тільки у бічній смузі частот цього коливання. Це дозволяє здійснювати передавання повідомлення тільки на одній з бічних смуг частот (верхній або нижній). Цей метод називається *односмуговою амплітудною модуляцією*. На відміну від нього попередній метод одержав назву *амплітудної модуляції з двома бічними смугами*. При цьому смуга частот повідомлення, яке передається, переноситься у зону вищих частот без розширення загальної смуги пропускання. Смуга частот каналу передавання звужується, а потужність сигналу збільшується в чотири рази. Складність реалізації цього методу пов'язана зі складністю побудови приймача. Необхідна побудова ще одного генератора частоти-носія, який був би синхронним та синфазним з генератором передавача. Крім цього, на приймачеві утворюється складне

несинусоподібне коливання, з якого за допомогою фільтра нижніх частот виділяють інформаційну складову.

5.2 Частотна модуляція

Під час частотної модуляції частота синусоподібних коливань змінюється в часі відносно його центрального значення ω_0 за законом модулюючого сигналу. Амплітуда коливань при цьому лишається незмінною:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega(t) . \quad (5.7)$$

Найбільше відхилення ω від центральної частоти називається *девіацією*. Якщо:

$$\Delta\omega(t) = \omega_0 m_f \cos \Omega t , \quad (5.8)$$

то максимальне значення $\Delta\omega(t)$ буде при $\cos \omega t = 1$. Відношення:

$$m_f = \frac{\Delta\omega}{\omega} \quad (5.9)$$

має назву *індексу частотної модуляції*.

Коливання з постійною амплітудою можна представити:

$$U_{\text{чм}} = U_0 \cos \Phi(t) , \quad (5.10)$$

де $\Phi(t)$ - миттєва фаза сигналу.

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 . \quad (5.11)$$

Якщо частота ω_0 постійна, то:

$$\omega = \frac{d\Phi}{dt}, \quad (5.12)$$

звідки:

$$\Phi = \int \omega dt + C. \quad (5.13)$$

Неважко переконатися, що постійна C дорівнює початковій фазі коливань φ_0 . Тоді:

$$U_{\text{чм}} = U_0 \cos\left(\int \omega dt + \varphi_0\right) = U_0 \cos\left(\int (\omega_0 + \Delta\omega(t))dt + \varphi_0\right) = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \int \Delta\omega(t)dt + \varphi_0\right). \quad (5.14)$$

Підставляючи (5.8) до (5.14) після інтегрування можна отримати:

$$U_{\text{чм}} = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\omega_0 m_f}{\Omega} \sin \Omega t\right). \quad (5.15)$$

Розглядаючи випадок, коли $m_f \ll 1$, можна отримати сигнал у вигляді:

$$U_{\text{чм}} = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0 m_f}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{U_0 m_f}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (5.16)$$

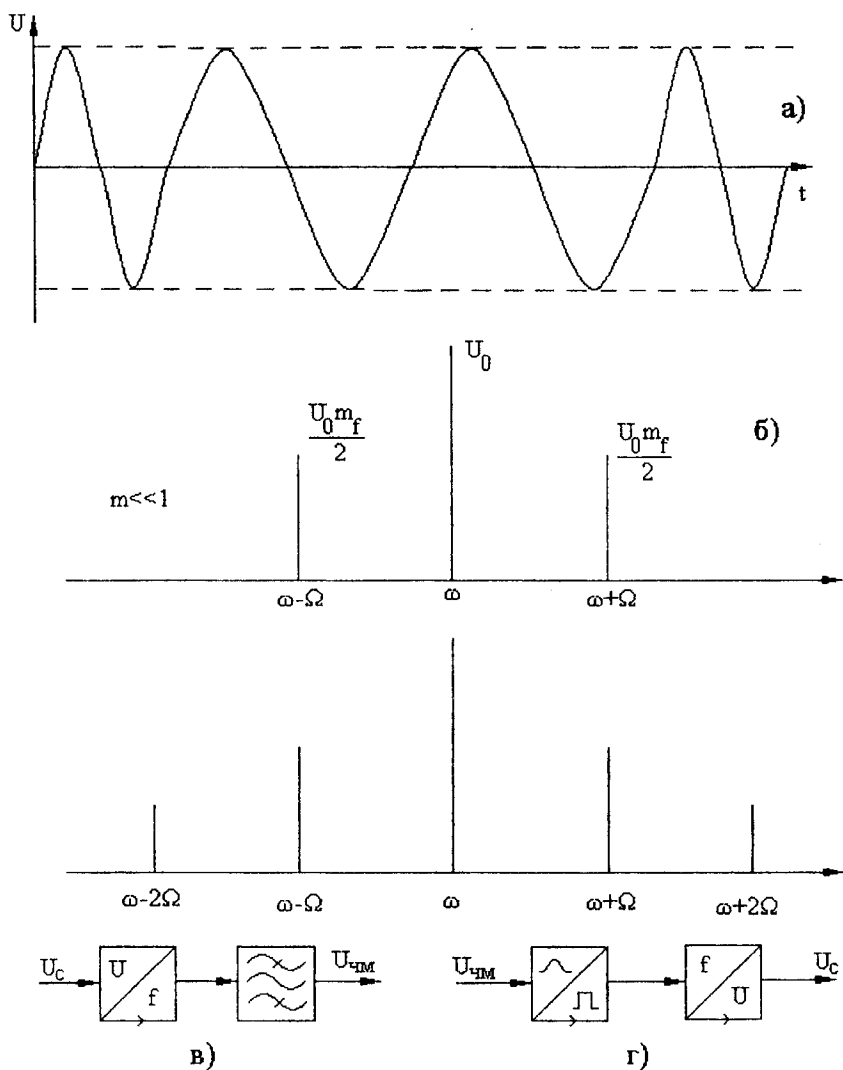


Рисунок 5.2 – Форма сигналу (а), спектри частотно-модульованих коливань (б), модулятор (в) та демодулятор (г)

Тобто, для цього випадку характеристики та спектр відповідають амплітудній модуляції. Якщо $m_f > 1$, то частотно-модульований сигнал має безкінцеву кількість бічних складових спектра, амплітуда яких зменшується при віддаленні від ω_0 . На практиці ширину спектра обмежують частотами складових, амплітуди яких не менші за $0,1U_0$. Тоді приблизна ширина спектра складає:

$$\Delta\omega = 2\Omega \cdot (m_f + 1). \quad (5.17)$$

Переваги частотної модуляції:

- висока завадозахищеність,
- проста реалізація.

Недолік:

- широкий частотний спектр при інтенсивному модулюючому сигналі.

5.3 Фазова модуляція

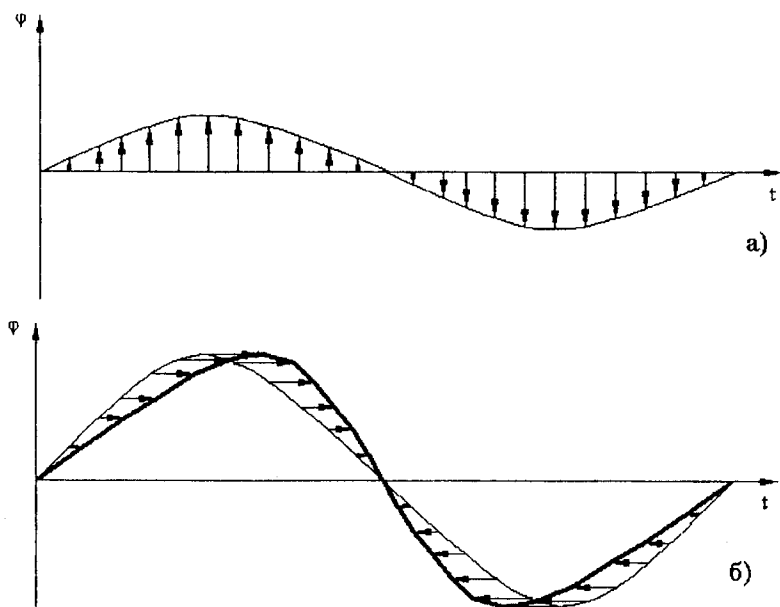
Під час фазової модуляції повідомлення, що передається змінює значення фази переносника.

Рівняння фазо-модульованого сигналу:

$$U_{\phi m} = U_0 \cos \left(\omega_0 t + \frac{m_\varphi \omega_0}{\Omega} \sin \Omega t \right) \quad (5.18)$$

практично співпадає з рівнянням (5.15) для частотно-модульованого коливання, з урахуванням того, що індекс фазової модуляції:

$$m_\varphi = \Delta\varphi. \quad (5.19)$$



- а – модулюючий сигнал;
 б – модульований сигнал;

Рисунок 5.3 – Вигляд сигналів фазової модуляції

У випадку фазової модуляції змінюється не лише фаза, але й миттєва частота. Девіація кутової частоти $\Delta\omega$ пов'язана з девіацією фази співвідношенням:

$$\Delta\omega = \Omega \cdot \Delta\varphi . \quad (5.21)$$

Смуга частот даного сигналу:

$$\Delta f_{\text{фм}} = 2f_{\Omega} (m_{\varphi} + 1) . \quad (5.22)$$

Якщо $m_p \ll 1$, то спектр сигналу складається з частоти-носія та двох бічних частот. У випадку $m_p \gg 1$ спектри фазової та частотної модуляції схожі з урахуванням того, що бічні частоти не залежать від частоти повідомлення. Модулятори для фазової модуляції аналогічні модуляторам для частотної модуляції.

Переваги та недоліки метода такі самі, як і для частотної модуляції.

5.4 Імпульсні методи модуляції

У відповідності з параметрами, які характеризують імпульсну послідовність, розрізняють чотири основних види імпульсної модуляції:

- ◆ амплітудноімпульсну,
- ◆ частотноімпульсну,
- ◆ фазоімпульсну,
- ◆ широтноімпульсну.

Часові діаграми сигналів для цих методів модуляції наведені на рисунку 5.4. Крім цих методів існують кодоімпульсна і дельта-модуляції.

Принцип дії дискретного каналу з амплітудноімпульсною модуляцією подано на рисунку 5.5.

Передавальна частина каналу складається з генератора, модулятора та фільтра. Основними вимогами до генератора частоти-носія є стабільність частоти і вихідного рівня. Для виконання цих вимог доцільно використовувати інтегральні генератори з кварцовими резонаторами. У приймальній частині системи модульовані сигнали змінного струму, що прийшли з лінії, розподіляються по каналах за допомогою фільтрів, після чого проходить звичайний процес демодуляції, який не відрізняється від відповідного неперервного процесу. Часові діаграми подані на рисунку 5.5. Для тонального телеграфування використовуються канали зі смугою частот

(300 - 3400) Гц. Для забезпечення мінімального впливу між каналами, зумовленого нелінійними спотвореннями другого порядку, що викликані нелінійностями каналу, частоти-носії повинні бути непарно кратні певній частоті, прийнятій за основу:

$$f_{n \text{ нос}} = (2k + 1) f_0, \quad (5.23)$$

де $k = 1, 2, 3, \dots$

$$f_{n \text{ нос}} - f_{(n-1) \text{ нос}} = 2 f_0. \quad (5.24)$$

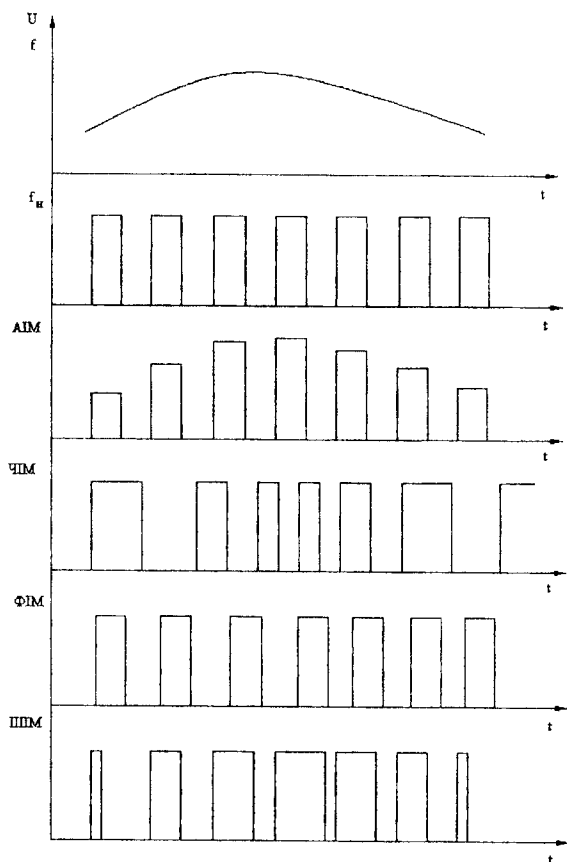
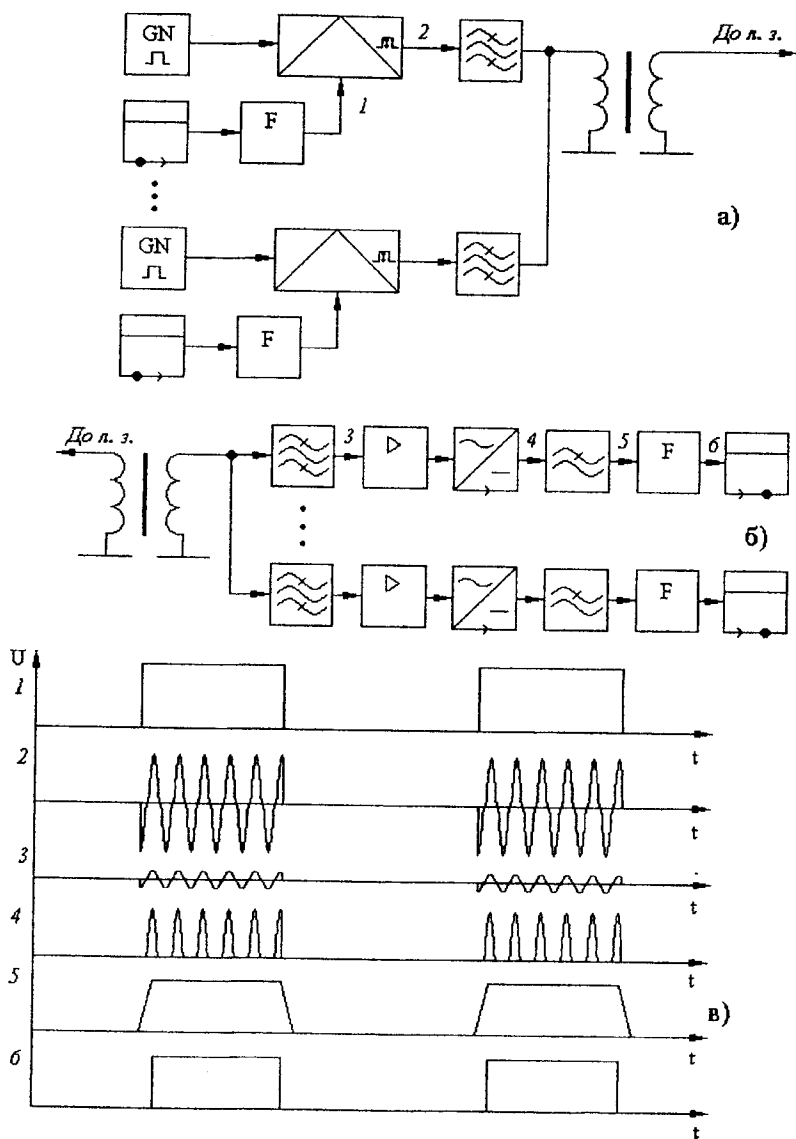


Рисунок 5.4 – Вигляд сигналу в залежності від виду імпульсної модуляції



а – передавач; б – приймач; в – часові діаграми.

Рисунок 5.5 – Багатоканальна система AIM

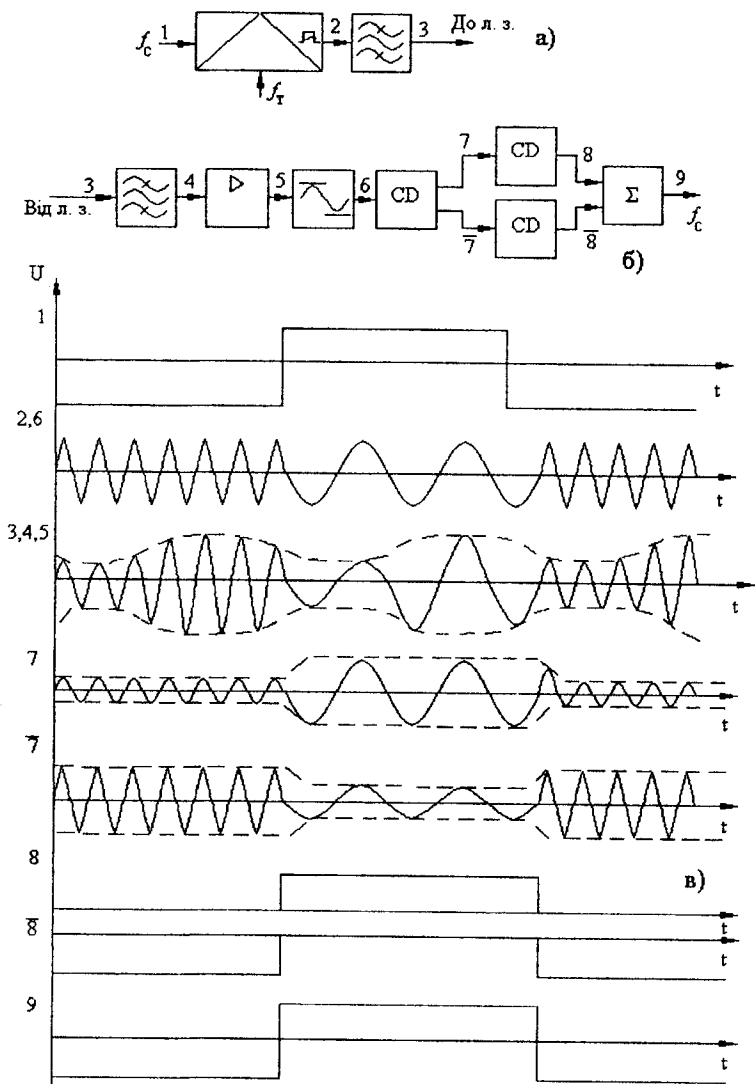
Для амплітудноімпульсної модуляції мінімальна ширина смуги пропускання пов'язана зі швидкістю передавання співвідношенням:

$$0,7 \cdot \Delta f_{\min} = v_{\text{практ}} \quad (5.25)$$

Недоліки каналу з амплітудноімпульсною модуляцією на довгих лініях зв'язку, пов'язані з недостатньою завадозахищеністю, вимагають використання більш ефективних методів модуляції. Висока завадозахищеність та мала чутливість до коливань рівня - основні причини широкого розповсюдження систем з частотноімпульсною модуляцією. Недоліком їх є велика чутливість до нестабільності частоти-носія каналу.

Структурна схема системи та часові діаграми наведені на рисунку 5.6. Генератор частоти-носія та частотний модулятор здебільшого об'єднуються до одного блоку, тому що елементи модулятора входять до коливального кола генератора. Цей блок перетворює посилення у частотно-модульовані коливання (1, 2 часових діаграм). Нестационарні процеси, що виникають під час передавання сигналу фільтрами, і завади лінії зв'язку спотворюють форму сигналу (3).

Підсилювач дозволяє заздалегідь підсилити сигнал і забезпечити нормальні умови роботи обмежувача. Але він не повинен вносити спотворень до форми сигналу (4, 5). Обмеження амплітуд позитивних та негативних напівхвиль частотно-модульованого сигналу повинно відбуватися таким чином, щоб цей блок майже повністю виключав вплив спотворень форми амплітуди сигналу на час дії посилення. На його виході формується частотно-модульований сигнал постійної амплітуди (6). Крім того, проходження крізь обмежувач сигналу і завади характеризується знищенням останньої. Частотний детектор (дешифратор, дискримінація) перетворює частотно-модульований сигнал на амплітудно-модульований (7' та 7'').



а – передавач; б – приймач; в – часові діаграми

Рисунок 5.6 – ЧІМ-канал

Детектори амплітуди потрібні для випрямлення струму амплітудно-модульованого сигналу. Після амплітудних детекторів ставлять фільтри, які гасять залишки частот-носіїв у демодульованому сигналі і формувачі (8' та 8"). Кінцевий формувач (суматор) дозволяє сформувати сигнал початкового посилення.

Під час вибору частот-носіїв каналу з частотноімпульсною модуляцією необхідно врахувати те саме, що й для амплітудноімпульсної модуляції, але найменша чутливість приймача буде на середній частоті каналу $f_{сер}$.

Тому для зменшення впливу комбінаційних частот другого порядку, що виникають під час проходження робочих частот крізь нелінійні елементи, частоти f_n та f_e вибирають непарно кратними, а частоти-носії - парно кратними девіації частоти δf . При цьому комбінаційні частоти другого порядку від взаємодії $f_{сер}$, f_n та f_e різних каналів попадають у середини смуг розфільтрування між каналами або співпадають з середніми частотами каналів $f_{сер}$. Величина девіації частоти δf може бути визначена за співвідношенням:

$$\delta f = 0,35 \cdot \Delta f , \quad (5.27)$$

де δf - девіація частоти;

Δf - ширина смуги пропускання.

З іншого боку:

$$\Delta f = \frac{v_{max}}{0,7} , \quad (5.28)$$

де v_{max} - максимальна швидкість передавання інформації.

Суть методу передавання сигналів в умовах фазоімпульсної модуляції полягає в тому, що кожна зміна полярності двійкового посилання відповідає зміні фази частоти-носія, яка передається до лінії зв'язку. Для найпростішого випадку цей кут дорівнює 180° . Схеми фазового модулятора і фазового детектора для цього випадку наведені на рисунку 5.7.

Частота-носієї подається на первинну обмотку трансформатора *TV1*, а напруга двійкових посилань у середні точки трансформаторів *TV1* та *TV2*. Якщо напруга двійкових сигналів більша за напругу частоти-носія, діоди працюють як ключі, що управляються напругою посилань. У випадку позитивного посилання відкриваються діоди *VD1* та *VD4*, а у разі негативного посилання - діоди *VD2* та *VD3*. Таким чином фаза сигналу змінюється на протилежну. Фазовий детектор використовує кінцевий перетворювач частоти. Призначення фільтра таке саме, як і для випадку частотно-імпульсної модуляції. Принцип роботи пояснюється часовими діаграмами. Якщо з лінії поступає сигнал, який співпадає за фазою з коливанням генератора (позитивна полярність посилання), то для позитивних напівхвиль будуть відкриті діоди *VD1* та *VD4*, а для негативних – *VD2* та *VD3*. Тому на виході весь час будуть формуватися позитивні напівхвилі. Якщо сигнали лінії та генератора знаходяться у протифазі, то у позитивних напівхвилях відкриваються діоди *VD2* та *VD3*, а у негативних – *VD1* та *VD4*, тому на виході будуть формуватися негативні напівхвилі. Таким чином, напрямок струму на виході детектора залежить від співвідношення фаз сигналу і генератора.

Однією з умов здійснення демодуляції сигналу є формування напруги частоти-носія, синхронної та синфазної із частотою-носієм передавача. Принципово можливі три способи одержання вказаної напруги:

- від генератора, висока стабільність якого забезпечує синфазність опорної напруги;

- за допомогою пілот-сигналів, що передаються неперервно тим самим частотним каналом або спеціальним каналом;
- безпосередньо з інформаційного сигналу, що приймається.

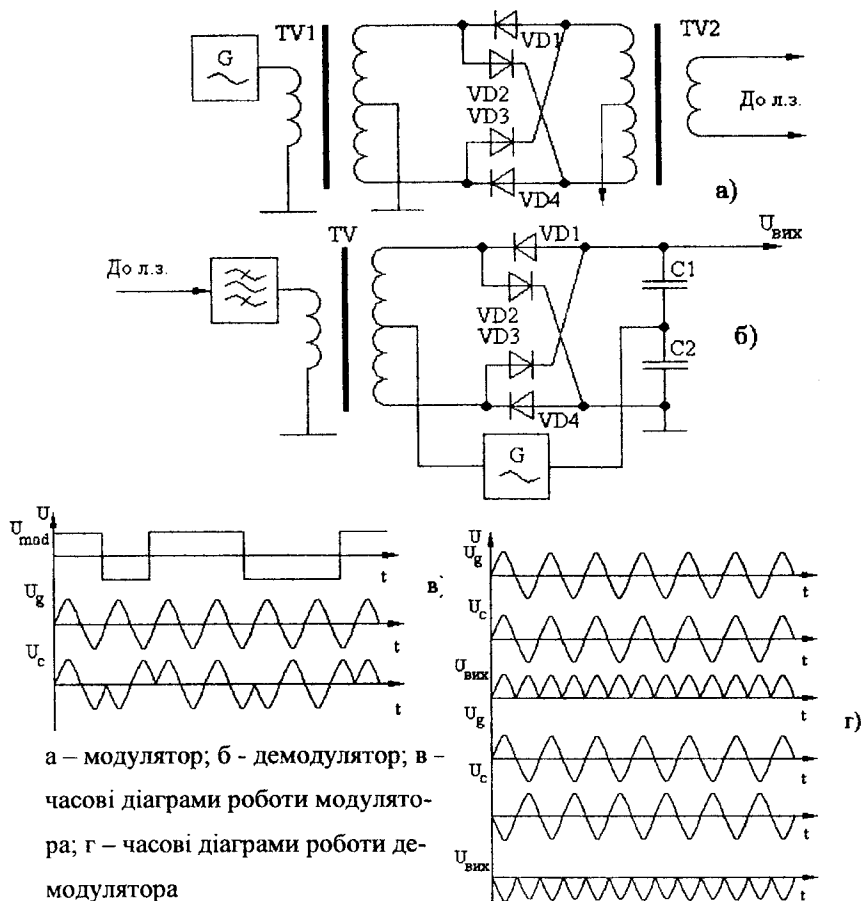


Рисунок 5.7 – Реалізація ФІМ

Перший спосіб, не дивлячись на малі значення флуктуації частоти і фази, у сучасних кварцових генераторах знайшов обмежене використання.

Це пов'язано зі складністю синхронізації генераторів передавача і приймача.

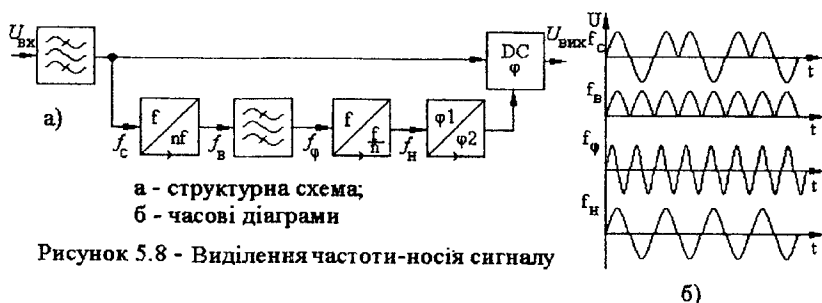


Рисунок 5.8 - Виділення частоти-носія сигналу

Другий спосіб призводить до втрати смуги пропускання у частотному каналі і потужності сигналу за рахунок необхідності передавання пілот-сигналу. Тому цей спосіб також не знайшов широкого розповсюдження.

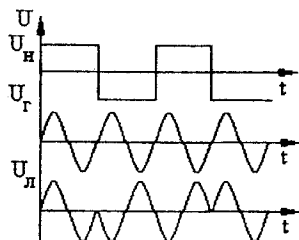


Рисунок 5.9 – Часові діаграми відносної фазової модуляції

Третій спосіб дозволяє сформувати сигнал частоти-носія, але фаза сигналу може виявитись оберненою на 180° , проте використання цифрових елементів дозволяє уникнути цього недоліку. Часові діаграми наведені на рисунку 5.9.

У зв'язку зі складностями реалізації чистої фазоімпульсної розроблено метод відносної фазоімпульсної модуляції.

Якщо для фазоімпульсної модуляції фаза частоти-носія змінюється при кожній зміні полярності послань, що передаються, то для відносної фазоімпульсної модуляції вона змінюється під час передавання кожного окремого елемента лише однієї полярності, наприклад негативної (або при

формуванні кожного «0»). Це означає, що під час передавання декількох негативних послань, фаза частоти-носія буде змінюватись з моментом початку кожного елементарного послання (рисунок 5.10, б). Одна зі схем, що реалізує даний метод, наведена на рисунку 5.10, а. Внаслідок відсутності початкового стану лічильний тригер може формувати сигнал інверсний до діаграми 2. Це призводить до зміни початкової фази вихідного сигналу, але різниця фаз сусідніх послань залишається незмінною.

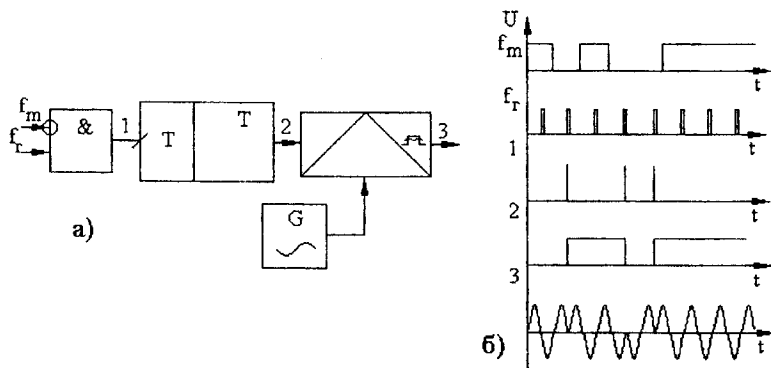


Рисунок 5.10 – Схема (а) та часові діаграми роботи (б) перетворювального пристрою

Суть відносної модуляції полягає в тому, що інформація, яка передається, повністю визначається стрибком фази у моменти модуляції вихідного сигналу і не пов'язана з його початковою фазою.

Для приймання сигналів відносної фазоімпульсної модуляції використовується метод порівняння фаз, реалізація якого наведена на рисунку 5.11.

Суть методу полягає у суміщенні в часі i та $(i - 1)$ недетектованих послань і порівнянні фаз частоти-носія φ_i та $\varphi_{(i-1)}$ послань фазовим детектором. При цьому порівнюються сигнали прийнятий і попередньо затриманий на один такт.

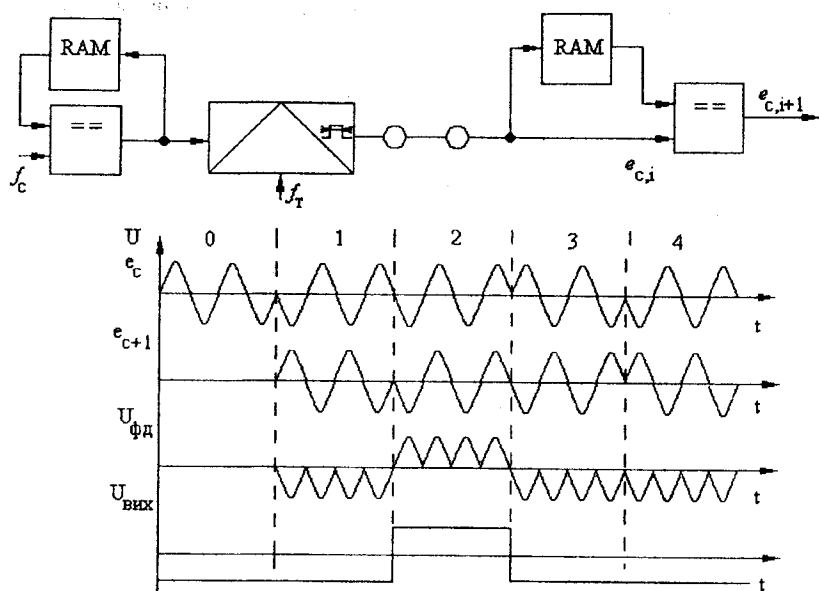


Рисунок 5.11 – Схема і часові діаграми роботи фазового детектора з відносною фазовою модуляцією

Існують також інші реалізації приймання сигналів, але описаний є найпоширенішим.

Принцип широтноімпульсної модуляції полягає в тому, що за рахунок дії миттєвих значень повідомлення змінюється тривалість або ширина імпульсів переносника, розширюючись за збільшенням миттєвого значення сигналу повідомлення і звужуючись у випадку його зменшення. В цьому разі змінюється розташування в часі заднього фронту імпульсу, а місце переднього лишається незмінним. Частота та амплітуда імпульсів лишається незмінною.

Завадозахищеність широтноімпульсної модуляції значно більша ніж амплітудноімпульсної модуляції, тому вона знайшла широке використання у телевимірюваннях.

Смуга частот для цього виду модуляції вибирається за тривалістю найкоротшого імпульсу:

$$\Delta f = \frac{1}{\tau_{\min}} \quad (5.30)$$

Спектр частот широтноімпульсної модуляції аналогічний спектру амплітудноімпульсної модуляції з тією різницею, що навколо кожної гармоніки існує не дві, а декілька пар бічних частот.

Модифікаціями широтноімпульсної модуляції є зміна розташування переднього фронту, якщо незмінний задній або зміна положення обох фронтів.

У випадку кодоімпульсної модуляції кожному дискретному значенню інформаційного сигналу відповідає певна кодова комбінація. Для визначення його амплітуди може використовуватись восьмирозрядний аналого-цифровий перетворювач, увімкнений в циклічному режимі із вимірюванням біполярної напруги. Старший розряд визначає полярність сигналу, а сім молодших – його амплітуду. Періодом дискретизації є час перетворення. При цьому на виході АЦП буде змінювана кодова комбінація.

В теперішній час під системами з кодоімпульсною модуляцією мають на увазі тільки системи з часовим розподілом каналів. Передавання сигналів даних може здійснюватись двома способами:

- ✓ телефонними каналами, які можуть бути ущільнені амплітудно-модульованими сигналами даних;
- ✓ шляхом введення сигналів даних безпосередньо до групового тракту.

Перевагою каналів з кодоімпульсною модуляцією є менші спотворення характеристик групового часу розповсюдження, відсутність зсуву частот та імпульсних завад. У цих системах немає обмежень на завантаження групового тракту: за необхідністю усі канали системи можуть бути використані для повторного ущільнення. Безпосереднє введення двійкової інформації до групового тракту має більше переваги, тому що не використовується низькочастотне обладнання телефонних каналів. Це дозволяє збільшити швидкість передавання.

Двійкова інформація може вводиться синхронним або асинхронним способом. При синхронному способі всі джерела двійкової інформації, сигнали яких об'єднуються до одного групового сигналу, живляться від одного спільного генератора. Якщо абонентські пункти розташовані в різних місцях, то тактова частота подається до них з'єднувальними дротами. В цьому випадку необхідно компенсувати флуктуацію часу розповсюдження сигналів з'єднувальними лініями для забезпечення синфазності роботи абонента і апаратури модулятора-демодулятора. Тому синхронний спосіб є досить простим на коротких лініях, або у випадку, коли джерела інформації розташовані в одному місці.

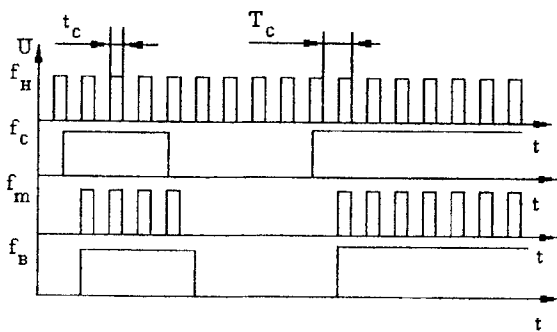


Рисунок 5.12 – Часові діаграми методу накладання

Більш перспективними на практиці є асинхронні методи введення двійкової інформації. В цьому випадку не потрібна обопільна синхронізація генераторів.

Цей спосіб дозволяє утворити розповсю-

джену мережу дискретних каналів. Для асинхронного способу можуть бути використані метод накладання, метод ковзного індексу, адресово-кодовий метод, метод вимірювання. Найчастіше використовується перший з них.

Під час передавання відбувається квантування інформаційного сигналу f_c імпульсами частоти-носія f_n . Ці імпульси f_m передаються у лінію. Таким чином, на приймач поступає серія імпульсів, коли передається сигнал, або не поступає, коли сигналу немає. На приймальному боці за обвідницею цієї серії встановлюється інформаційний сигнал f_s .

Оскільки послідовність стробувальних імпульсів не синхронізована з сигналом, що передається, то виникають кінцеві спотворення імпульсу, величина яких визначається похибкою квантування:

$$\delta = \frac{t}{\tau_0} \cdot 100\% , \quad (5.31)$$

або максимальне її значення визначається:

$$\delta_{\max} = \frac{T_c}{\tau} \cdot 100\% . \quad (5.32)$$

Для перетворення сигналів амплітудноімпульсної модуляції у цифрову форму поряд з кодоімпульсною може бути використана дельта-модуляція. При цьому кодується не квантоване значення аналогового сигналу, а знак приросту даного відрахунка відносно попереднього. Інформація про знак передається за допомогою дворівневого (+1 або -1) однорозрядного коду. Неперервний сигнал в цьому випадку замінюється ступінчастою функцією, яка приблизно співпадає з сигналом. Її приріст визначається у моменти дискретизації за часом і не може перевищувати крок кванту-

вання Δ . Цифровий сигнал $v(t)$ являє собою послідовність імпульсів, полярність яких визначається знаком приросту відрахунків. Тактова частота дельта-модульованого сигналу дорівнює частоті дискретизації сигналу $S(t)$.

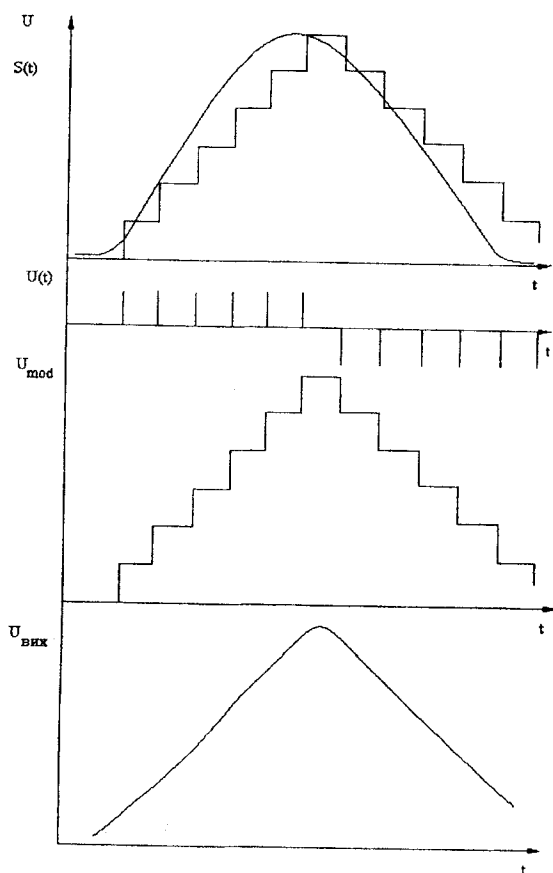


Рисунок 5.13 – Послідовність перетворень у випадку дельта-модуляції

перевищує кроку квантування. З цієї точки зору крок квантування треба зменшувати. Але з малим кроком квантування швидкість зміни ступінчастого сигналу на виході інтегратора невелика. На інтервалах часу, де стрім-

Декодування сигналу дельта-модуляції на приймальному боці здійснюється інтегратором, який перетворює цифровий дельта-модульований сигнал на ступінчастий. На виході інтегратора вмикається фільтр нижніх частот, який згладжує ступінчастий сигнал і приблизно відтворює початковий. Так само, як і для кодоімпульсної, при цьому методі модуляції виникають шуми квантування, які залежать від кроку квантування.

Похибка не

кість кодового сигналу велика, різниця між неперервним і ступінчастим сигналами велика, і похибка різко збільшується. Це називається *перевантаженням*. Якщо сигнал постійний, то система відслідковує рівень сигналу, формуючи по черзі позитивні та негативні імпульси.

З метою усунення перевантажень необхідно, щоб приріст сигналу $S(t)$ за період дискретизації не перевищував кроку квантування. Виконання цієї умови вимагає збільшення частоти дискретизації. Для передавання телефонних повідомлень частота дискретизації повинна бути 150 ... 200 КГц. Необхідну частоту дискретизації можна зменшити, якщо ввести змінний крок квантування, який залежить від швидкості зміни сигналів. В цьому разі на ділянках з великою швидкістю зміни сигналів крок квантування значно менший, відповідна модуляція називається *компадованою*. При цьому тактова частота знижується до 64 КГц. Системи з компадованою дельта-модуляцією значно менш чутливі до помилок, тому що похибка не перевищує кроку квантування. Основним недоліком є висока вартість обладнання. Цей вид модуляції дуже перспективний.

Різнице-дискретна модуляція є модифікацією дельта-модуляції. Вона полягає в тому, що під час збільшення інформаційного сигналу формуються позитивні імпульси, під час зменшення - негативні (як і для дельта-модуляції), але якщо інформаційний сигнал не змінюється, то імпульси не формуються (на відміну від дельта-модуляції). Таким чином, для повільно змінюваних сигналів імпульси формуються рідко, що дозволяє збільшити енергію одного імпульсу за заданою середньою потужністю і таким чином підвищити завадозахищеність. Недоліком як дельта-модуляції, так і її модифікацій, є накопичення похибки.

Для збільшення завадозахищеності часто використовують не один тип модуляції, а їх комбінацію. Така модуляція називається *двократною* або *комбінованою*. Так, комбінують амплітудну модуляцію з частотною. Це дозволяє використати завадозахищеність частотної та економію смуги

частот амплітудної модуляції. Аналогічно можуть комбінуватися частотна з фазовою модуляції, а також імпульсні.

В сучасних умовах основною задачею є підвищення швидкості передавання. Для її вирішення існують два основні шляхи:

- ↪ збільшення питомої інформативної ємності, коли одним сигналом передається декілька біт інформації;
- ↪ підвищення швидкості передавання за рахунок розширення смуги частот, яку займає сигнал.

В першому випадку реалізується диференціальна модуляція, при якій перетворення даних здійснюється дібітами, трибітами чи квадробітами. Найбільше поширення це знайшло для фазоімпульсної модуляції.

Другий принцип крім збільшення швидкості передавання дозволяє ще й пропорційно зменшити спектральну щільність потужності сигналу. В цьому разі інформація може одночасно і незалежно передаватися декількома каналами, кількість яких може сягати шістнадцяти. Прикладами цього може бути модуляція DSSS, m-кратна ортогональна (MOK), CCSK, OSDM, OFDM тощо.

Вказані принципи знайшли розповсюдження у сучасних модуляторах-демодуляторах (модемах) і є найперспективнішими.

Питання для самоконтролю

1. Що таке модуляція і як класифікуються її методи?
2. Який спектр амплітудної модуляції? Які у неї переваги та недоліки?
3. Що таке девіація частоти та індекс частотної модуляції?
4. Що спільного між частотною та фазовою модуляціями? Чому?
5. Які бувають методи імпульсної модуляції? Провести їх порівняльний аналіз.

6. Що являє собою компадована дельта-модуляція порівняно зі звичайною?
7. В чому різниця між дельта- та різнице-дискретною модуляціями?
8. Що таке комбінована модуляція? В чому її переваги?
9. За рахунок чого можна підвищити швидкість передавання інформації?

Вправи та завдання

1. Для каналу тонального телеграфування із швидкістю передавання інформації 50 біт/с за умови амплітудноімпульсної модуляції знайти частоти-носії.

Розв'язок

Для швидкості 50 біт/с, мінімальної з найчастіше використовуванних, у відповідності з виразом (5.25) найменша смуга пропускання складає:

$$\Delta f_{\min} \approx 71 \text{ (Гц)}.$$

Враховуючи нерівномірність характеристики фільтрів, її ширину дещо збільшують:

$$\Delta f_{\min} = 80 \text{ (Гц)}.$$

Виходячи з логіки частотного розподілу каналів:

$$f_n - f_{(n-1)} = 2 \cdot \frac{\Delta f}{2} + \Delta f_{\text{розф}}, \quad (5.26)$$

де $\Delta f_{\text{розф}}$ - ширина смуги розфільтрування.

$$f_n - f_{(n-1)} = 120 \text{ (Гц)}$$

Оскільки перша смуга частоти повинна бути непарною гармонікою f_0 і повинна лежати вище 300 Гц, можна знайти:

$$f_1 = 7 \cdot 60 = 420 \text{ (Гц)}$$

Таким чином можна одержати частоти-носії каналів: $f = 420$ Гц, 540 Гц, 660 Гц, ..., 3180 Гц.

- Для системи, що передає інформацію з частотноімпульсною модуляцією на швидкості 75 біт/с знайти частоти-носії каналів.

Розв'язок

Якщо швидкість передавання складає 75 біт/с, то у відповідності з формулою (5.28):

$$\Delta f = \frac{75}{0,7} = 107 \text{ (Гц)} .$$

Але на практиці, враховуючи нерівномірність смуги пропускання на її краях, вибирають $\Delta f = 140$ Гц. Тоді $\delta f = 50$ Гц. Значення частот каналу можуть бути визначені за формулами:

$$\begin{cases} f_{nN} = (4N + 5) \cdot \Delta f \\ f_{cepN} = (4N + 6) \cdot \Delta f \\ f_{aN} = (4N + 7) \cdot \Delta f \end{cases} , \quad (5.29)$$

де N - номер каналу.

3. На рівні структури розробити схеми для формування, передавання та приймання сигналів дельта-модуляції за умови, що модулюючий сигнал змінюється зі швидкістю не більше 300 В/с, а похибка перетворення не повинна перевищувати 0,1%.

Розв'язок

Основним принципом роботи дельта-модулятора є порівняння попереднього значення модулюючого сигналу із наступним. Виходячи з цього, необхідно перетворювати аналоговий модулюючий сигнал на цифровий код і порівнювати його із раніше зареєстрованим. Якщо останнє зареєстроване значення перевищує попереднє, то на виході схеми повинен формуватися позитивний імпульс. Якщо останнє зареєстроване значення менше попереднього зареєстрованого, то імпульс необхідно формувати негативний. Виходячи з вищевикладеного, можна сформувати узагальнену структуру, подану на рисунку 5.14.

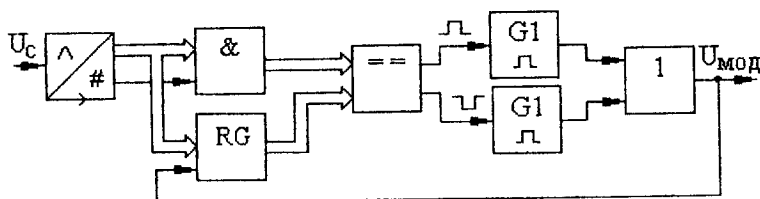


Рисунок 5.14 – Формувач дельта-модульованого сигналу

Виходячи з похибки перетворення, яка в даному випадку виступає як похибка квантування, можна визначити необхідну кількість розрядів аналого-цифрового перетворювача. З теорії вимірювань відомо, що похибка квантування:

$$\delta = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100}{2^n}$$
$$n = \log_2 \frac{100}{\delta}$$
$$n = \log_2 \frac{100}{0,1} = \log_2 1000 = 10$$

Таким чином аналого-цифровий перетворювач повинен мати не менше десяти двійкових розрядів. Величина кванту для стандартного аналого-цифрового перетворювача, що працює в уніполярному режимі, складає:

$$\Delta U = \frac{10,24}{1024} = 0,01 \text{ (В)}$$

Час перетворення АЦП визначається швидкістю зміни вхідного сигналу і величиною кванта:

$$t_{\text{пер}} = \frac{\Delta U}{v_c}$$
$$t_{\text{пер}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{330} \approx 30,03 \cdot 10^{-6} \text{ (с)}$$

Тобто час перетворення АЦП не повинен перевищувати 30 мкс. Тобто для реалізації схеми цілком придатний функціонально завершений аналого-цифровий перетворювач К1113ПВ1. Одновібратори повинні формувати імпульси, тривалість яких визначається використовуваною елементною базою, але вона теж повинна бути меншою 30 мкс.

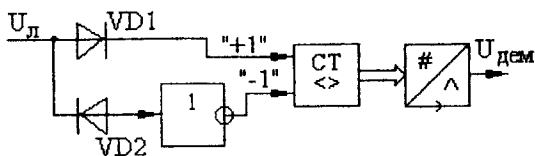


Рисунок 5.15 – Приймач дельта-модульованого сигналу

Демодулятор доцільно будувати на базі реверсивного лічильника із попереднім перетворенням вхідних сигналів, як це подано на рисунку 5.15.

Кількість розрядів лічильника та цифроаналогового перетворювача, а також час перетворення останнього повинні відповідати попереднім розрахункам і складати не менше десяти. Тобто для реалізації може бути використаний десятирозрядний ЦАП К572ПА1 із часом встановлення 5 мкс.

4. На базі однокристального мікроконтролера побудувати пристрій для формування, передавання та приймання сигналу різнице-дискретної модуляції розробити алгоритм роботи та узагальнену схему програми.

Розв'язок

Сигнал різнице-дискретної модуляції відрізняється від сигналу дельта-модуляції тим, що коли модулюючий сигнал не змінюється, то до лінії зв'язку імпульси не передаються. Тобто за аналогією із дельта-модульованим сигналом можна визначити чотири основні можливі варіанти перетворення сигналів:

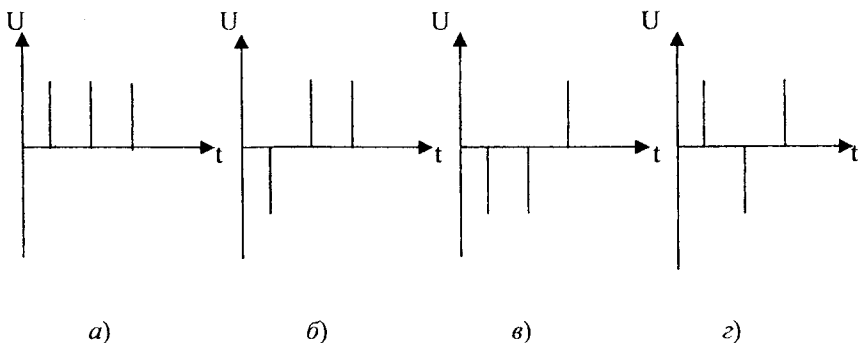


Рисунок 5.16 – Можливі варіанти вихідного сигналу модулятора при зростанні модулюючого сигналу

Аналіз можливих варіантів показує, що для розглянутих випадків передавання останнього імпульсу до лінії зв'язку необхідно здійснювати лише у випадках *a* та *б*. Тобто повинно здійснюватися зростання модулюючого сигналу не лише під час останнього перетворення, але й на попередньому кроці. Для зменшення модулюючого сигналу картина буде аналогічною за умови інвертування всіх сигналів. Виходячи з цього, необхідно зберігати у пам'яті останні два зареєстровані значення або різницю між ними з урахуванням знаку.

Для реалізації такої схеми на базі однокристалного мікроконтролера може бути реалізована схема, подана на рисунку 5.17.

На основі сформованого алгоритму перетворення можна розробити узагальнену схему програми.

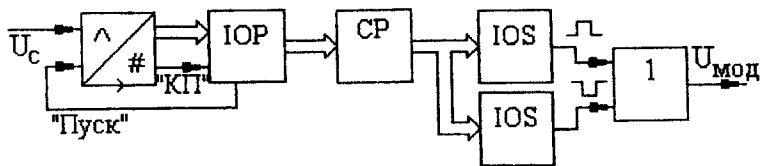


Рисунок 5.17 – Схема формування сигналу різнице-дискретної модуляції

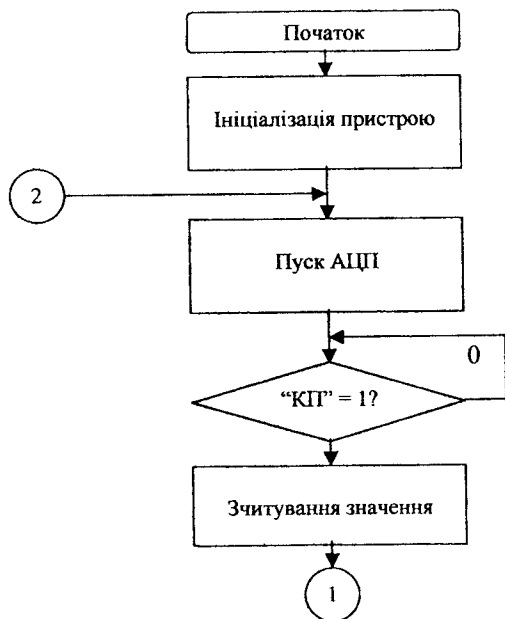


Рисунок 5.18 – Узагальнена схема програми формування сигналу різнице-дискретної модуляції

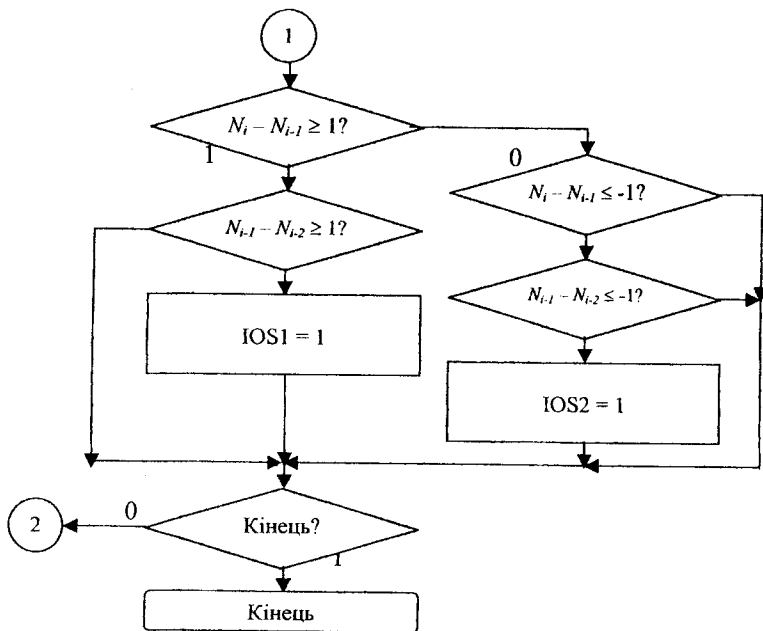


Рисунок 5.18 - Продовження

Після реєстрації поточного значення модулюючого сигналу здійснюється перевірка знаку приросту сигналу на цьому та попередньому кроках. Лише у випадку збігання цих знаків за допомогою послідовних портів до лінії зв'язку посилається відповідний імпульс.

Схема демодулятора подана на рисунку 5.19.

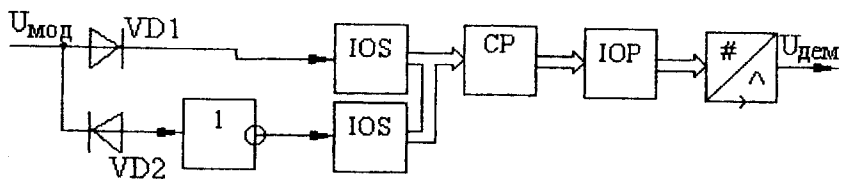


Рисунок 5.19 - Демодулятор

Визначення отриманого імпульсу і знаку приросту здійснюється програмним шляхом у відповідності із схемою, наведеною на рисунку 5.20.

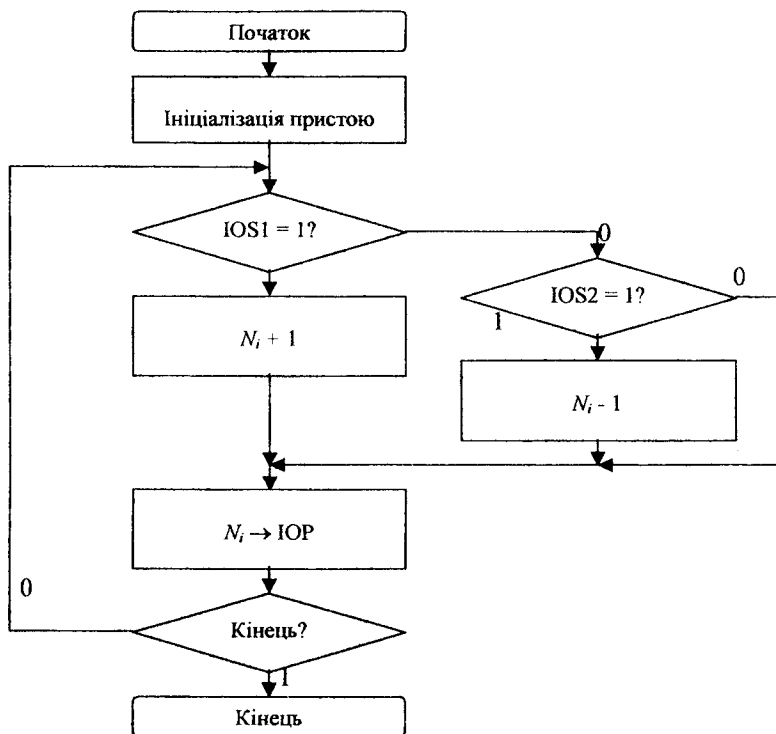


Рисунок 5.20 – Узагальнена схема програми демодулятора

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Тутевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.

3. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. - К.: Вища школа, 1976.
4. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання аналогової та дискретної інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.
5. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.
6. Боровков К., Малыгин И. Перспективные способы модуляции в широкополосных системах передачи данных. – www.comtec.ru.

6 Аналогові системи передавання інформації

6.1 Формування і передавання сигналів в аналогових системах передавання

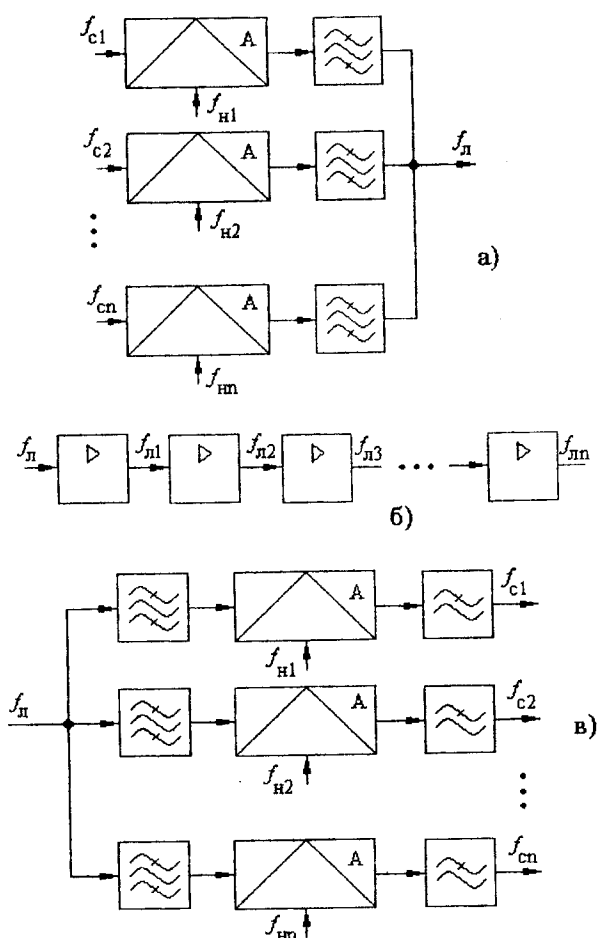
В аналогових системах здійснюється передавання неперервних сигналів, які можуть приймати нескінченну кількість значень за кінцевий інтервал часу. Для організації на одній лінії великої кількості каналів, найчастіше в таких системах використовують метод частотного розподілу каналів. Для найбільш ефективного використання дорогих лінійних споруд бажано у певній смузі частот розташувати якнайбільше каналів, тобто спектр частот для сигналу одного каналу повинен бути якнайвужчим.

Для амплітудної модуляції характерним є найвужчий спектр сигналу, що складається з коливання-носія та двох бічних смуг частот. Виходячи з цього у більшості випадків використовується амплітудна модуляція. Модуляція переносника первинним сигналом здійснюється у модуляторі, на який подається сигнал від джерела повідомлення і коливання-носії, що виконує функцію переносника. Кількість таких модуляторів дорівнює кількості каналів у системі передавання.

Передавання канального сигналу, який вміщує в собі коливання-носії і дві бічних смуги частот недоцільне тому, що ширина спектра цього сигналу Δf_k удвічі більша ніж ширина спектра первинного сигналу Δf_c . В той самий час передавання обох бічних смуг необов'язкове, тому що вони несуть однакову інформацію про первинний сигнал. Коливання-носії взагалі не містить інформації про первинний сигнал, хоча основна потужність амплітудно-модульованого сигналу припадає саме на коливання-носії. Якщо глибина модуляції $m_a = 0.2$, то потужність коливання-носія в 100 разів більша, ніж потужність бічних частот.

Сучасні системи передавання з частотним розподілом каналів використовують метод передавання однієї бічної смуги частот без колювання-носія. На виході модулятора вмикається смуговий фільтр, який придушус верхню або нижню бічну смугу частот. Колювання-носії придушуеться, у більшості випадків, в самому модуляторі. З'єднання модулятора і фільтра називають *перетворювачем частоти*. В разі використання цього методу спектри первинного та каналного сигналів мають однакову ширину $\Delta f_k = \Delta f_c$. Зрозуміло, що порівняно з передаванням повного амплітудно-модульованого сигналу передавання однієї бічної смуги дозволяє удвічі збільшити кількість каналів у смугі частот лінії зв'язку, тобто збільшити ефективність експлуатації лінійних споруд. Крім цього з'являється можливість використання всієї потужності сигналу для передавання інформативного сигналу.

Разом з тим, використання даного методу призводить до ускладнення приймальної частини аналогової системи передавання, тому що з'являється необхідність відновлення колювання-носія на приймальній частині. Частота цього колювання повинна співпадати з частотою колювання-носія на передавальній частині. Для перетворення каналного сигналу на первинний у приймачі встановлюють амплітудний детектор. Якщо передається повний сигнал, то на вхід демодулятора поступають складові з частотами f_n , $f_n + f_c$ та $f_n - f_c$. За допомогою демодулятора виділяють початковий сигнал f_c та придушують всі інші складові. Якщо передається одна бічна частота, наприклад $f_n + f_c$, то сигнал f_n потрібно формувати у приймачеві та подавати на демодулятор. Структурна схема засобу передавання інформації наведена на рисунку 6.1. Особливістю даної схеми є те, що сигнал, який передається до лінії зв'язку необхідно попередньо підсилити, тому що модулятори і фільтри ослаблюють відповідні каналні сигнали, а разом з тим зменшуеться і потужність групового сигналу.



а – передавач; б – лінія зв'язку з підсилювачами; в - приймач
 Рисунок 6.1 – Структура системи передавання аналогової інформації

Якщо з виходу передавача виходить сигнал потужністю $P_{пер}$, то на вході приймача цей рівень зменшується і складає:

$$P_{np} = P_{пер} - \alpha l, \quad (6.1)$$

де l - довжина лінії;

α - коефіцієнт згасання.

Потужність сигналу на вході приймача становить:

$$P_{np} = 10^{0,1P_{пер}} = 10^{0,1P_{пер}} \cdot 10^{-0,1\alpha l} \quad (6.2)$$

Тобто, потужність сигналу під час передавання зменшується у $10^{0,1\alpha l}$ разів. Для компенсації зменшення потужності необхідно потужність вихідного сигналу передавача збільшити на цю саму величину. Якщо довжина лінії становить 100 Км і для 24-канальної системи максимальна частота складає 108 КГц, коефіцієнт згасання складає 1,75 дБ, то для рівня передавання - 1 дБ:

$$\alpha l = 175 \text{ (дБ)},$$

$$P = 10^{17,4} \text{ (мВт)} \approx 250 \text{ (млрд. КВт)}.$$

Для прикладу можна зауважити, що потужність однієї електростанції не перевищує 10 млрд. КВт. Тому підсилювачі розташовуються рівномірно за всією лінією зв'язку. Сукупність лінії передавання та підсилювальних станцій утворює *лінійний тракт*. Частина лінії між двома підсилювальними станціями називається *підсилювальною ділянкою*.

6.2 Типи каналів передавання аналогової інформації та їхні характеристики

За допомогою сучасних систем, лініями передаються сигнали різного виду: телеграфні, телефонні, факсимільні, даних тощо. Вони мають різні характеристики: ширину спектра, динамічний діапазон, пік-фактор. Відповідно до цього, канали передавання різних видів сигналів повинні мати різні характеристики. Але утворення спеціальних каналів для передавання сигналів окремого виду економічно недоцільне. Тому зараз утворюється порівняно невелика кількість уніфікованих каналів, що використовуються для передавання різних сигналів.

Спочатку лініями зв'язку передавали лише телефонну інформацію, яка і зараз займає велику частку зв'язку. Тому основним типом каналу є канал тональної частоти, що забезпечує передавання мовних сигналів.

Канал тональної частоти - сукупність технічних засобів, які забезпечують передавання сигналів у нормалізованій смузі частот 300 ... 3400 Гц.

Каналом тональної частоти (ТЧ) можливе передавання телеграфних, факсимільних та інших сигналів, а також передавання необхідної інформації з низькою та середньою швидкістю. Така можливість існує тому, що спектри цих сигналів вузчі за спектр мовного сигналу, на передавання якого розрахований канал. Відповідно й інші характеристики каналу дозволяють передавати ці сигнали.

Для передавання деяких сигналів канал тональної частоти виявляється непридатним. Так для каналу звукового мовлення, в залежності від якості відновлення, необхідна смуга 6 ... 15 КГц, тобто окремий канал.

Для передавання газет за допомогою факсимільних сигналів, а також передавання даних з високою швидкістю (більше 10 Кбод) потрібна ширша смуга частот, що утворюється об'єднанням сусідніх за частотою каналів тональної частоти і утворенням відповідних групових трактів. За допомогою них спеціальним каналоутворювальним обладнанням формують типові широкосмугові канали. Розрізняють:

- ⇔ передгруповий широкосмуговий канал зі смугою частот 12 ... 24 КГц на засаді трьох каналів тональної частоти;
- ⇔ первинний широкосмуговий канал зі смугою частот 60 ... 108 КГц - ПШК (дванадцять каналів тональної частоти);
- ⇔ вторинний широкосмуговий канал зі смугою частот 312 ... 552 КГц - ВШК (шістдесят каналів тональної частоти);
- ⇔ третинний широкосмуговий канал зі смугою частот 812 ... 2044 КГц - ТШК (триста каналів тональної частоти).

В залежності від смуги частот первинних сигналів, які необхідно передавати, вибирається той чи інший широкосмуговий канал. Так, для факсимільного зв'язку при передаванні газет використовується ВШК, а для передавання даних зі швидкістю десятки Кбод - ПШК.

Якість зв'язку визначається характеристиками каналу, найбільш важливими з яких є :

- ✓ **діаграма рівнів каналу** - графік, який показує зміну рівня передавання під час проходження сигналу лінією від входу каналу до виходу (рисунком 6.2). Для креслення діаграми потрібно знати рівні передавання на входах та виходах кінцевих станцій передавання та приймання, а також підсилювальних станцій. Діаграма рівнів будується за умови, що на вхід каналу подано сигнал з нормованим абсолютним рівнем. Для побудови діаграми телефонного каналу на його вхід необхідно подавати сигнал з нульовим абсолютним рівнем. Сигнали на входах та виходах станцій

вимірюються або розраховуються. Рівень приймання на вході підсилювальної станції визначається:

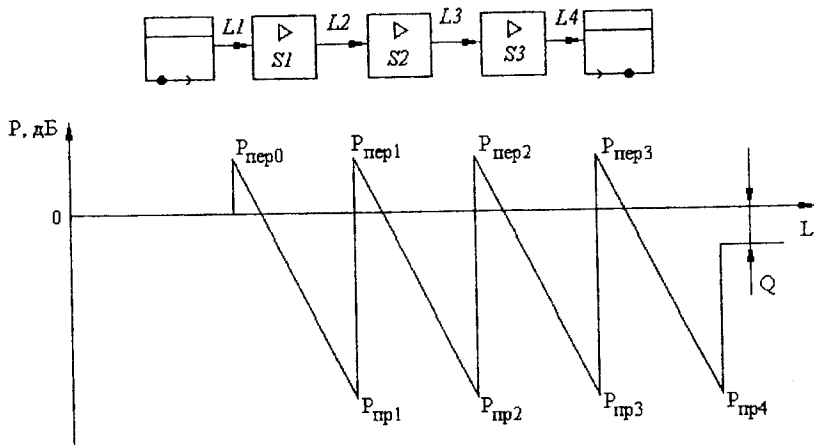


Рисунок 6.2 – Діаграма рівнів каналу передавання

$$P_{np} = P_{пер(t-1)} - \alpha l_i . \quad (6.3)$$

Відповідно підсилення станції визначається:

$$S_i = P_{пер i} - P_{пр i} . \quad (6.4)$$

Цей параметр показує підсилення проміжних станцій, заводозахисність каналу тощо;

- ✓ **залишкове згасання (підсилення) сигналу** - робоче згасання (підсилення), що визначається в умовах замикання входу та виходу каналу на

активні опори навантажень, номінальним значенням вхідного та вихідного опору каналу як чотириполосника. В цьому випадку параметр визначається:

$$a_r = P_{вх} - P_{вих} . \quad (6.5)$$

Якщо $P_{вих} > P_{вх}$, то $a_r < 0$ і наявне залишкове підсилення $S_r = - a_r$. Якщо всі елементи, що утворюють канал, узгоджені за вхідними опорами, залишкове згасання можна визначити як різницю суми всіх згасань та суми всіх підсилень у каналі:

$$a_r = \sum_i a_i - \sum_i S_i . \quad (6.6)$$

Частота f_0 , на якій вимірюється залишкове згасання, визначається для кожного типу каналу;

- ✓ **частотна характеристика залишкового згасання** - залежність залишкового згасання від частоти. На частоті f_0 встановлюється номінальне значення залишкового згасання a_r . Задана характеристика визначається у вигляді смуги, яка регламентує допустимі межі характеристики;
- ✓ **амплітудна характеристика каналу** - залежність вихідного рівня сигналу від вхідного. До деякого значення $P_{вх0}$ ця характеристика лінійна, а якщо сигнал перевищує $P_{вх0}$, то до сигналу вносяться нелінійні спотворення. Таким чином, за амплітудною характеристикою фіксують нелінійні спотворення, що вносяться каналом.

6.3 Двобічні канали передавання

Канали передавання аналогової інформації, що розглядались раніше - односторонні, тобто інформація в них передається в одному напрямку. Це означається тим, що підсилювачі на кінцевих та підсилювальних станціях працюють лише в одному напрямку. Якщо передаються не мовні сигнали, такі односторонні системи можна використовувати, тому що на одному каналі увімкнено передавальний апарат, а на другому - приймальний. Якщо необхідно передавати сигнали у зворотному напрямку, то формується ще один односторонній канал. Передавання інформації цими каналами може відбуватися в один і той самий час.

Телефонний зв'язок характеризується тим, що один і той самий телефонний апарат є передавальним і приймальним пристроєм. За рахунок цього телефонні канали повинні бути двобічними, тобто забезпечувати передавання інформації у прямому і зворотному напрямках.

Для організації телефонного зв'язку у місцевих мережах використовують дводротові фізичні ланцюги, якими сигнали передаються без перетворення в тональному діапазоні частот. Порівняно невелика довжина цих ланцюгів дозволяє обходитись без підсилювачів.

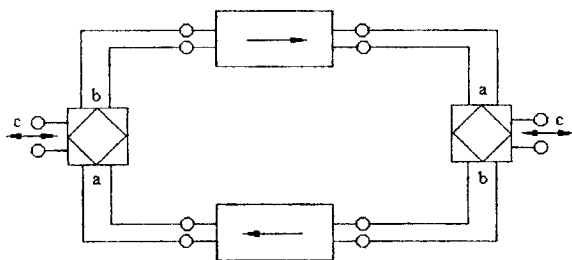


Рисунок 6.3 – Принцип об'єднання двох односторонніх каналів до двобічного

У випадку міжміського телефонного зв'язку потрібен канал двобічної дії, який формується шляхом об'єднання двох зустрічних односторонніх кана-

лів тональної частоти. При такому об'єднанні необхідно забезпечити дводровове закінчення двобічного каналу, тому що абонентські лінії місцевої телефонної мережі - дводровові. Об'єднання здійснюють за допомогою спеціальних перехідних розв'язувальних пристроїв (рисунок 6.3). За рахунок об'єднання двох однобічних каналів у двобічний виникає ланцюг зв'язку, яким струми з виходу одного каналу можуть попадати на вхід другого. В цьому випадку може виникнути самозбудження двобічного каналу. Для знищення самозбудження розв'язувальний пристрій повинен мати велике згасання між точками *a* та *b*, тобто знищувати струм зворотного зв'язку. Разом з тим, пристрій повинен мати мале згасання в напрямку від *a* до *c* та від *c* до *b*. Крім знищення самозбудження каналу, розв'язувальний пристрій здійснює узгодження опорів і рівнів передавання цих частин каналу. В кожному з напрямків передаються сигнали в одному і тому самому діапазоні частот. Така система називається *чотиридротовою односмуговою* (рисунок 6.4). Для реалізації такої лінії потрібні дві дводровові лінії зв'язку. Вона в основному використовується для кабельних ліній. На кінцевих станціях такої системи розташоване передавальне та приймальне обладнання. Коливання-носії подаються в один і той самий момент часу на модулятор і на демодулятор каналу на кожній кінцевій станції. Для переходу від чотиридротової частини каналу до дводровової використовуються розв'язувальні засоби.

Перевагою чотиридротової односмугової системи двобічного зв'язку є наявність однакового обладнання на обох кінцевих станціях, просте обладнання підсилювальних станцій. Проте, на повітряних лініях передавання сигналів у протилежних напрямках в однаковому спектрі частот призводить до значних впливів на ближньому кінці (за рахунок переходу з одного ланцюга на другий згідно з ефектом електромагнітної взаємодії) і проявляється у вигляді перехідної розмови або шуму. Вплив між ланцюга-

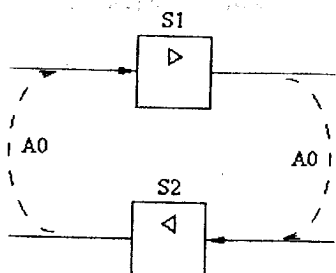


Рисунок 6.5 – Зворотний зв'язок між підсилювачами

Таким чином утворюється петля зворотного зв'язку, яка за умови:

$$S_1 + S_2 \geq 2A_0, \quad (6.7)$$

де S_1 та S_2 - коефіцієнти підсилення прямого та зворотного підсилювачів;
 A_0 - перехідне згасання між ланцюгами на ближньому кінці;

призведе до самозбудження підсилювачів. Для повітряних ліній зв'язку ця умова виконується, тому односмугову систему використовувати не можна. Якщо передавання здійснюється симетричним кабелем, то для зменшення впливу на ближньому кінці використовують двокабельну систему, причому всі пари одного кабелю використовують для сигналів одного напрямку, а всі пари другого - для протилежного. Захисна дія оболонки значно збільшує перехідне згасання і нерівність (6.7) не виконується.

Для повітряних ліній та інших ланцюгів, де використання чотиридротової односмугової системи двобічного зв'язку неможливе або недоцільне, використовують дводротову двосмугову систему (рисунок 6.6). Вона відрізняється тим, що кожен з каналів має свою частоту-носії і на підсилювальних станціях усувається можливість самозбудження підсилювачів. Ця система еквівалентна односмуговій чотиридротовій системі. Недоліками

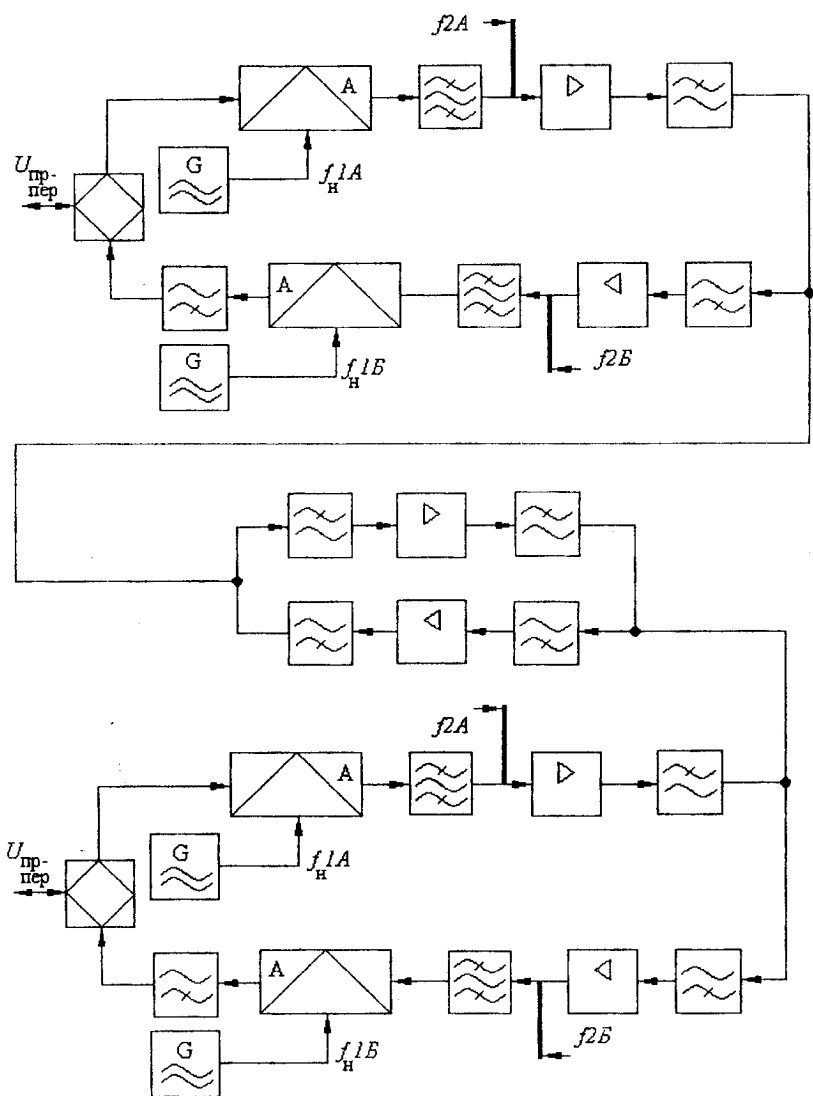


Рисунок 6.6 – Двосмугова двопровідна система двобічного зв'язку

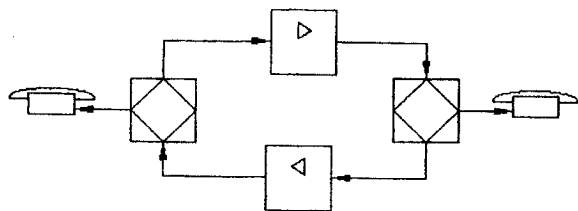


Рисунок 6.7 – Двопровідна односмугова система двобічного зв'язку

Для зв'язку на невелику відстань використовують дводротову односмугову систему (рисунок 6.7). В ній використовуються двобічні підсилювачі, що складаються з двох однобічних, пов'язаних між собою крізь розв'язувальні пристрої. Якщо кількість підсилювачів невелика, то забезпечити стійкість двобічних підсилювачів практично неможливо. Крім того, чим ширшим буде спектр підсилюваного сигналу, тим більшою буде можливість збудження. Розв'язувальні пристрої являють собою диференціальні системи (рисунок 6.8.а), до якої входить диференціальний трансформатор з трьома обмотками W_1 , W_2 , W_3 . Опір Z_3 називають *балансним контуром*. До точок 1 - 1 підключається дротова лінія, до 2 - 2 - вхід підсилювача одного напрямку, до 4 - 4 - вхід підсилювача другого напрямку.

Якщо на точках 4 - 4 з'являється сигнал, то крізь обмотки W_1 і W_3 течуть струми протилежних напрямків і, відповідно з цим, створюють в осерді трансформатора магнітні потоки, що направлені у протилежні боки. Якщо ці потоки однакові, то в обмотці W_2 е.р.с. наводиться не буде. Для вирівнювання струмів I_1 та I_3 необхідний балансний контур. Таким чином, на вхід підсилювача 2 - 2 сигнал не проходить. Якщо взяти телефонний апарат, то сигнал, що чується з мікрофона, не проходить на підсилювач навушника.

її є необхідність введення до тракту кожного напрямку великої кількості фільтрів, що збільшує вартість і погіршує якість зв'язку.

Для зв'язку на невелику

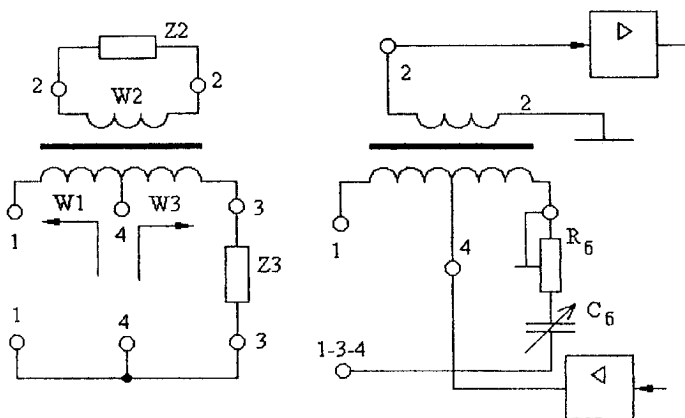


Рисунок 6.8 – Трансформаторна диференціальна схема та схема її увімкнення

Якщо приходить сигнал з лінії (точки $1 - 1$), то в обмотці W_2 утворюється е.р.с. за рахунок струмів в обмотках W_1 та W_3 , що течуть в один бік.

На практиці рівності струмів для компенсації можна досягти тільки у деякому діапазоні частот, але не в усій смузі мовного спектра.

Ця схема називається ще *мостовою*, а ефект - *місцевим*, тому що абонент прослуховує сам себе.

Другий метод боротьби з місцевим ефектом - *компенсаційний* (рисунок 6.9). У точці 1 струм мікрофона розподіляється на струми i_1, i_2, i_3 .

Кількість витків в обмотках W_1, W_2, W_3 вибирається таким чином, що е.р.с., індукована від обмоток W_1 та W_2 в обмотку W_3 створює сумарну е.р.с., яка дорівнює нулю, тобто вони компенсують одна одну, тому струм, який тече крізь телефон, дорівнює нулю. Під час приймання інформації з лінії, струми співпадають за напрямком, і ефект компенсації не відбувається.

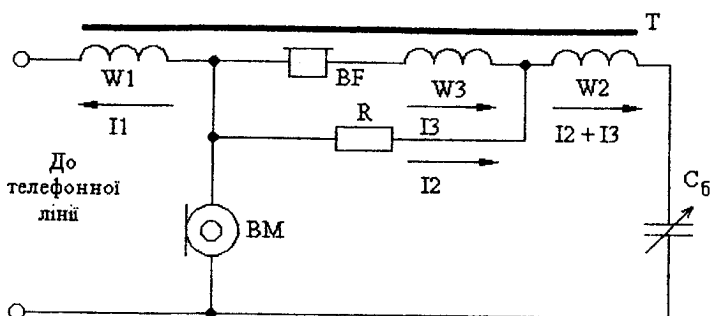


Рисунок 6.9 – Компенсаційна схема

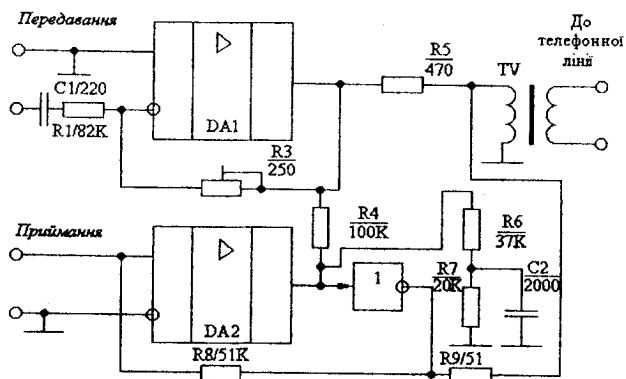


Рисунок 6.10 – Схема вилучення місцевого ефекту на базі диференціального підсилювача

Сигнал передавання проходить крізь підсилювач (DA1) на трансформатор, а також на прямий та інверсний входи підсилювача DA2. При цьому на виході підсилювача буде нульовий сигнал. Якщо сигнал приходить з лінії крізь трансформатор, то він поступає на інверсний вхід підсилювача DA2.

Конденсатор не дає проходити постійній складовій і є частиною балансного контуру.

Використовується також електронна схема з використанням диференціального підсилювача (рисунок 6.10).

6.4 Телефонне обладнання

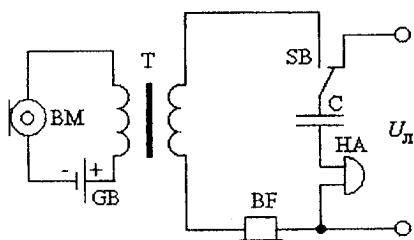


Рисунок 6.11 – Схема телефону з місцевою батареєю

Для приймання сигналу виклику використовується електричний дзвоник. У початковому стані, коли слухавка покладена, контакт замкнений на ланцюг дзвоника. Коли слухавку знято, то важільний перемикач замикає ланцюг мовних приладів з лінією.

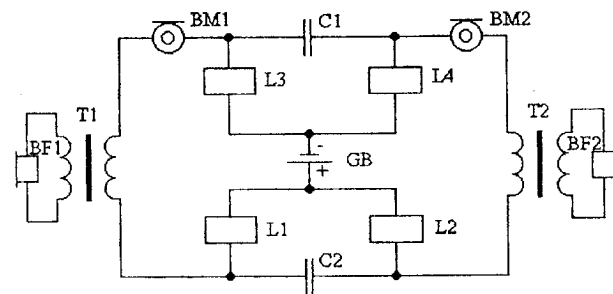


Рисунок 6.12 – Схема живлення телефонних апаратів з центральною батареєю

Існує два типи схем телефонного зв'язку - системи з місцевою та центральною батареєю. Схема з місцевою батареєю використовується для польових умов (рисунок 6.11). У таких системах крім мовних приладів (мікрофон, телефон, трансформатор) є так звані викликальні прилади для приймання і посилення виклику. Для посилення

Схема живлення телефонних систем з центральною батареєю зображена на рисунку 6.12. Ця схема використовується у міських та сільських телефонних мережах

спільного користування. Батарея з напругою 24, 48 або 60 В знаходиться на телефонній станції. Постійний струм від батареї проходить крізь дроселі, у вигляді яких використовуються обмотки реле *KA1* та *KA2*, що не пропускають змінного струму від мікрофонів.

З лінії струм проходить крізь мікрофон та первинну обмотку трансформатора. Якщо один з абонентів розмовляє, то змінний струм його мікрофона створює е.р.с. у вторинних обмотках трансформаторів і другий абонент чує розмову у своєму телефоні.

Принципова схема телефонного апарата наведена на рисунку 6.13.

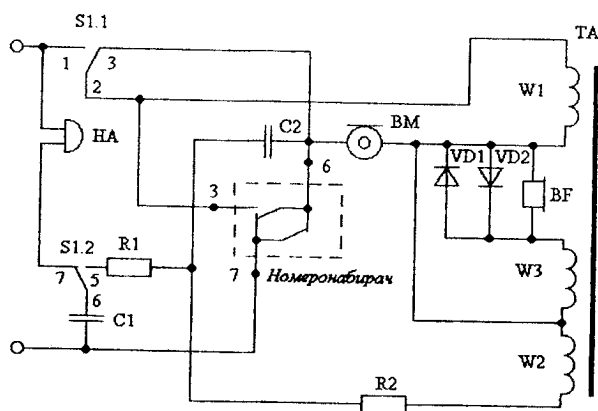


Рисунок 6.13 – Схема телефонного апарата

Якщо слухавка з апарата не знята, то контакти 1-2 важільного перемикача *S1* розімкнені, а 7-6 замкнені і створено ланцюг для приймання сигналів виклику і вимкнення мовних ланцюгів. Змінний струм виклику проходить від контакту лінії крізь дзвоник *HA*, контакти 7-6 *S1*, конденсатор *C1* і до лінії. Якщо знімається слухавка, контакти 1-2 та 5-6 замикаються. Утворюється ланцюг, яким проходить постійний струм: лінія, контакти 1-2 важільного перемикача, обмотка 1 трансформатора, мікрофон *BM*, контакти 6-7 та 4-5 номеронабирача *S2*, лінія. В цей час на станції вмикається певне обладнання, і до апарата подається змінний струм частотою 450 Гц, що прослуховується у телефоні *BA* (сигнал дозволу набирання номера - тон).

Якщо слухавка з апарата не знята, то контакти 1-2 важільного перемикача *S1* розімкнені, а 7-6 замкнені і створено ланцюг для приймання сигналів виклику і вимкнення мов-

Абонент набирає необхідний номер. Контакти 3-4 номеронабирача є шунтувальними для мовних приладів, а 6-7 - імпульсними. Під час набирання номера контактами 6-7 утворюються імпульси струму, які розповсюджуються ланцюгом: лінія, контакти 1-2 важільного перемикача $S1$, контакти 3-4 та 6-7 номеронабирача $S2$, лінія.

У схемі використана мостова схема вилучення місцевого ефекту. Елементи $R1$, $R2$, $C1$ та $C2$ належать до балансного контуру. Під час набирання номера конденсатори $C1$ та $C2$ з резистором $R1$ формують іскрогасне коло, підключене до контактів 6-7 номеронабирача.

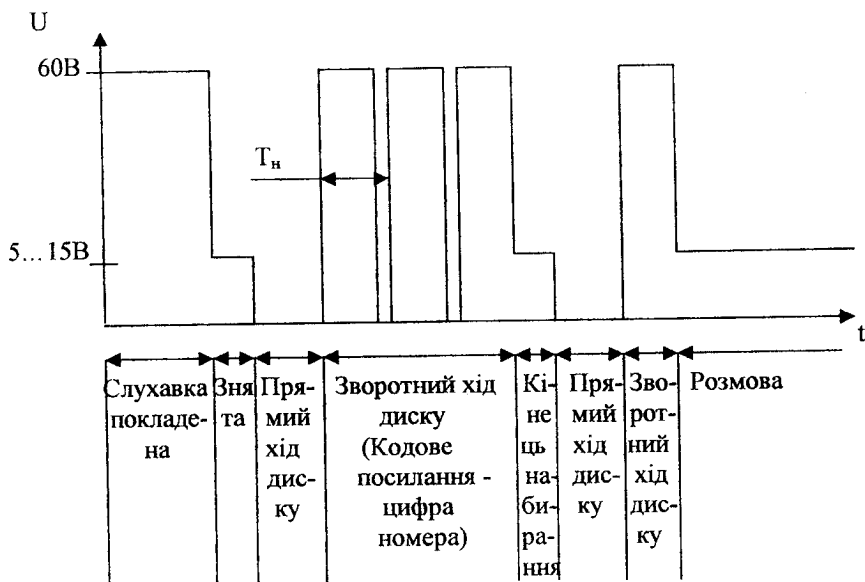


Рисунок 6.14 – Часові діаграми телефонної лінії зв'язку в разі імпульсного набирання номера

Короткочасні завади абонентської лінії впливають на мовні ланцюги, що призводить до акустичних ударів. Для зменшення їх впливу до лан-

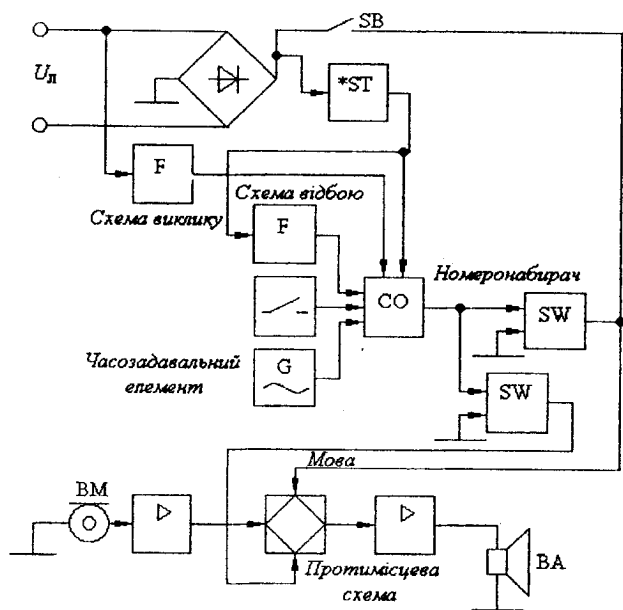
цього введено діоди, які при великих завадах шунтують телефон. Вони також зменшують рівень клацання під час обертання номеронабирача.

У телефонних лініях діє декілька рівнів напруги, як це подано на часових діаграмах (рисунок 6.14).

Таким чином службові повідомлення сягають рівня 60 В, а очікування і розмова характеризуються більш низьким рівнем 5 ... 15 В.

6.5 Структурна схема кнопочкових телефонних апаратів

Структура кнопочкового телефонного апарата (ТА) зображена на рисунку 6.15.



Під час знімання слухавки важільний перемикач підключає апарат до АТС. В такому випадку напруга на лінійних затискувачах зменшується до 5 ... 15 В. Схема «відбой» за рахунок подавання напруги формує імпульс початкового встановлен-

Рисунок 6.15 – Схема кнопочкового телефонного апарата

ня електронного номеронабирача. В режимі готовності до набирання номера мікросхема електронного номеронабирача формує сигнали управління імпульсним та мовним ключами, за допомогою яких мовний вузол, що складається з мікрофона, телефона, підсилювачів та протимісцевої схеми за допомогою мовного ключа підключається до лінії. Це дозволяє чути сигнал зі станції. Імпульсний ключ в цьому разі знаходиться у вимкненому стані. Натиснення кнопок клавіатури формує послідовності імпульсів, які управляють роботою ключів. Імпульсний ключ формує посилення постійного струму, які управляють роботою АТС. Мовний ключ відключає мовний вузол від спільного дроту на час посилення номеру, що знищує клацання у слухавці під час набирання номера.

Після закінчення набирання номера мовний ключ знов підключає мовний вузол й у трубці чути тональні посилення АТС, що характеризують кінець процесу з'єднання і прихід на лінію викликаного абонента сигналів виклику. Коли абонент знімає слухавку, чути його голос.

Наприкінці розмови слухавка кладеться на важіль. Перемикач розмикає ланцюг, і схема телефонного апарата переходить до чергового режиму. В цьому разі схема забезпечує живлення оперативного запам'ятовувального пристрою електронного номеронабирача, в якому зберігається останній номер, що набирався. Схема відбою забороняє зчитування номерів з клавіатури, а пристрій виклику готовий до прийняття сигналів виклику АТС.

Якщо з АТС поступив сигнал виклику, то викликальний пристрій формує звукові сигнали. До зняття слухавки схема знаходиться у черговому режимі. Якщо слухавку знято, мікросхема електронного номеронабирача встановлюється до початкового стану, й у трубці чути мову абонента, який викликає.

Короткочасний натиск на важіль перемикача або кнопку «відбій» викликає скидання схеми номеронабирача і телефонний апарат переводиться до початкового стану.

Питання для самоконтролю

1. Які методи модуляції найчастіше використовуються у аналогових системах передавання і чому?
2. Що таке лінійний тракт і підсилювальна ділянка?
3. Як чисельно визначається рівень сигналу в лінії?
4. Які існують типи каналів для передавання аналогової інформації?
5. Якими характеристиками можна описати канал передавання?
6. Яким чином здійснюється двобічне передавання інформації?
7. Що таке місцевий ефект і яким чином його уникнути?

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання аналогової та дискретної інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.
3. Интегральные микросхемы. Микросхемы для телефонии. Справочник. Выпуск I / под ред. Перебаскина А.В. – М.: ДОДЭКА, 1994.

7 Побудова цифрових систем передавання інформації. Розподіл каналів зв'язку

Одноканальна система - система передавання, в якій однією лінією зв'язку передається первинний сигнал від одного джерела повідомлення до одного приймача.

Багатоканальна система - сукупність технічних засобів і середовища розповсюдження, що забезпечує одночасне і незалежне передавання сигналів від N джерел до N приймачів однією лінією зв'язку.

Лінії зв'язку дротових кабельних ліній і стовбури радіоліній можуть забезпечити передавання сигналу у широкій смузі частот. Якщо порівняти її з шириною спектра первинних сигналів (телеграфний, телефонний, факсимільний тощо), зрозуміло, що використання одноканальних систем передавання інформації неефективне. Разом з тим, пропускна здатність каналу зв'язку значно більша ніж інформаційна ємність первинних сигналів.

Лінія передавання великої довжини являє собою дорогу та громіздку споруду, вимагає великих витрат праці, коштів і часу на її побудову. Для підтримання ліній в робочому стані також необхідні значні кошти і людські сили. Більшість капітальних вкладень припадає на лінійні споруди і лише частка на апаратуру. Тому і постає питання більш ефективного використання ліній зв'язку. В цьому випадку доцільне передавання однією лінією зв'язку сигналів від декількох джерел декільком приймачам, тобто утворення багатьох каналів. Схема багатоканальної системи передавання інформації наведена на рисунку 7.1.

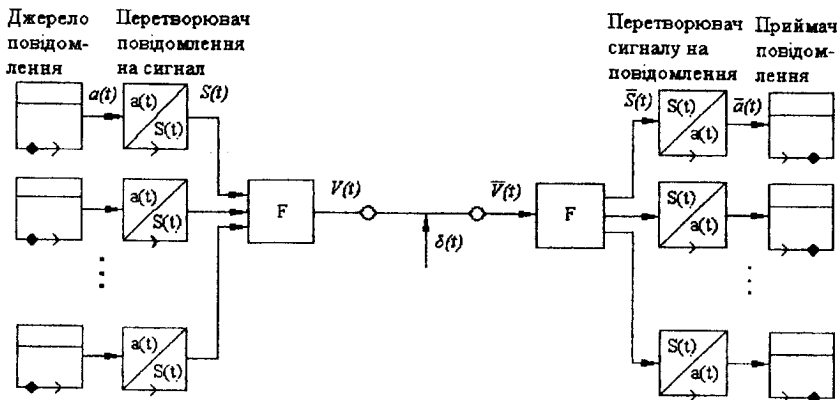


Рисунок 7.1 - Структура багатоканальної системи передавання інформації

Повідомлення $a_1(t)$, $a_2(t)$, ..., $a_N(t)$ від N джерел перетворюються на первинні сигнали $S_1(t)$, $S_2(t)$, ..., $S_N(t)$, що поступають до системи передавання, де за допомогою формувача об'єднуються у груповий сигнал $V(t)$ за певним алгоритмом оброблювання. Сформований сумарний сигнал подається до лінії зв'язку. Під час передавання на нього впливають завади $S(t)$. На приймальному боці з лінії зв'язку на формувач надходить сигнал $\bar{V}(t)$, який розподіляється на первинні сигнали $\bar{S}_1(t)$, $\bar{S}_2(t)$, ..., $\bar{S}_N(t)$. У приймальних перетворювачах вони перетворюються на повідомлення $\bar{a}_1(t)$, $\bar{a}_2(t)$, ..., $\bar{a}_N(t)$.

Методи розподілу сигналів невідривно пов'язані з методами модуляції, але первинні сигнали $S_1(t)$, $S_2(t)$, ..., $S_N(t)$ можуть передаватись в один і той самий час або займати одну смугу частот (наприклад сигнали мовлення 0,3 ... 3,4 кГц). Необхідно, щоб після перетворення на приймальному боці сигнали відрізнялись один від одного. Тільки в цьому випадку сигнали можна буде виділити з групового.

7.1 Частотний розподіл каналів зв'язку

Один зі способів розподілу каналних сигналів (або розподілу каналів) - частотний. В цьому випадку у вигляді переносника вибирають гармонійні коливання-носії з різними частотами. Кожний первинний сигнал після перетворення на каналний буде розташований в окремій смузі частот. На рисунку 7.2 показано перетворення N первинних сигналів, що мають однакові спектри, шляхом модуляції за амплітудою коливань-носіїв з різними частотами. Інтервал між частотами-носіями сусідніх каналів повинен бути таким, щоб смуги частот каналних сигналів не перекривались.

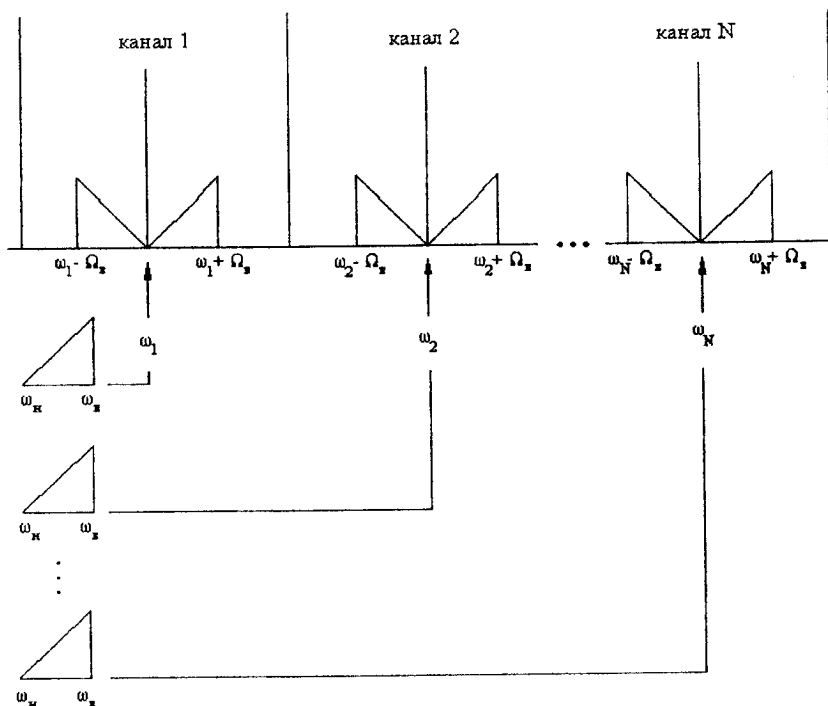


Рисунок 7.2 – Розподіл каналів за частотою

На рисунку 7.3 подана структура системи передавання з частотним розподілом каналів. Первинні сигнали $S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t)$ перетворюються модуляторами з частотами-носіями $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$ на модульовані коливання $V_1(t), V_2(t), \dots, V_N(t)$, що називаються *каналними сигналами*. На відміну від первинних сигналів, які мають спільний спектр, каналні сигнали рознесені за спектром.

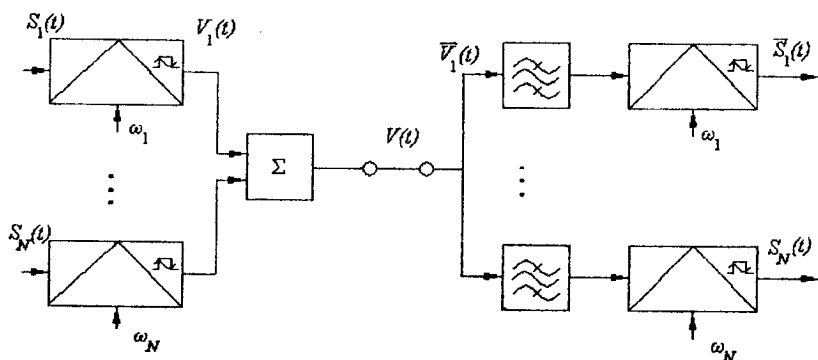


Рисунок 7.3 – Структура системи передавання з частотним розподілом каналів

Груповий сигнал $V(t)$ можна отримати об'єднанням каналних сигналів $V_1(t), V_2(t), \dots, V_N(t)$. На приймальному боці каналні сигнали виділяються з групового $\bar{V}(t)$ за допомогою розподілювальних частотних смужкових фільтрів. Відновлення первинних сигналів $\bar{S}_1(t), \bar{S}_2(t), \dots, \bar{S}_N(t)$ з каналних $\bar{V}_1(t), \bar{V}_2(t), \dots, \bar{V}_N(t)$ відбувається за допомогою демодуляторів.

7.2 Часовий розподіл каналів

Найбільш показовим прикладом є той, коли у вигляді переносника сигналу $S_i(t)$ обрана послідовність вузьких імпульсів і здійснена амплітудна модуляція цієї послідовності. Таким чином утворюються каналні сигнали $V_i(t)$. Груповий сигнал $V(t)$ формується об'єднанням каналних сигналів (рисунок 7.4). Необхідно, щоб імпульси частоти-носія каналів були зсунуті за часовою віссю. Тобто опитування каналів іде по черзі у циклічному режимі.

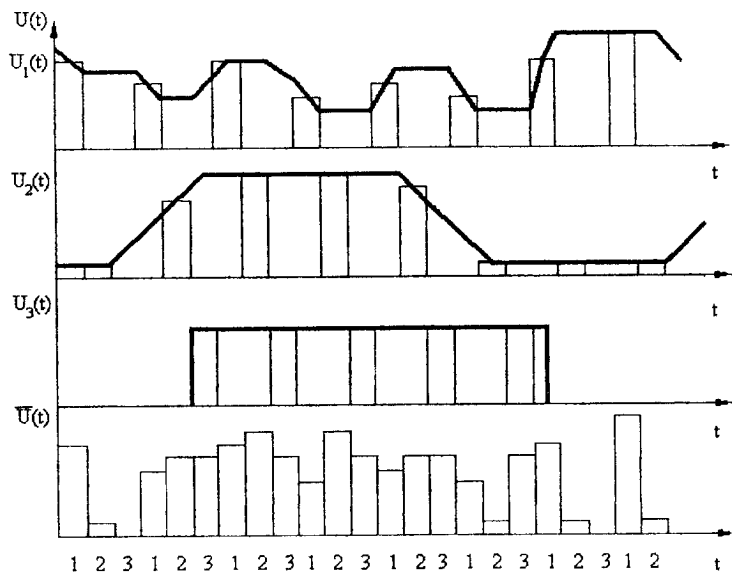
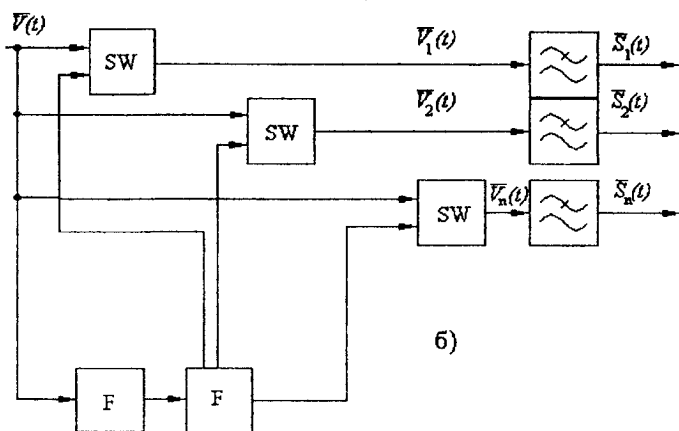
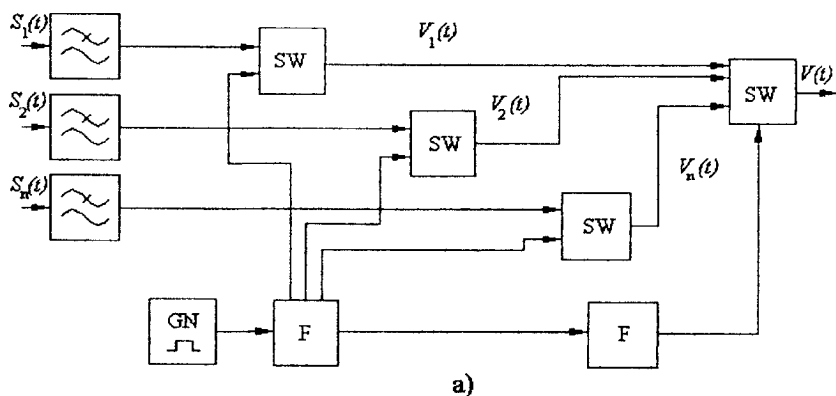


Рисунок 7.4 – Формування групового сигналу у випадку часового розподілу каналів

Отримати каналні амплітудно-модульовані сигнали досить просто. Функцію модуляторів виконують аналогові ключі, на які подаються первинні сигнали. Імпульси переносників по черзі відкривають ключі на час, що дорівнює тривалості тактового імпульсу. На виходах ключів з'являються первинні сигнали. Завдання зсуву імпульсів за часовою віссю виконує перший формувач, що стробується генератором імпульсів. У вигляді нього може використовуватися кільцевий лічильник.



а – передавач; б – приймач.

Рисунок 7.5 – Система передавання із часовим розподілом каналів

Таким чином, імпульси кожного каналу, що несуть у своїй амплітуді інформацію про первинний сигнал, передаються лінією зв'язку тільки в певні проміжки часу. Розподіл каналів на приймальному пункті також легко здійснити за допомогою ключів, які повинні працювати синхронно та синфазно з ключами передавальної частини, тобто ключ кожного каналу повинен відкриватися лише тоді, коли лінією зв'язку пройшли імпульси цього каналу і бути закритим весь інший час. Цю функцію виконують перший (пристрій синхронізації) і другий (розподільник) формувачі. Первинний сигнал $\bar{S}_i(t)$ легко виділити за допомогою фільтра нижніх частот.

Згідно з теоремою Котельнікова тактова частота імпульсних послідовностей (дискретизації) повинна бути не нижчою за подвоєну максимальну частоту спектра первинного сигналу.

Щоб спектр сигналів $S_i(t)$ був обмеженим, у кожному каналі передавання необхідно ставити фільтри.

7.3 Утворення групового сигналу у цифрових системах передавання

Вказані принципи розподілу каналів використовуються для побудови цифрових систем передавання. За одним з них формування групового сигналу може здійснюватись на засаді часового розподілу каналів.

Канальний інтервал - проміжок часу, що відводиться на передавання кодової групи одного сигналу.

Розподіл групового сигналу на каналні у приймачі здійснюється також методом часового розподілу. З урахуванням того, що в таких системах використовується імпульсно-кодова модуляція, то вони називаються

системами імпульсно-кодової модуляції з часовим розподілом каналів. При цьому час, що відводиться на передавання кодової групи одного каналу визначає швидкість передавання інформації.

Існує інший спосіб формування групового сигналу, при якому поєднуються частотний розподіл каналів та імпульсно-кодова модуляція. В цьому випадку методами частотного розподілу каналів формується типова група каналів. Потім груповий сигнал підлягає дискретизації, квантуванню і кодуванню. Після цього відповідна група передається на протилежну станцію у вигляді цифрової послідовності.

Ці системи називаються *системами імпульсно-кодової модуляції з частотним розподілом каналів.*

Разом з каналними цифровими сигналами до складу цифрового групового сигналу тракту передавання входять спеціальні сигнали управління і взаємодії, що вводяться до імпульсної послідовності після кодера. Ці сигнали забезпечують посилення виклику, набирання номера та інші операції, необхідні для роботи АТС, а також для зв'язку технічного персоналу різних станцій.

Оскільки синхросигнали і сигнали управління передаються разом з каналними сигналами за певний проміжок часу, то час на передавання інформації скорочується і тактова частота повинна бути збільшена. При цьому збільшується кількість розрядів у кожній кодовій групі шляхом формування додаткових сигналів управління.

7.4 Синхронізація та синфазування у системах імпульсно-кодової модуляції з часовим розподілом каналів

Процес декодування сигналів і розподілу декодованих імпульсів за відповідними каналами у приймальній частині апаратури буде здійснюва-

тися правильно лише тоді, коли генераторне обладнання приймального і передавального боку будуть синхронізовані.

При цьому може реалізовуватися асинхронний чи синхронний режим передавання.

Асинхронний режим (старт-стоповий) полягає у формуванні сигналів, які визначають початок та кінець передавання інформаційних бітів, як це подано на рисунку 7.6. При цьому до кожної кодової комбінації, що посиляється, автоматично додаються старт-біт та біт зупинки. Тривалість цих сигналів (один, півтора, два тактові імпульси) визначається умовами роботи схеми. Якщо інформація не передається, то на виході схеми встановлюється напруга логічної “одиниці” (очікування) або “нуля” (зупинка).

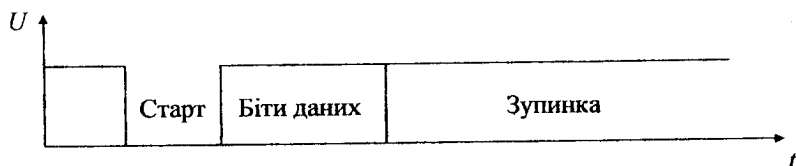


Рисунок 7.6 - Формат посилання під час асинхронного передавання

На приймальному боці напруга логічної “одиниці” на вході свідчить про те, що в даний момент часу приймання інформації не здійснюється. Поява на вході напруги логічного “нуля” свідчить про надходження старт-біта. Істинність цього біта необхідно перевіряти ще раз стробуванням в середині його часового інтервалу. Якщо наявність напруги логічного “нуля” на вході підтверджується, то запускається лічильник бітів, який дозволяє визначити кінець бітів даних, біт контролю та біт зупинки. З іншого боку, якщо під час перевірки визначається напруга логічної “одиниці”, то приймач повинен зупинити приймання і переходити до початкового стану, оскільки у лінії зв’язку виникла завада. Стоп-біт свідчить про те, що передавання даних завершено і вони знаходяться у приймачі. Якщо попередня

кодова комбінація не була вчасно зчитана з вхідного регістра, то вона губиться, на її місце перезаписується нове значення.

Розрізняють тактову та циклову синхронізацію.

Тактова синхронізація забезпечує рівність частот імпульсів у засобах оброблення сигналів на передавальній і приймальній станціях. Відсутність тактової синхронізації може призвести до того, що приймальний бік не закінчить декодування імпульсної послідовності, а на його вхід вже поступить кодова група іншого каналу.

Для здійснення синхронізації такого виду генераторним обладнанням кінцевої приймальної станції управляє тактова частота, що виділяється з прийнятого сигналу, тобто кожний інформаційний сигнал (біт) супроводжується відповідним синхросигналом. Тому така синхронізація ще отримала назву **бітрової**. Останній можна представити у вигляді суми регулярної і випадкової складових (рисунок 7.7). Спектр регулярної складової сигналу дискретний і вміщує в собі непарні гармоніки тактової частоти, в тому числі і першу гармоніку. Випадкова складова має неперервний спектр $G_B(\omega)$. Повністю розділити гармоніку тактової частоти з усіма складовими спектра неможливо. До смуги пропускання вузькосмугового фільтру попадають складові неперервного спектра, що призводить до зміни амплітуди та фази тактової частоти. Тому форма виділеного сигналу відрізняється від синусоподібної, внаслідок чого відбуваються зміни часових інтервалів між імпульсами. Це, в свою чергу, може призвести до порушення тактового синхронізму і появи помилок під час декодування.

Може реалізовуватись також **циклова синхронізація**.

Цикл передавання - сукупність сигналів, які передаються за час між двома сусідніми відрахунками сигналу одного каналу, тобто за період дискретизації.

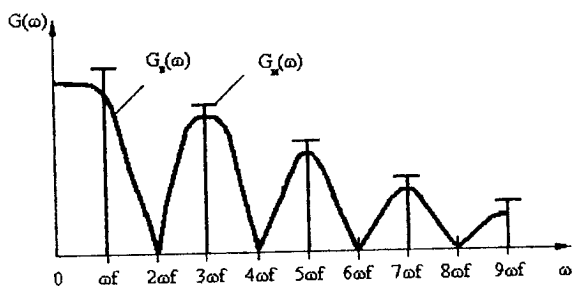
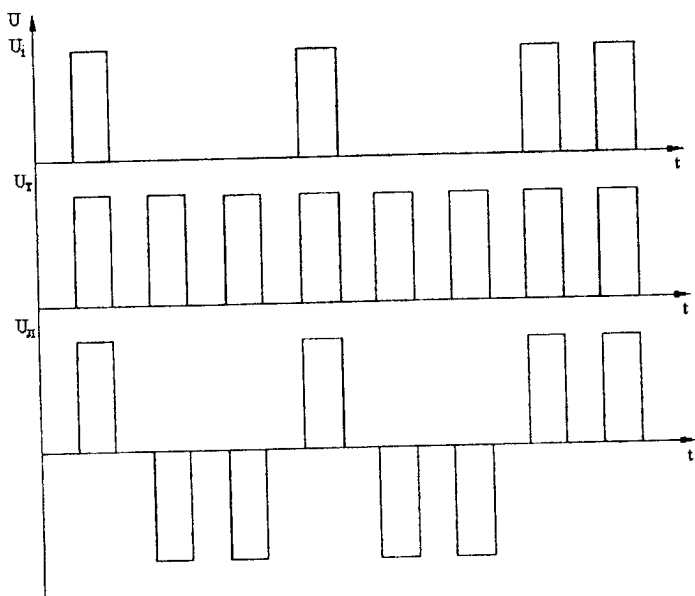


Рисунок 7.7 – Сигнал імпульсно-кодової модуляції, його складові та спектри складових

Таким чином, частота циклів і частота дискретизації співпадають. Для того, щоб декодовані амплітудно-імпульсно-модульовані сигнали правильно розподілялись за відповідними приймальними каналними трактами, необхідно, щоб замикання електронних ключів на передавальній і приймальній станціях проходило в один і той самий інтервал часу.

Для забезпечення синхронної та синфазної роботи ключів однакових каналів передавання до складу групового сигналу вводиться спеціальний синхросигнал. Цей сигнал наділяється відповідною ознакою, яка дозволяє на приймальній станції відрізнити синхросигнал від інформаційних груп. Цією ознакою може бути певна структура групи імпульсів, яка вибирається таким чином, що імовірність формування кодової комбінації такої аналогічної структури була дуже малою.

Додатковою ознакою синхросигналу є постійність частоти, в той час, як поява інформаційних сигналів випадкова.

Пошук стану синхронізму реалізується послідовним контролем і порівнянням структури кодових груп групового сигналу з еталоном синхросигналу, який формується генераторним обладнанням приймальної станції. Якщо кодова група не відповідає еталону, приймач синхросигналу здійснює зсув (“гальмування”) послідовності імпульсів управління, формованих генераторним обладнанням приймача, на один період тактової частоти. Таке гальмування продовжується до тих пір, поки між порівнюваною кодовою групою та еталоном синхросигналу не встановиться відповідність, яка фіксує стан синхронізму у системі.

Тобто синхронізація встановлюється не одразу, а через певний проміжок часу, який називається *часом входу до синхронізму*. Цей час повинен бути досить малим, інакше може відбутися роз’єднання абонентів.

Синхросимволів може бути один чи декілька. Формат посилання поданий на рисунку 7.8. Оскільки синхросимволами (однаковими чи різними) супроводжується кожне передане інформаційне посилання, а в теперішній час передавання здійснюється в основному байтами (вісьма двійковими розрядами), то ця синхронізація отримала ще назву *байтової*.

Якщо розроблюється багатоканальна система, то за допомогою синхросимволів доцільно здійснювати ідентифікацію каналів. Тоді кодова

комбінація синхросимволу може вміщувати код каналу, яким здійснюється передавання, номер байта, що передається, та іншу службову інформацію.

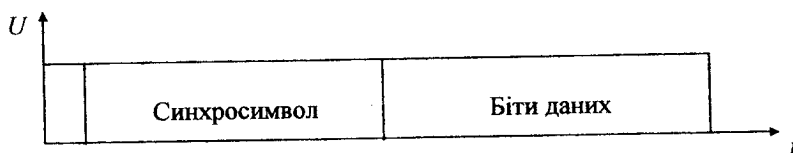


Рисунок 7.8 - Формат послання під час синхронного передавання

Внаслідок того, що генератори передавача і приймача не можуть генерувати з абсолютною точністю одну і ту саму частоту, особливо з нульовою різницею фаз, між ними завжди буде різниця, яка визначається у відсотках до тривалості імпульсу. Вважається, що різниця у 40 % - границя стійкості роботи демультимплексорів. Якщо нестабільність генераторів складає 0,001%, на швидкості 50 біт/с синхронність роботи буде порушено через 6 хв. 40 с. На швидкості 1200 біт/с цей момент настає через 17 с. Використання високостабільних генераторів збільшує час роботи, але не вирішує проблеми в цілому, тому що час передавання може бути значно більшим.

Для забезпечення заданої синфазності система повинна вміщувати у своєму складі коригувальні пристрої, які підтримують різницю фаз генераторів у певних межах. Для отримання більшої стабільності найчастіше використовують генератори синусоподібних коливань, з яких потім формуються імпульси бажаної форми. Для зручності частоту генераторів вибирають в декілька разів більшу ніж потрібно для роботи. Потім її можна поділити за допомогою відповідних пристроїв.

За способом коригування фази найбільш поширені пристрої з безпосереднім впливом на частоту генератора. Вони обов'язково вміщують фазовий дискримінаційний пристрій, який визначає значення різниці фаз між імпульса-

ми, прийнятими з лінії зв'язку, та сформованими генератором. Сигнал з фазового дискримінатора або безпосередньо впливає на генератор, змінюючи фазу коливань, або поступає на фазообертач, який змінює фазу імпульсного сигналу. Перші з них називаються *пристроями синфазування з плавним управлінням* або з *автопідстроюванням частоти та фази*, а другі - *пристроями синфазування по імпульсах з дискретним управлінням*.

Для забезпечення синфазування у випадку циклової синхронізації доцільно використовувати *ноніусний метод*. Він полягає в тому, що частота тактового генератора вибирається набагато більшою, ніж потрібна для роботи. Перед тим, як подаватися на схему, вона поділяється у необхідне число разів. Оскільки похибка синхронізації дорівнює одному періоду сигналу тактового генератора, то вона значно зменшується.

7.5 Формування лінійного сигналу

Імпульсний цифровий сигнал повинен бути переданий лінією зв'язку з мінімальними спотвореннями, тобто таким чином, щоб форма прямокутних імпульсів зберігалась. Для цього необхідно мати безкінечно широку смугу частот передавального тракту. Але будь-який реальний тракт має кінцеву смугу частот. Знизу ця смуга обмежується наявністю лінійних трансформаторів, які мають велике згасання на низьких частотах і не пропускають постійної складової. Оскільки згасання будь-якої лінії зв'язку збільшується зі збільшенням частоти, то смуга частот обмежується і зверху. В цьому випадку відбувається придушення високочастотних складових спектра імпульсного сигналу і спотворення його форми. Крім цього, форма імпульсів може бути спотворена за рахунок дії адитивних завад

вад (власних завад лінії зв'язку та підсилювачів, лінійних переходів, атмосферних та інших).

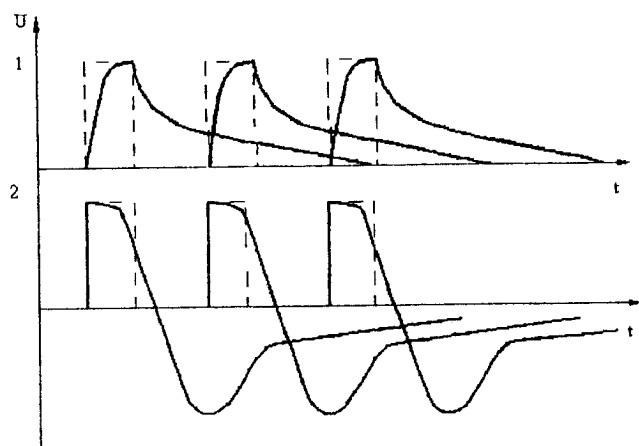


Рисунок 7.9 – Міжсимвольні завади першого і другого роду

Вплив одного імпульсу на інший, коли вони заважають один одному, називають *міжсимвольним*, або *завадами першого роду*.

Обмеження частот знизу викликають спотворення імпульсів, або *завади другого роду*. Ці завади особливо великі в тих випадках, коли у спектрі частот є постійна складова (передавання однополярних імпульсів). Вони викликаються тривалими викидами протилежної полярності, які можуть впливати на десятки подальших імпульсів. Ці завади також призводять до взаємного впливу між каналами. Подібне відбувається, якщо імпульси однієї кодової групи впливають на імпульси сусідніх кодових груп.

В лінійному тракту на форму імпульсів впливають власні завади вузлів тракту і кабелю, а також завади від лінійних переходів з сусідніх пар кабелю. Нелінійні завади у каналах цифрових систем передавання з часовим розподілом каналів на сигнал не впливають, тому що ознакою його є

Обмеження смуги частот зверху призводить до зміни форми імпульсів та збільшення їх тривалості. Це може призвести до помилок під час декодування імпульсно-модульованого сигналу. Вплив од-

час появи. Будь-який нелінійний пристрій, може змінити форму сигналу, але не зменшити проміжок часу, протягом якого сигнал відрізняється від нуля.

Вплив завад із досить великим рівнем може викликати неправильне приймання сигналу (кодової комбінації). Для цього цифровий лінійний сигнал, що сформований під час передавання, повинен задовольняти вимогам:

- ↳ лінійний сигнал не повинен вміщувати в собі постійну складову. Виконання цієї вимоги знижує міжсимвольні завади другого роду;
- ↳ енергія сигналу повинна бути сконцентрована у якнайвужчій смузі частот, тобто вона повинна швидко зменшуватись у випадку зростання частоти. В цьому випадку обмеження смуги частот зверху менше впливає на форму імпульсів, а також дозволяє зменшити вплив власних завад за рахунок зменшення смуги пропускання тракту;
- ↳ структура лінійного цифрового сигналу повинна бути такою, щоб з його спектра можна було виділити коливання тактової частоти. Ця умова впливає з необхідності забезпечення тактової синхронізації. Амплітуда першої гармоніки тактової частоти сигналу залежить від тривалості імпульсів τ_i . Вона буде максимальною, якщо $\tau_i = T/2$. Смуга частот лінійного тракту, що необхідна для задовільного відтворення прямокутних імпульсів лінійного сигналу, залежить від тривалості імпульсів і визначається формулою:

$$\Delta f \approx \frac{0,5 \dots 0,6}{\tau_i} = \frac{1,0 \dots 1,2}{T} = (1 \dots 1,2) f_T \quad (7.1)$$

Однополярна послідовність двійкових імпульсів вміщує у спектрі постійну складову. Низькочастотні складові неперервної частини спектра

мають більшу потужність, що призводить до значних міжсимвольних завад другого роду якщо спектр обмежується знизу.

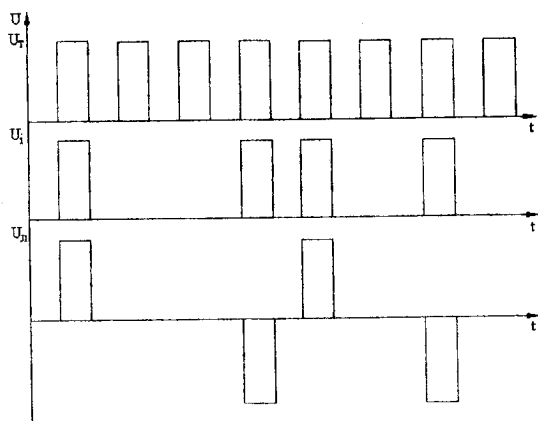


Рисунок 7.10 – Формування квазітрійкового сигналу з двійкового

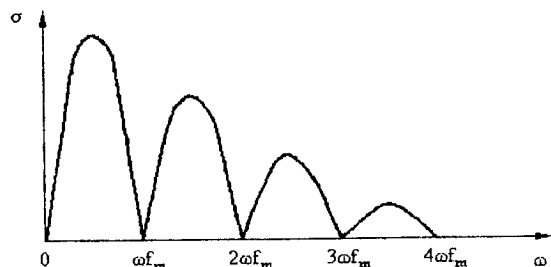


Рисунок 7.11 – Спектр квазітрійкового сигналу

складової тактової частоти не дозволяє виділяти її безпосередньо. Але, якщо попередньо випрямити сигнал, то він перетворюється на однополярний двійковий і у його спектрі з'являється частота f_T .

Складові спектра навколо тактової частоти і вище також великі. Таким чином, однополярний сигнал не задовольняє двом з наведених вимог і його використання недоцільне. Більш ефективним є використання квазітрійкових лінійних кодів (рисунок 7.10).

Високочастотні складові спектра квазітрійкового сигналу швидко зменшуються. Тому обмеження смуги частот зверху не викликає помітних міжсимвольних завад першого роду. Відсутність у спектрі цього сигналу

Треба зауважити, що використання трьох рівнів сигналу не призводить до трійкової системи числення, тому що система кодування - двійкова.

Існує ще декілька видів сигналів, які зменшують спотворення форми виділеної тактової частоти, знижують цю частоту, знаходять помилки у кодових групах тощо.

Для двійкового кодування швидкість передавання чисельно дорівнює тактовій частоті. У випадку багаторівневих сигналів, вона може бути суттєво більшою.

7.6 Регенерація цифрових сигналів

Суттєва перевага цифрових систем передавання полягає в можливості відновлення імпульсних сигналів. Коли сигнали проходять лінією зв'язку, вони згасають, піддаються впливу завад, спотворюються, що призводить до зміни форми та тривалості імпульсів, зменшення їхньої амплітуди. Оскільки кількість можливих значень імпульсного сигналу невелика, то є можливість відновлення амплітуди, форми, тривалості кожного з імпульсів лінійного сигналу та часового інтервалу між ними. Регенерація здійснюється спеціальними пристроями, які в цифрових системах виконують ту саму функцію, що й підсилювачі у лінійних трактах аналогових систем. Але підсилювачі не збільшують заводозахищеності, тому що разом з сигналом підсилюється і завада. Оскільки регенератори очисчують сигнал від завад і відновлюють у початковому вигляді, заводозахищеність на виході кожного регенератора практично одна і та сама, і накопичення завад не відбувається.

Регенератори встановлюються у відповідних пунктах вздовж лінії зв'язку та на кінцевому пункті. Ділянка лінії між двома регенераційними

пунктами називається *регенераційною*. Процес регенерації імпульсів можна розподілити на операції:

- ⇒ підсилення і коригування форми імпульсів;
- ⇒ оцінка значення символів сигналу, що передається;
- ⇒ формування імпульсів вихідного сигналу;
- ⇒ відновлення часових позицій сформованих імпульсів.

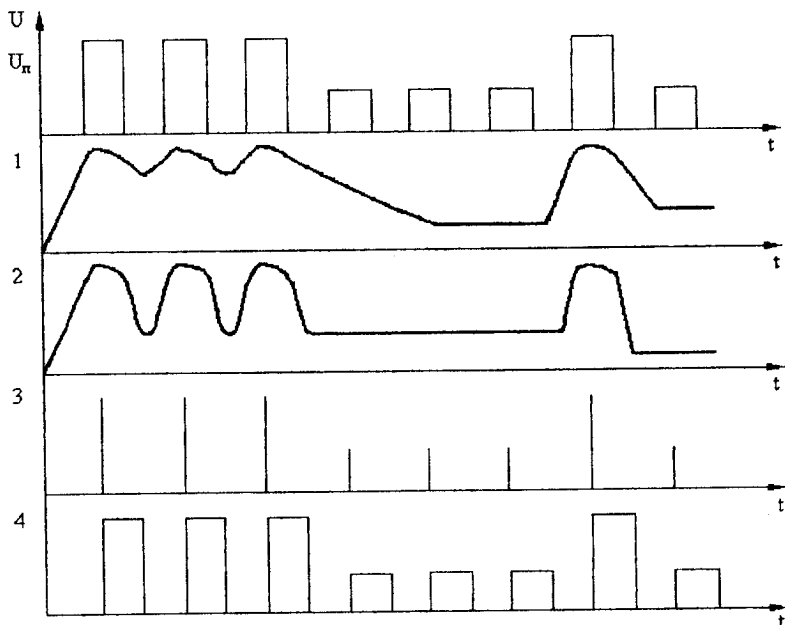
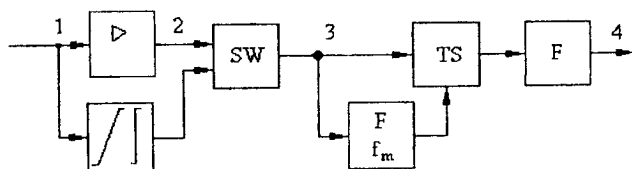


Рисунок 7.12 – Узагальнена схема регенератора і часові діаграми його роботи

На рисунку 7.12 подана узагальнена структурна схема регенератора однополярних імпульсів. Схема вміщує підсилювач з коригувальним пристроєм, що вмикається у зворотний зв'язок, електронний ключ, пороговий елемент, формувальний модуль. Також до складу схеми входить пристрій виділення тактової частоти.

Робота пристрою ілюструється часовими діаграмами. Прямокутні імпульси у лінії зв'язку за рахунок обмежень смуги частот зверху і знизу підлягають впливу завад. При цьому тривалість імпульсів збільшується, крутість фронтів зменшується і вся послідовність імпульсів розпливається.

Для зменшення спотворень імпульсів і міжсимвольних завад перед регенератором вмикається підсилювач з коректором на вході, або в ланцюгу негативного зворотного зв'язку. Коректор забезпечує виконання умови:

$$S_{кор}(f) = \alpha_d(f), \quad (7.2)$$

де $S_{кор}$ - коефіцієнт підсилення підсилювача;

α_d - коефіцієнт згасання на регенераційній ділянці.

Чим ширша смуга частот, в якій виконується ця умова, тим більше форма імпульсів наближається до прямокутної і тим меншими будуть завади. Для систем з коаксіальними кабелями основним видом завад є теплові шуми, потужність яких пропорційна ширині смуги частот. Для систем із симетричним кабелем на сигнал в основному мають вплив перехідні завади за рахунок взаємного впливу між ланцюгами. Чим вища частота сигналу, тим більша потужність завад.

Таким чином, коректор регенератора забезпечує мінімальну тривалість імпульсів сигналу і максимальну ширину смуги частот тракту. Відкоригована імпульсна послідовність дискретизується імпульсним ключем, який здійснює відрахунки згідно тактової частоти. Короткі імпульси

управління роботою ключа забезпечують відрахунки відкоригованих імпульсів в їх середній, найменш спотвореній частині.

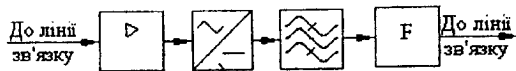


Рисунок 7.13 – Схема формування тактової частоти

Така схема регенератора забезпечує відновлення однополярного сигналу. Регенерація двополярного (квазитрійкового) лінійного цифрового сигналу здійснюється окремо для позитивних та негативних імпульсів. Для формування складової тактової частоти встановлюється випрямляч. Фільтр виділяє тактову частоту f_T підсиленого сигналу, а формувач відтворює стробувальні імпульси.

Наявність порогового елемента дозволяє усунути завади, які, підмішуючись до вхідного сигналу, спотворюють його форму. Якщо на тактовій позиції вхідного сигналу передається “нуль”, то за рахунок адитивних завад під час стробування з’являється деякий відрахунок.

Якщо його величина менша від $U_{пор}$, то після порогового елемента на цій позиції знову буде “нуль”. Порогове значення вибирається рівним половині максимального значення відкоригованого імпульсу. Тому на виході регенератора на сигнал не впливає адитивна завада, величина якої менша за половину максимального значення імпульсу. Помилка на виході регенератора може виникнути при випадкових змінах порогового значення, коефіцієнта підсилення підсилювача, а також випадкових змін часових положень стробувальних імпульсів.

Якість роботи регенератора оцінюється *імовірністю помилки*, яка визначається відношенням кількості переданих помилкових символів до загальної кількості переданих символів за досить великий проміжок часу. Якщо імовірність помилки на виході одного регенератора дорівнює $P_{пом}$,

то для лінійного тракту з n регенераторами результуюча імовірність помилки:

$$P_{\text{пом.рез}} \approx n p_{\text{пом}} \quad (7.3)$$

Розрахунки показують, що для тракту передавання дискретної інформації максимальна імовірність помилки не повинна перевищувати 10^{-6} .

Особливістю цифрових систем передавання є те, що імовірність помилки суттєво пов'язана із захищеністю сигналу від завади A_3 . При $A_3 = 19,2$ дБ, $p_{\text{пом}} = 10^{-6}$, а при $A_3 = 22,2$ дБ, $p_{\text{пом}} = 10^{-10}$. Суттєва зміна імовірності помилки обумовлена наявністю порогового елементу. При невеликій зміні рівня завади імовірність передавання помилкового символу знижується.

Ця обставина показує, що у цифрових системах передавання накопичування помилок відбувається значно повільніше ніж в аналогових. Якщо збільшується кількість підсилювачів в аналоговій системі з 1 до n , рівень завад на виході тракту зростає у $10 \cdot \lg(n)$ разів. Щоб зберегти необхідну захищеність сигналу, захищеність на вході кожного підсилювача потрібно збільшити на таку саму величину. Для цього збільшують рівень сигналу на вході підсилювача на $10 \cdot \lg(n)$.

У випадку збільшення числа регенераторів з 1 до n імовірність збільшується в n разів. Так, для аналогової системи $\Delta A_3 = 10 \cdot \lg 10 = 10$ (дБ). В цифровій системі, щоб знизити імовірність помилки на виході регенератора в 10 разів, потрібно збільшити завадозахищеність на 1,3 дБ.

Допустима імовірність помилки одного регенератора пов'язана з довжиною ділянки:

$$P_{\text{пом.дон}} = \frac{P_{\text{пом.рез}} \cdot l_{\text{рез}}}{L} \quad (7.4)$$

де $l_{рег}$ - довжина регенераційної ділянки;

L - довжина тракту.

7.7 Двонаправлене передавання дискретної інформації одним кабелем

Дуже часто виникає потреба передавати інформацію у двох напрямках від двох незалежних і несинхронізованих між собою джерел. Схема вміщує в собі два однакових приймача-передавача, об'єднаних двопровідною лінією зв'язку.

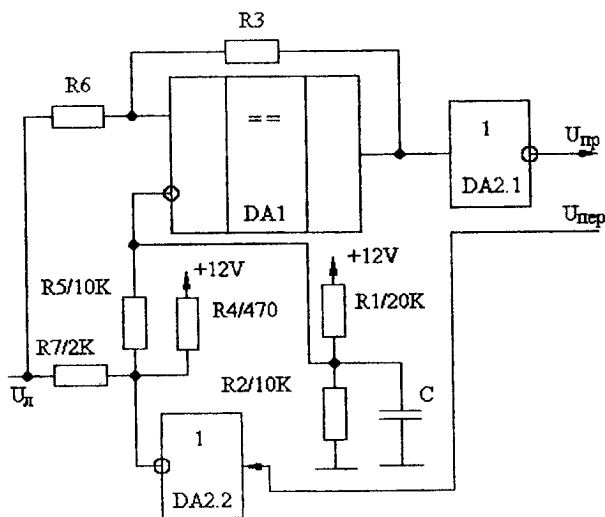


Рисунок 7.14 – Двонаправлений канал цифрового зв'язку

Резистор зворотного зв'язку компаратора $R3$ і конденсатор C впливають на динамічні характеристики каналу, поліпшуючи якість фронтів. Якщо на входах каналів немає напруги логічного "нуля", то на входах компараторів за рахунок подільника $R1 - R2$ і резистора $R5$ утво-

рюється різниця напруг приблизно 3 В, і на виході його формується логічна "одиниця", яка інвертується. На виходах також формуються логічні

“нулі”. Якщо на вхід подати рівень логічної “одиниці”, то різниця напруг на входах компаратора зникає, і на відповідному виході утворюється логічна “одиниця”.

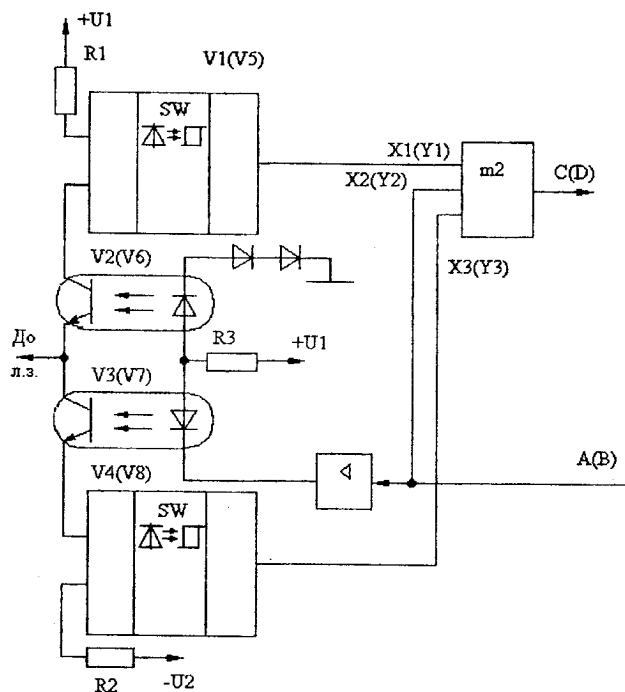


Рисунок 7.15 – Канал для одночасного передавання інформації одним проводом з гальванічним розв’язуванням приймачів-передавачів

оптрони V_2 та V_6 вимкнено, а V_3 та V_7 увімкнено. Струм тече ланцюгом $0V - V_3 - V_4 - V_7 - V_8 - R_2 -$ (мінус U_2). При цьому спрацьовують оптрони V_4 , V_8 і на входах X_3 , Y_3 формуються сигнали логічного “нуля”. Оптрони V_1 та V_5 вимкнені, тому на їх виходах X_1 та Y_1 формуються сигнали логічної

Та сама задача може бути вирішена за допомогою іншої схеми (рис. 7.15). Цей пристрій відрізняється поліпшеними динамічними характеристиками і гальванічним розв’язуванням лінії зв’язку та пристроїв, між якими здійснюється обмін інформацією.

Якщо на входи A та B подані логічні “нулі”, то опт-

“одиниці”. Таким чином, на виходах C і D формуються сигнали логічного “нуля”.

Якщо на обидва входи подані сигнали, то спрацьовують оптрони $V2$ та $V6$, і створюються умови для проходження струму ланцюгом: $R1 - V5 - V6 - V1 - V2 - 0V$. В цьому разі на виходах $X1$ та $Y1$ формуються логічні “нули”, оптрони $V4$ та $V8$ не працюють, тому там - логічні “одиниці” і на виходах схеми формуються “одиниці”.

Якщо сигнал подано на вхід A чи вхід B , то струм не тече і на відповідному виході формується сигнал.

Перехідні процеси пристроїв можуть супроводжуватись появою короткочасних імпульсів на виходах C, D . Вони можуть придушуватися $R-C$ -інтегрувальними ланцюгами або іншими відомими способами.

Таблиця 7.1 - Таблиця істинності каналу зв'язку

A	B	$X1$	$X2$	$X3$	C	$Y1$	$Y2$	$Y3$	D
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	1	0	1	0	1	1
1	1	0	1	1	1	0	1	1	1

7.8 Асинхронні двонаправлені приймачі-передавачі

Під час розповсюдження сигналу лінією зв'язку його форма спотворюється (змінюється форма фронтів, зменшується амплітуда, накладаються завади тощо). Для відновлення форми сигналу використовують ретранслятори. Найбільш прості з них - логічні елементи зі збільшеною навантажувальною здатністю. Схема зображена на рисунку 7.16. Ретрансляція двонаправлених сигналів, на жаль, так само просто не реалізується. Якщо увімкнути два логічних елементи зворотно-паралельно, то утворюється тригер, який в разі подавання на входи двох “нулів” залишається в

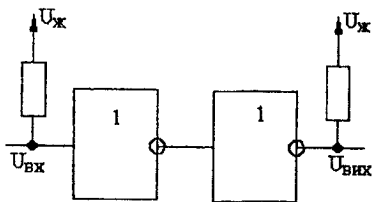


Рисунок 7.16 – Схема ретранслятора для передавання сигналу в одному напрямку

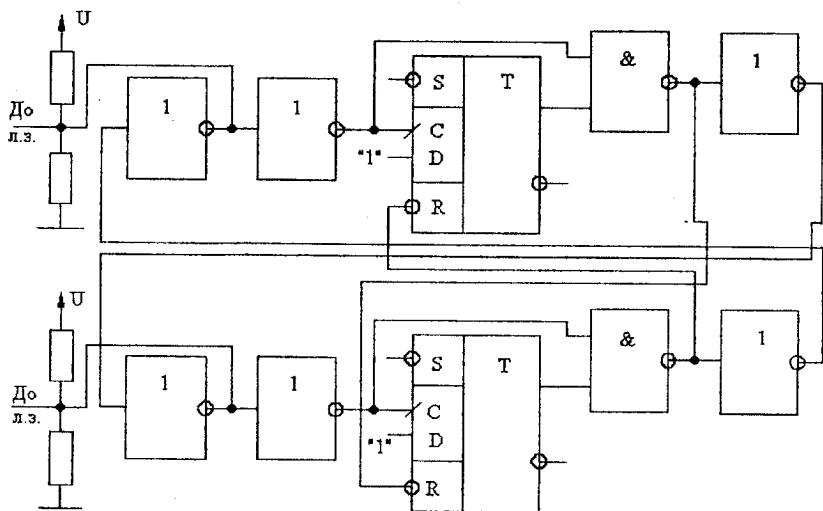
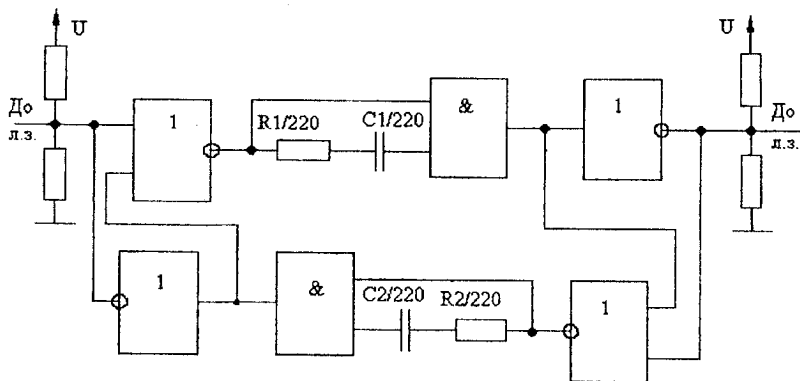


Рисунок 7.17 – Двонаправлені ретранслятори

цьому стані дуже довго (до вимкнення живлення). Схеми двонаправ лених ретрансляторів наведені на рисунку 7.17.

Для першої схеми подільники напруги формують у початковому стані рівень логічної “одиниці” (+3,5 В), за рахунок чого на виходах схем “АБО-НІ” сформовані логічні “нулі”, інвертори з відкритим колектором, які виконують функцію передавачів ретранслятора, - вимкнені. Негативний фронт імпульсу зі входу *A* після інвертування поступає на входи елемента “Г” та на вихід *B* через інвертор. Ланцюг *RIC1* позитивних функцій не виконує і вносить небажану затримку під час проходження сигналу зі входу *A* на вихід *B*.

Якщо негативний імпульс закінчується у точці *A*, сигнал проходить крізь елемент “Г” та інвертор, викликаючи збільшення напруги у точці *B* до 3,5 В. Оскільки затримка передавання сигналу через вихідний інвертор не дорівнює нулю, під час передавання заднього фронту імпульсу виникає ситуація, коли на вході та виході інвертора в один і той самий момент часу існує “нуль”. Це приводить до появи імпульсу на виході елемента “АБО-НІ” ланцюга зворотного передавання сигналу.

Якщо не прийняти заходів до його знищення, то спрацює інвертор, і імпульс завади буде розповсюджуватися колом, тобто виникає генерація. Знищення завади відбувається ланцюгом *R2C2*. Його параметри вибираються таким чином, щоб до моменту закінчення імпульсу на верхньому вході елемента “Г”, конденсатор *C2* не встиг зарядитися до порогової напруги цього елемента. Недоліком цієї схеми є необхідність підбирання *RC*-ланцюгів для кожного конкретного випадку використання.

Більш досконалою є друга схема. За негативним фронтом сигналу на вході *A* тригер *D1* встановлюється в “одиницю” і відкривається елемент *D2*. Сигнал передається крізь елементи *D3* та *D4* до каналу *B*. Логічний “нуль” з виходу елемента *D2* підтримує тригер *D5* у “нульовому” стані, розмикаючи зворотний зв’язок. Тому після закінчення імпульсу конфліктів

не виникає. Якщо тригер *DI* попередньо був встановлений в “одиницю”, то затримка сигналу зменшується на час спрацьовування тригера. У випадку багаторазової ретрансляції це може призвести до суттєвої зміни тривалості імпульсу.

Вихідні елементи ретранслятора виконані за схемою з відкритим колектором. Резистивні подільники виконують функцію навантаження вихідних інверторів і забезпечують узгодження з кабелями.

Якщо ввести два елементи затримки до ланцюгів верхніх входів елементів “І-НІ”, то вони будуть затягувати проходження сигналу через тригер і сумарна затримка сигналу не буде залежати від стану тригера. Можна також встановлювати до “одиниці” обидва тригери в момент закінчення передавання, або після ввімкнення живлення. Схema (рисунок 7.15) правильно працює за умови розподілу в часі імпульсів, що передаються. Якщо імпульси частково перекриваються, то робота порушується.

Питання для самоконтролю

1. В чому полягає різниця між одноканальними і багатоканальними системами передавання?
2. Що таке частотний метод розподілу каналів зв'язку і як він реалізується?
3. Що таке часовий метод розподілу каналів зв'язку і як він реалізується?
4. Що таке груповий і каналні сигнали? Як утворюється груповий сигнал?
5. Що таке тактова і циклова синхронізація? Яким чином вони здійснюються?
6. Які завади впливають на лінійний сигнал? За рахунок чого?
7. Що являє собою регенерація сигналу? Чим вона відрізняється від підсилення?
8. Що таке регенераційна ділянка і як визначити її довжину?
9. Як реалізуються двонаправлені приймачі-передавачі?

Вправи і завдання

1. Повідомлення складаються з п'яти якісних ознак ($m = 5$). Тривалість елементарного посилання $\tau = 20$ мс. Визначити швидкість передавання сигналів та швидкість передавання інформації.

Розв'язок

Швидкість передавання сигналів: $V = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0,02} = 50$ (символів/с).

Швидкість передавання інформації: $C = \frac{H}{\tau} = \frac{\log_2 m}{\tau} = \frac{\log_2 5}{0,02} = 116$ (біт/с).

2. Текстові повідомлення українською мовою передаються в асинхронному (старт-стоповому) режимі телеграфного апарата. Кожна літера визначається п'ятирозрядним двійковим кодом. На початку іде стартовий символ тривалістю 30 мс, потім інформаційне повідомлення з тривалістю елементарного сигналу 20 мс кожний. В кінці формується стоповий сигнал тривалістю 45 мс. Визначити швидкість передавання інформації, швидкість передавання інформаційних символів, тривалість передавання повідомлення з 450 літер за умови відсутності міжсимвольних інтервалів.

Розв'язок

Швидкість передавання інформації: $C = \frac{H}{n \cdot \tau} \approx \frac{4,36}{5 \cdot 0,02} = 43,6$ (біт/с).

Швидкість передавання інформаційних символів:

$$V = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0,02} = 50 \text{ (символів/с)}$$

Тривалість передавання повідомлення:

$$T = \tau_c \cdot n \cdot k + \tau_{\text{старт}} + \tau_{\text{стоп}} = 0,02 \cdot 5 \cdot 450 + 0,03 + 0,045 = 445,075 \text{ (с)}$$

Рекомендована література

1. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1987.
2. Тугевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Передача дискретной информации и телеграфия / под ред. Гурова В.С. - М.: Связь, 1985.
4. Шовкопляс Б.С. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения. - М.: Радио и связь, 1990.
5. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання дискретної інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

8 Методи вибирання для телемеханічного управління об'єктами

Методи вибирання - методи, які дозволяють однією лінією зв'язку передавати велику кількість сигналів, призначених для вибору, а також увімкнення чи вимкнення об'єкта управління, причому сигнали не повинні заважати один одному.

Існують методи вибирання:

- ◆ часовий, в разі якого сигнали передаються послідовно у часі, по черзі, використовуючи одну і ту саму частоту;
- ◆ комбінаційно-часовий, в разі якого командою управління є не поодиноким імпульс, як в попередньому випадку, а кодова комбінація;
- ◆ частотний, в разі якого однорозрядні коди (одноелементні сигнали) передаються в лінію зв'язку не послідовно, а паралельно;
- ◆ комбінаційно-частотний, в разі якого використовується багатоелементний кодер (кодова комбінація з частотних посилянь, що йдуть до лінії зв'язку паралельно за часом);
- ◆ частотно-часовий, який використовує можливості і переваги як частотного так і часового методів вибирання;
- ◆ комбінаційно-частотно-часовий, який дозволяє одержати таку саму кількість команд управління, використовуючи малу кількість генераторів і розподільник з малим числом позицій.

У деяких випадках, що розглядаються, командною ознакою є тривалість імпульсу. Таким чином, одиниця у кодовому слові передається тривалим імпульсом, а нуль - коротким.

Сигнальною (командною) ознакою називається ознака, яка приводить до виконання команди.

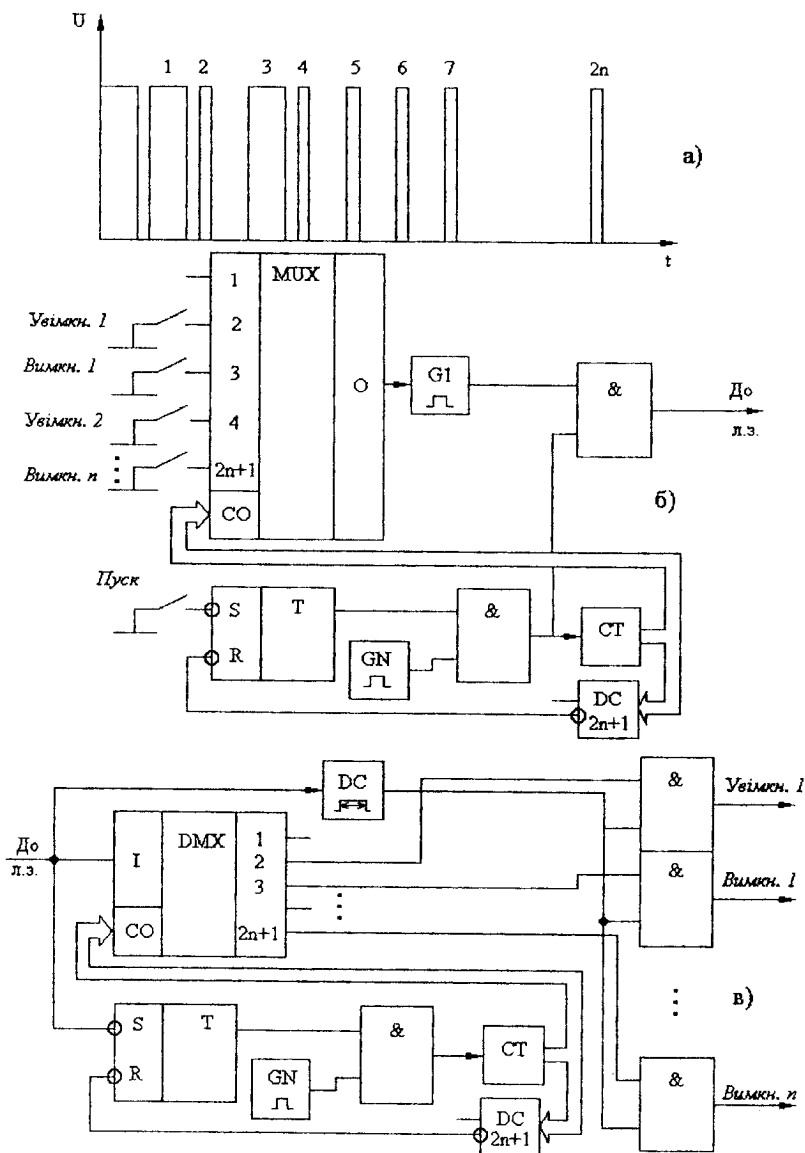
8.1 Часовий метод вибирання

При цьому методі вибирання до лінії зв'язку надсилається серія імпульсів (рисунок 8.1.а). Кожний імпульс займає певну часову позицію і відповідає можливості формування однієї з команд (“Увімкнути об’єкт 1”, “Вимкнути об’єкт 1”, “Увімкнути об’єкт 2”, “Вимкнути об’єкт 2” тощо). Наявність командної ознаки сигналу (збільшеної тривалості імпульсу) означає дійсність цієї команди і необхідність її виконання.

Функціональна схема передавача подана на рисунку 8.1.б. В даному випадку реалізована циклова (стартостопна) синхронізація. Перетворення сигналу лінії зв'язку з “нуля” на “одиницю” і підтримання її протягом одного такту означає, що з наступного такту передаються інформаційні сигнали.

За необхідністю оператором на клавіатурі набираються потрібні команди (наприклад “Увімкнути об’єкти 1 та 2”). Для цього натискаються перший та третій перемикачі. Натиснення кнопки “Пуск” переводить тригер до стану логічної “одиниці”. Імпульси генератора через схему “Г” поступають на лічильник. Оскільки здійснюється управління n двопозиційними об’єктами і один розряд у кодовій комбінації відводиться на стартовий синхронізуючий імпульс, то послання складається з $(2n + 1)$ часових позицій. На таке саме число потрібно будувати лічильник.

Мультиплексор працює в циклічному режимі і постійно збільшує на кодова комбінація на входах CO заставляє його з кожним тактом послідовно комутувати входи на вихід. З приходом першого імпульсу генератора на лічильник, на вихід 0 мультиплексора комутується перший вхід, відведений під синхророзряд. На виході мультиплексора формується “одиниця”. Одновібратор має інверсний вхід і на цей імпульс не реагує.



а – структура сигналу; б – передавач; в - приймач

Рисунок 8.1 – Часовий метод вибирання

Другий імпульс, сформований генератором, комутує другий вхід мультиплексора на вихід. Для виконання команди “Увімкнути об’єкт 1”, першу кнопку натиснено, і на вході мультиплексора - рівень “нуля”. Цей сигнал проходить на вхід одновібратора, показуючи дійсність даної команди, і запускає його. При цьому формується імпульс тривалістю більшою за тривалість тактового імпульсу.

Третій та четвертий імпульси формуються аналогічно першому і другому. Усі подальші аналогічні першому (команди не є дійсними).

Разом з тим, як імпульси генератора поступають на лічильник, вони надходять і на схему “АБО”. Якщо одновібратор тривалого імпульсу не формує, то до лінії зв’язку поступають тактові імпульси. Якщо одновібратор формує імпульс, то на виході схеми “АБО” буде імпульс більшої тривалості, ніж тактовий.

Після того, як лічильник нарахував $(2n + 1)$ імпульсів, спрацьовує дешифратор кодової комбінації цього числа і скидає тригер до стану “нуля”, забороняючи проходження імпульсів генератора на лічильник.

Таким чином, на виході схеми “АБО” сформована послідовність $(2n+1)$ імпульсів, з яких другий та четвертий (перший та третій інформативні) мають більшу тривалість (команди дійсні і повинні виконуватись - аналог “одиниці” у посилянні), а всі інші мають тривалість тактового імпульсу.

Сформована імпульсна послідовність поступає на приймач, функціональна схема якого подана на рисунку 8.1.в. Перший імпульс, що надходить з лінії зв’язку поступає на вхід демультимплексора та на S-вхід тригера. Він перекидає стан тригера на “одиницю”. Імпульси тактового генератора крізь схему “Г” поступають на лічильник. Демультимплексор, керуючись кодовими комбінаціями лічильника, послідовно фіксує вхідні імпульси на виходах, починаючи з тактового. Одночасно зі входом демультимплексора вхідні імпульси поступають на дешифратор ознаки посилян (тривалості), який фіксує командну ознаку (збільшену тривалість) імпульсу. Якщо наяв-

на командна ознака сигналу, то на його виході формується “одиниця”. Перший вихід демультимплектора не підключається до схеми, тому що він фіксує неінформативний тактовий імпульс.

Логічні елементи “Г” являють собою кінцевий дешифратор команд управління. На нижніх входах усіх елементів “Г” будуть логічні “одиниці” (демультимплексор зафіксує наявність імпульсів), але на верхніх входах лише першого і третього елементів будуть “одиниці”, які сформовані дешифратором тривалості імпульсу (ознаки посилання). Таким чином, рівень логічної “одиниці” буде на виходах “Увімкнути об’єкт 1” та “Увімкнути об’єкт 2”.

Після відпрацювання $(2n + 1)$ імпульсів, кодова комбінація з лічильника увімкне дешифратор числа $(2n + 1)$ і скине тригер, підготувавши схему до нового циклу роботи.

Кількість часових позицій визначається:

$$m = k \cdot n, \quad (8.1)$$

де m - кількість часових позицій;

n - кількість об’єктів управління;

k - кількість позицій управління об’єктами.

Переваги цього методу полягають у простоті реалізації і можливості циркулярного передавання.

Циркулярне передавання – можливість управління всіма об’єктами за одне посилання.

Але, якщо кількість об’єктів велика, то виникає необхідність у формуванні подвоєної кількості часових позицій (для двопозиційних об’єктів), що, в свою чергу, збільшує час передавання.

Для описаного випадку доцільне використання ноніусного методу для забезпечення синфазування сигналів. При цьому на приймачі частота генератора вибирається набагато більшою за тактову (на два порядки). Схемотехнічно це складності не викликає. Після елемента "Г" перед лічильником вмикається подільник частоти на це саме число. Це дозволяє з прийнятою похибкою забезпечити синфазування генераторів передавача і приймача (якщо частота вибрана більшою на два порядки, то похибка складає 1%).

8.2 Комбінаційно-часовий метод вибирання

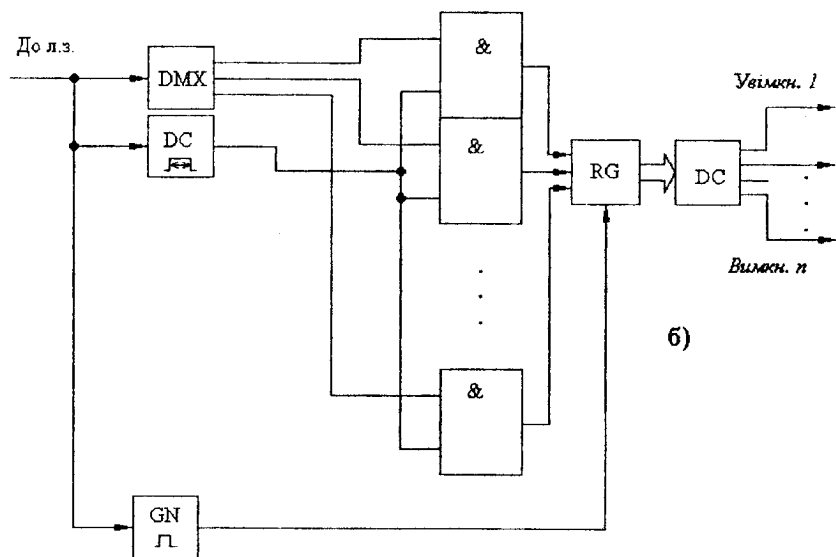
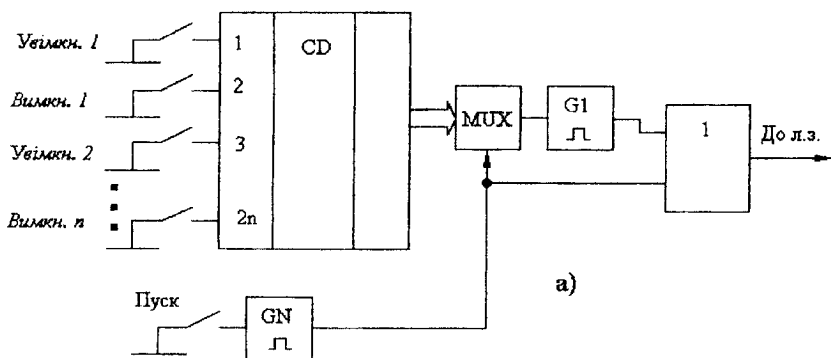
При комбінаційно-часовому методі до лінії зв'язку послідовно передається багатоелементний сигнал (кодова комбінація), який характеризує код натиснутої кнопки. Натиснення кнопки на вході кодера приводить до утворення двійкового коду її номера. Кожній натиснутій кнопці відповідає своя кодова комбінація. Цей код необхідно послідовно передати до лінії зв'язку тому, що він визначає виконувану команду.

Кодер (рисунок 8.2.а) формує код натисненої кнопки, який поступає на мультиплексор у паралельному коді. Процеси передавання і приймання послання відрізняються від попереднього випадку тим, що можна передавати кодову комбінацію тільки однієї натиснутої кнопки.

Кількість часових позицій визначається кількістю двійкових розрядів кодера m :

$$m = \log_2(k \cdot n), \quad (8.2)$$

і видом синхронізації. Для випадку стартостопної синхронізації додається ще один стартовий розряд.



а – передавач; б - приймач

Рисунок 8.2 – Комбінаційно-часовий метод вибирання

Нехай, потрібно увімкнути другий об'єкт. Тоді оператор на пульті повинен натиснути третю кнопку. На виході двійкового кодера сформується код з m розрядів: 0000...011, який відповідає номеру натиснутої кнопки. За допомогою мультиплексора цей код буде перетворений на послідовний. Одновібратор має прямий вхід, тобто сформує імпульси збільшеної (порівняно з тактовою) тривалості для двох найменших розрядів. Ця кодова комбінація поступає на приймач і перетворюється на квазіпаралельний код за допомогою демультіплексора. Дешифратор ознаки посилення (тривалості) сформує рівні логічної одиниці для двох перших елементів "Г" (найменші розряди), тому що тривалість цих імпульсів збільшена. Регістр, послідовно записуючи паралельні розряди, вирівнює їх за часом. На вхід двійкового декодера буде подана кодова комбінація з m розрядів: 0000...011. У відповідності з цією кодовою комбінацією двійковий декодер виставить сигнал на третьому виході (команда "Увімкнути об'єкт 2").

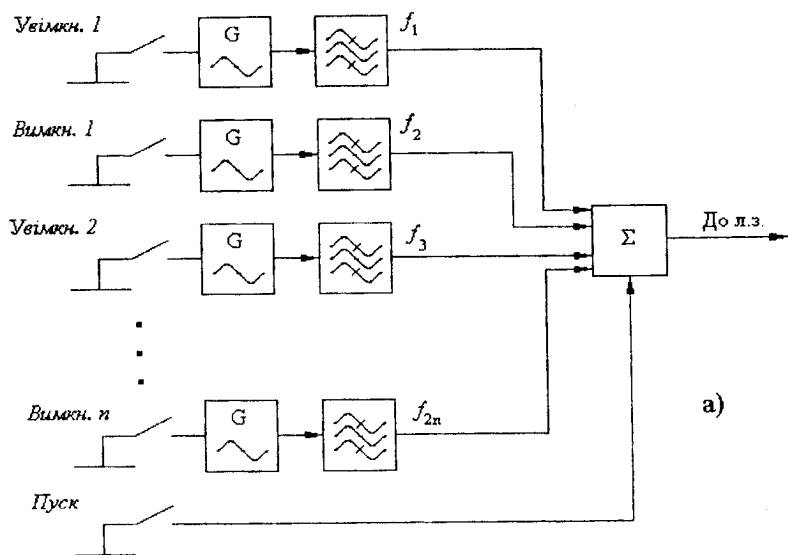
Менша кількість інформативних розрядів, порівняно з попереднім методом, дають можливість збільшення швидкодії і більш ефективного використання каналу зв'язку. Але, неможливість циркулярного передавання суттєво обмежує сферу реалізації цього методу.

8.3 Частотний метод вибирання

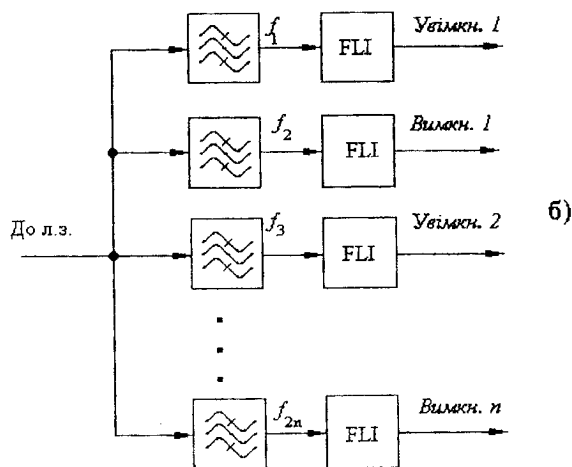
Для частотного методу вибирання кожній команді управління відповідає окрема частота, якою за необхідністю передається сигнал.

Ці сигнали передаються до лінії зв'язку одночасно, що забезпечує максимальну швидкодію (рисунок 8.3.а).

На приймачі (рисунок 8.3.б) сигнали з лінії поступають на смугові фільтри, налаштовувані на чітко визначені частоти команд управління. Якщо на вхід формувача "одиниці" поступає сигнал, то він формує на виході відповідний рівень напруги.



а)



б)

а – передавач; б - приймач

Рисунок 8.3 – Частотний метод вибирання

Кількість необхідних частот визначається за формулою (8.1) з тією різницею, що в даному випадку m характеризує кількість частотних каналів.

Нехай потрібно увімкнути перший та другий об'єкти. Для цього оператор на пульті повинен натиснути першу і третю кнопки. Перший і третій генератори починають працювати і на їх виходах формуються сигнали частот f_1 та f_3 . Для обмеження смуг частот різних сигналів встановлюються смугові фільтри. За допомогою кнопки "Пуск" відкривається суматор і сума частот f_1 та f_3 подається до лінії зв'язку.

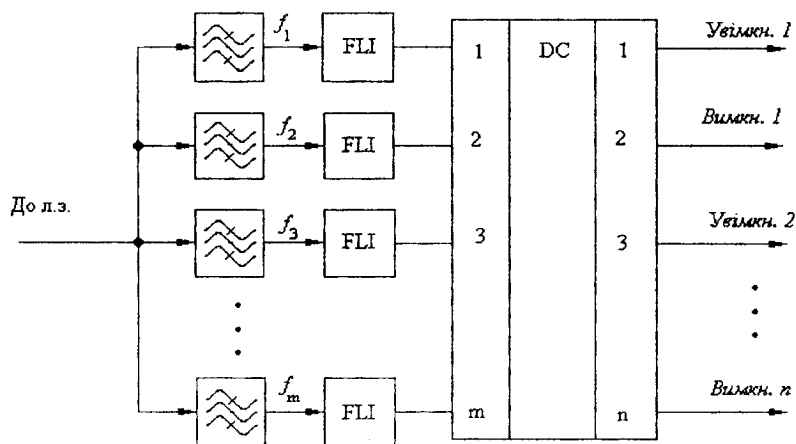
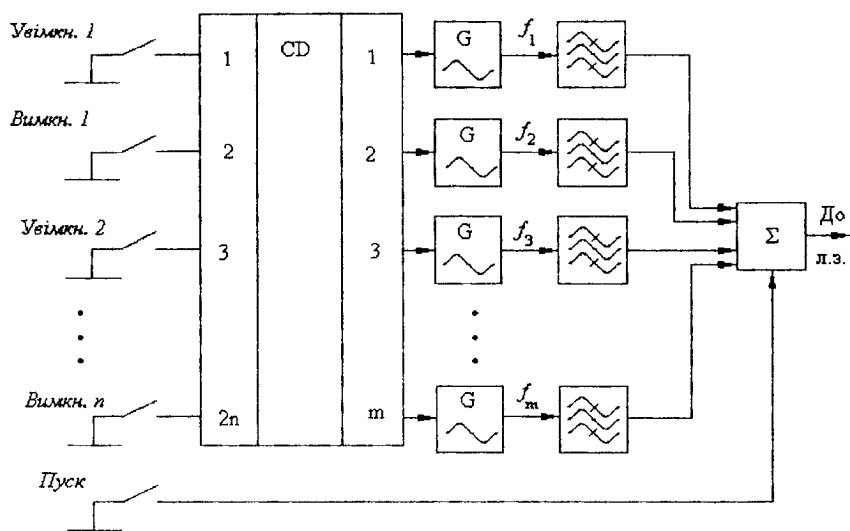
У приймачі фільтри відокремлюють частоти сигналів і на входи першого та третього формувачів "одиниці" поступають сигнали. У відповідності з цим, на першому та третьому виходах приймача будуть сформовані рівні логічної "одиниці".

Перевага цього методу - максимальна швидкодія, але він має і певні недоліки:

- * досить суттєві апаратні витрати для реалізації схеми, причому необхідно будувати точні генератори та фільтри;
- * велика кількість генераторів зумовлює перехресні зв'язки між ними;
- * смуга частот, яка потрібна для реалізації методу, значно ширша, ніж в попередніх випадках;
- * сигнали поступають до лінії одночасно, що може викликати досить великий струм у лінії зв'язку.

8.4 Комбінаційно-частотний метод вибирання

Використання цього методу дозволяє здійснювати управління великою кількістю об'єктів управління за допомогою відносно малої кількості



а – передавач; б - приймач

Рисунок 8.4 – Комбінаційно-частотний метод вибирання

генераторів. До лінії зв'язку одночасно комбінацією частот передається кодова комбінація, яка відповідає одній команді управління (рисунок 8.4).

Кількість необхідних частотних каналів визначається за формулою (8.2) з урахуванням того, що в даному випадку m характеризує не часові, а частотні канали.

Нехай потрібно увімкнути другий об'єкт. Натиснення третьої кнопки на пульті оператора визначить на виході двійкового кодера кодову комбінацію з m розрядів: 0000...011. Виходячи з цього, будуть працювати два перших генератори, формуючи сигнали з частотами f_1 та f_2 . Всі інші генератори працювати не будуть і крізь фільтри на суматор підуть ці дві частоти. Натиснення кнопки "Пуск" відкриє вихід на лінію зв'язку, і до неї поступить комбінація частот f_1 та f_2 . Поступивши на приймач, лінійний сигнал буде розподілений на окремі частоти за допомогою смугових фільтрів. Формувачі "одиниці" подадуть на входи двійкового декодера m -розрядну кодову комбінацію 0000...011. Двійковий кодер сформує рівень логічної "одиниці" на виході, номер якого відповідає кодовій комбінації, тобто "Увімкнути об'єкт 2".

Незважаючи на те, що кількість генераторів та фільтрів, порівняно з частотним методом різко зменшується, а пристрій зберігає швидкодію, сфера використання цього методу обмежена і визначається недоліками:

- * сумарний струм у лінії може бути досить великим;
- * здійснення циркулярного передавання неможливе.

8.5 Частотно-часовий метод вибирання

Він поєднує в собі ознаки частотного і часового методів. Поряд з тим, що послання розподіляється за часом на елементарні відзначки, ко-

жна часова відзначка може бути заповнена частотами. Тобто, на кожній часовій позиції можливе передавання не одного символу, а декількох.

Передавач (рисунок 8.5.а) побудований таким чином, що демультіплексор відзначає часові позиції, які характеризують номер об'єкта управління, а частотами сигналу передаються команди “Увімкнути” та “Вимкнути”. Приймач (рисунок 8.6) дозволяє декодувати посилення і відновити команди управління.

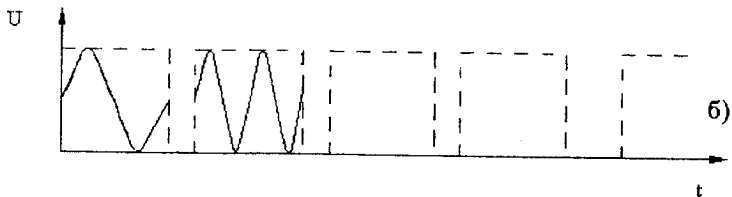
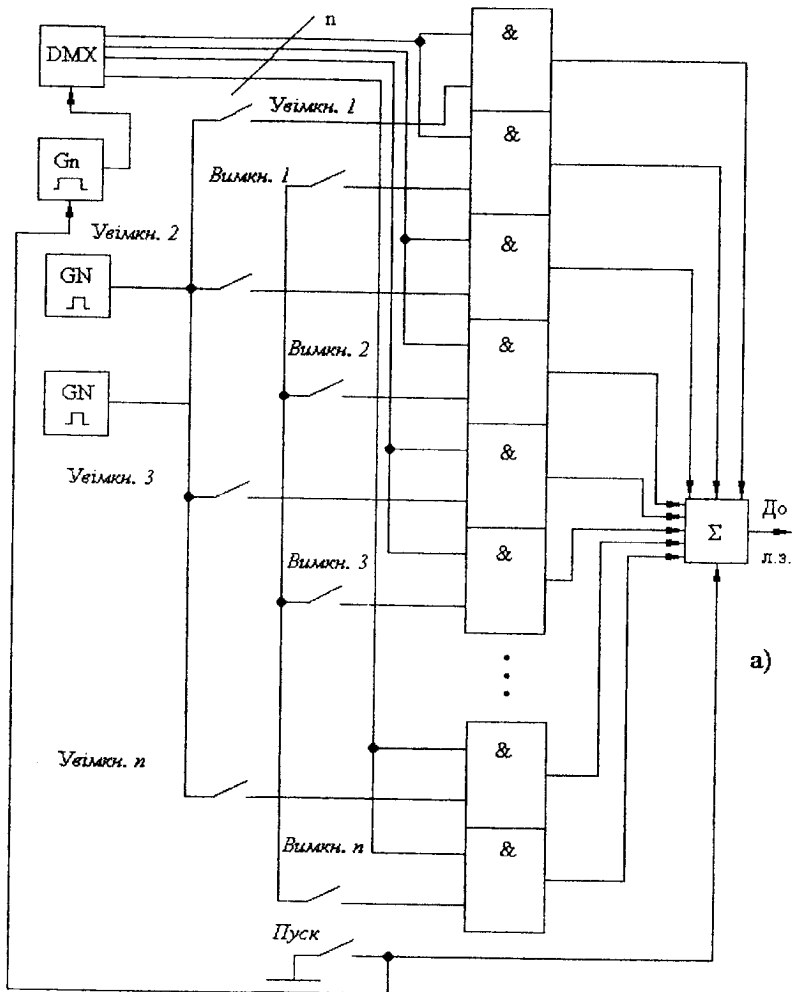
Нехай потрібно увімкнути перший об'єкт та вимкнути другий. Це вимагає формування лінійного сигналу, поданого на рисунок 8.5.б. Натиснення кнопок “Увімкнути об'єкт 1” та “Вимкнути об'єкт 2” подає на нижні входи першого та четвертого елементів “Г” відповідно частоти f_1 та f_2 від першого та другого генераторів.

Натиснення кнопки “Пуск” дозволяє роботу генератора послідовності з n імпульсів, кількість яких дорівнює кількості об'єктів управління. З першим імпульсом через перший елемент “Г” на суматор подається частота f_1 . Час передавання цієї частоти визначається тривалістю імпульсу генератора послідовності з n імпульсів. Другий елемент “Г” також відкритий, але частота на нього не поступає (перемикач розімкнений).

Другий імпульс відкриває третій та четвертий елементи “Г”, крізь які на суматор на другій часовій позиції поступає частота f_2 . Всі інші перемикачі розімкнені, тому на всіх інших часових позиціях на суматор надійдуть “нулі”.

Таким чином, кодове посилення буде являти собою:

- сигнал частоти f_1 на першій часовій позиції;
- сигнал частоти f_2 на другій часовій позиції;
- “нулі” на всіх інших часових позиціях (рисунок 8.5, б).



а – передавач; б – структура сигналу

Рисунок 8.5 – Частотно-часовий метод вибирання

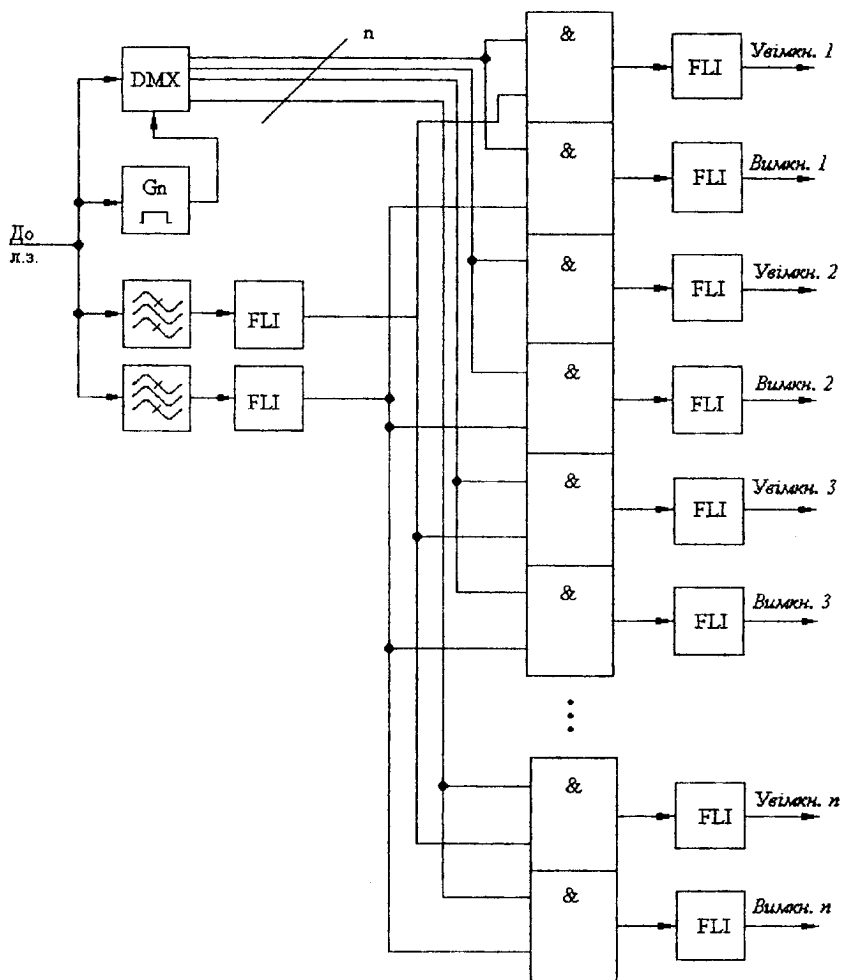


Рисунок 8.6 – Частотно-часовий метод вибирання. Приймач

Після надходження до приймача, лінійний сигнал перетворюється на квазіпаралельний код за допомогою демультиплексора, причому двійкові розряди зсунуті за часом. Демультиплексор пропускає частоти на тих часових позиціях, де вони наявні. Разом з цим, смугові фільтри виділяють

частоти, які наявні на часових позиціях і формувачі “одиниці” за наявністю сигналу формують високий логічний рівень напруги.

За надходженням першої часової позиції смуговий фільтр визначає частоту f_1 і на входи непарних логічних елементів “Г” подається рівень “одиниці”. Разом з тим, демультимплексор подає сигнал цієї частоти на верхні входи першого та другого логічних елементів “Г”. Таким чином, сигнал буде на виході першого логічного елемента “Г”. Формувач перетворює цей сигнал на рівень логічної “одиниці”.

За надходженням другої часової позиції другий смуговий фільтр визначає частоту f_2 і рівень логічної “одиниці” буде на нижніх входах усіх парних елементів “Г”. Демультимплексор подає цю частоту на верхні входи третього та четвертого логічних елементів “Г”. За рахунок цього формувач відтворить високий логічний рівень напруги на четвертому виході схеми “Вимкнути об’єкт 2”.

На всіх інших часових позиціях частоти f_1 та f_2 відсутні, тому логічні елементи “Г” утримують на виходах рівень логічного “нуля”.

Загальна кількість команд, які можна визначити за допомогою цього методу:

$$M = S_t \cdot S_f, \quad (8.3)$$

де S_t - кількість послідовних (часових) каналів (кількість позицій демультимплексора);

S_f - кількість паралельних (частотних) каналів (кількість використаних генераторів частоти).

Схему можна ускладнити, додавши ознакою посилання ще й тривалість. При цьому до формули (8.3) у вигляді помножувача додається скла-

дова ($S_d - 1$), яка визначає кількість дискретів тривалості імпульсів (з урахуванням тактових).

Частотно-часовий метод займає прийнятну смугу частот і має порівняно невеликий час передавання. Крім цього, можливе циркулярне передавання повідомлень, а метод відрізняється високою завадостійкістю.

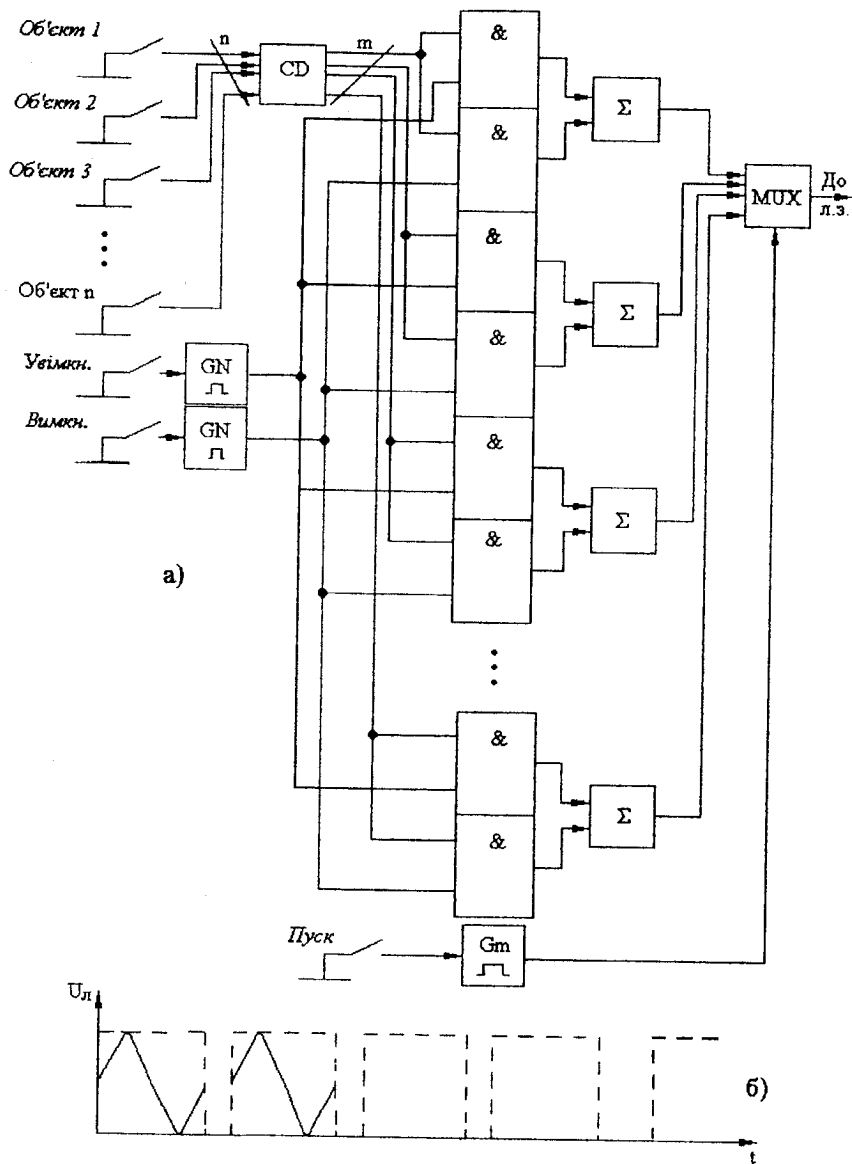
Використання цього методу обмежується кількістю частотних та часових каналів, хоча в більшості випадків можна підібрати їх найбільш ефективно співвідношення.

8.6 Комбінаційно-частотно-часовий метод вибирання

Цей метод дозволяє одержати максимальну кількість команд управління, використовуючи малу кількість генераторів і мультиплексор з малою кількістю позицій.

Цей метод подібний до частотно-часового, але як і в усіх комбінаційних методах, в даному використовується двійкове кодування-декодування номера натисненої кнопки (рисунок 8.7, а).

Нехай потрібно увімкнути третій об'єкт. В цьому випадку оператор натискає кнопки "Об'єкт 3" та "Увімкнути". За допомогою двійкового кодера номер кнопки (об'єкта управління) перетворюється на m -розрядну двійкову комбінацію 0000...011. Розряди коду подаються на логічні елементи "І", дозволяючи проходження частот через перший - четвертий елементи. Команда "Увімкнути" (замикання відповідного перемикача) подає імпульси частоти f_1 на нижні входи непарних логічних елементів "І". Суматори дозволяють об'єднати ці частоти до групових сигналів. Натиснення кнопки "Пуск" запускає генератор послідовності з m імпульсів, і мультиплексор перетворює паралельний код на послідовний. При цьому формується посилення, яке вміщує m часових позицій, сигнали "одиниці" яких заповнюються частотою (рисунок 8.7.б).



а – передавач; б – структура сигналу

Рисунок 8.7 – Комбінаційно-частотно-часовий метод вибирання

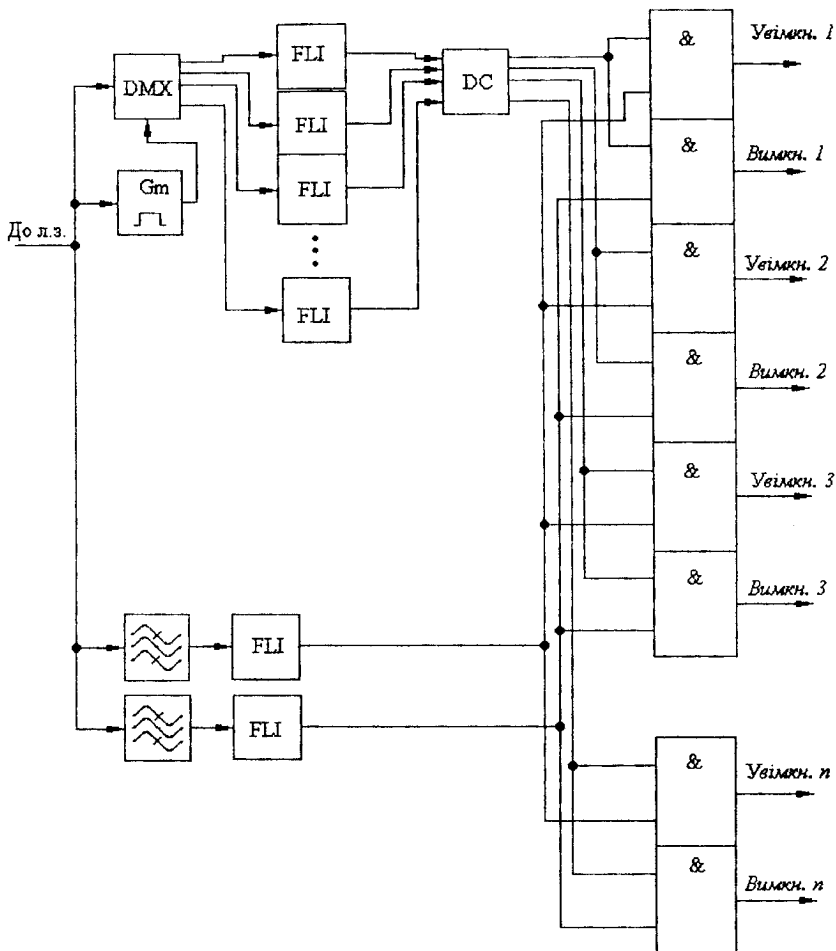


Рисунок 8.8 - Комбінаційно-частотно-часовий метод вибирання. Приймач

Лінійний сигнал, що надходить до приймача (рисунок 8.8), розподіляється за часовими позиціями демультиплексором та за частотами смуговими фільтрами. Сигнали на першій та другій часових позиціях формува- чами “одиниці” перетворюються на двійковий m -розрядний код 0000...011.

За допомогою двійкового декодера на верхніх входах п'ятого та шостого логічних елементів "І" встановлюється логічна "одиниця". Смуговий фільтр визначає частоту f_1 , і сигнал логічної "одиниці" на нижніх входах непарних логічних елементів. Таким чином, сигнал логічної "одиниці" буде встановлено на виході п'ятого логічного елемента "Увімкнути об'єкт 3".

Загальна кількість команд управління дорівнює:

$$M = 2^{S_r \cdot S_f} \quad (8.4)$$

У випадку використання у вигляді ознаки посилання ще й тривалості імпульсу, аналогічно до попереднього випадку, у формулі (8.4) додається ще й складова $(S_r - 1)$.

Метод характеризується високою швидкістю та малими витратами апаратури, але не дає можливості циркулярного передавання.

Переваги:

- ◇ простота схеми (мале число генераторів і позицій мультиплексування);
- ◇ велика швидкість.

Недоліки:

- * неможливість циркулярного передавання.

Питання для самоконтролю

1. Які існують методи вибирання?
2. Яким чином вони реалізуються?
3. Яким чином пов'язана кількість команд управління з параметрами схеми для різних методів?

Рекомендована література

1. Тутевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
2. Катков Ф.А., Дидык Б.С., Стулов В.А. Телемеханика. - К.: Вища школа, 1974.
3. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання дискретної інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

9 Коди у системах передавання інформації

Код – множина комбінацій в деякому алфавіті, поставлена у взаємно однозначну відповідність з початковою множиною.

Кодування - встановлення відповідності між елементом початкових даних і кінцевою сукупністю символів, що називається кодовою комбінацією.

В залежності від кількості ознак посилення кодування буває одноелементним та багатоелементним. *Одноелементне кодування* відбувається на основі однієї ознаки посилення (поляристість, амплітуда, частота, тривалість, фаза), а *багатоелементне* - на їх комбінації.

За кількістю символів коди можна розподілити на: одиничні, двійкові та недвійкові. Кількість символів називається *основою коду*. В залежності від методу побудови розрізняють коди, що використовують усі можливі комбінації – коди на всі сполучення та коди, що використовують лише частину можливих комбінацій. Крім того, вони розподіляються на коди, що не виявляють спотворення, коди, що виявляють спотворення та коди, що виявляють та виправляють спотворення. В теперішній час найчастіше використовують двійкові коди.

9.1 Системи числення

Методика побудови кодів тісно пов'язана з відповідними системами числення. Побудова системи числення залежить від її основи, тобто кількості цифр, з яких можна одержати будь-яке число.

Так, десяткова система базується на цифрах від 0 до 9, двійкова - 0 та 1, вісімкова - від 0 до 7, шістнадцяткова - на цифрах від 0 до 9 та літерах А, В, С, D, Е, F. В таблиці 9.1 наведено співвідношення чисел у різних системах числення.

Таблиця 9.1 - Співвідношення чисел

Десяткова	Двійкова	Вісімкова	Шістнадцяткова
0	0000	00	00
1	0001	01	01
2	0010	02	02
3	0011	03	03
4	0100	04	04
5	0101	05	05
6	0110	06	06
7	0111	07	07
8	1000	10	08
9	1001	11	09
10	1010	12	0A
11	1011	13	0B
12	1100	14	0C
13	1101	15	0D
14	1110	16	0E
15	1111	17	0F
16	10000	20	10

9.2 Завадоне захищені коди

Особливістю цього типу кодів є те, що у їх складі наявні кодові комбінації, які відрізняються одна від одної лише одним розрядом. Типовим кодом є двійковий. Коди зведені до таблиці 9.2.

Таблиця 9.2 - Завадоне захищені коди

Сим-вол	Двійковий	Двійково-десятковий 8.4.2.1	Двійково-десятковий 4.2.2.1	Код Грея	ASCII	Одинично-десятковий
0	0000	0000 0000	0000 0000	0000	30	0
1	0001	0000 0001	0000 0001	0001	31	1
2	0010	0000 0010	0000 0010	0011	32	11
3	0011	0000 0011	0000 0101	0010	33	111
4	0100	0000 0100	0000 0110	0110	34	1111
5	0101	0000 0101	0000 1001	0111	35	11111
6	0110	0000 0110	0000 1010	0101	36	111111
7	0111	0000 0111	0000 1101	0100	37	1111111
8	1000	0000 1000	0000 1110	1100	38	11111111
9	1001	0000 1001	0000 1111	1101	39	111111111
10	1010	0001 0000	0001 0000	1111	31 30	1111111111
11	1011	0001 0001	0001 0001	1110	31 31	1111111111 1
12	1100	0001 0010	0001 0010	1010	31 32	11 ... 11
13	1101	0001 0011	0001 0101	1011	31 33	11 ... 111
14	1110	0001 0100	0001 0110	1001	31 34	11 ... 1111
15	1111	0001 0101	0001 1001	1000	31 35	11 ... 11111

Кодові комбінації двійкового коду на всі сполучення відповідають запису натурального ряду чисел у двійковій системі числення. Загальне

число комбінацій:

$$N = 2^n. \quad (9.1)$$

де n - максимальна кількість розрядів.

Кодові комбінації одинично-десятькового (число-імпульсного) коду відрізняються кількістю одиниць. Кожен розряд десятикової о числа записується у вигляді відповідного числа одиниць. В такому випадку, розряди розподіляються інтервалами. Якщо з одинично-десятькового нерівномірного коду одержати рівномірний додачею нулів до рівного числа розрядів, то сформується число-імпульсний код.

Для побудови двійково-десятькового коду кожний розряд десятикового числа записується у вигляді комбінації двійкового коду. Вони бувають декількох типів з різними вагами розрядів - 8.4.2.1, 4.2.2.1, 2.4.2.1 (де кожна цифра означає вагу розряду у десятиковій системі) тощо, але найчастіше використовуються 8.4.2.1. та 4.2.2.1.

Код ASCII використовується у комп'ютерній техніці і базується на ішнадцятковій системі числення. Кожному з символів відповідає двозначний десятиковий код.

Код Грея називають відбитим (рефлексним) і використовують для виготовлення кодувальних дисків та кодувальних масок.

У двійковому коді деякі кодові комбінації, що розташовані поряд, розрізняються декількома розрядами. Таким чином, у випадку зчитування може виникнути велика похибка (0111 - 1000). Для уникнення цього використовують коди, в яких, при переході від одною числа до іншого, комбінація змінюється лише в одному розряді, і, таким чином, зміна в будь-якому розряді може дати похибку на 1.

Код Грея формується складанням за модулем 2 комбінації із такою самою, але зсунутою вправо на один розряд. Під час складання найменший розряд другого доданку відкидається.

9.3 Коди з визначенням помилок

Ці коди можна розподілити на дві групи:

- ⇒ коди, що побудовані шляхом зменшення кількості використовуваних комбінацій;
- ⇒ коди, які використовують усі можливі сполучення, але до них за певним алгоритмом додаються контрольні символи.

Код з постійною кількістю одиниць у комбінаціях (код з постійною вагою) має декілька модифікацій. Найчастіше використовуються *n*-ятирозрядний код з двома одиницями та семирозрядний код з трьома одиницями. Правильність приймання визначається шляхом підрахування кількості одиниць. Ці коди не дозволяють визначити помилку в тому випадку, коли одна з одиниць перетворюється на нуль, а нуль перетворюється на одиницю (таке спотворення називається *зміщенням*). Кількість можливих кодових комбінацій визначається правилами комбінаторики:

$$n_{2-5} = C_5^2 = \frac{5!}{2! \cdot 3!} = 10$$

$$n_{3-7} = C_7^3 = \frac{7!}{3! \cdot 4!} = 35$$

Розподільувальний код являє собою різновид коду з постійною вагою, що дорівнює одиниці. У будь-якій кодовій комбінації вміщується лише одна одиниця.

Код з перевіркою на парність формується таким чином, що до інформаційних розрядів додається ще один контрольний так, щоб загальна кількість одиниць у слові була парною. Таким чином до кодової комбінації дописуються 0, якщо кількість одиниць у ній парна, та 1, якщо - непарна.

Під час приймання перевіряється кількість одиниць у слові. Якщо вона непарна, то під час передавання виникла помилка.

За цим же принципом будується код з перевіркою на непарність, який є модифікацією вищезгаданого, але одиниця у контрольному розряді формується у випадку парної кількості одиниць в інформаційних розрядах.

У деяких випадках формуються коди з перевіркою на парність та непарність за нулем. Вони відрізняються тим, що в інформаційних розрядах підраховується кількість не одиниць, а нулів.

Код з кількістю одиниць, кратною трьом, формується таким чином. що до k інформаційних розрядів додається два додаткових контрольних символи. Вони мають такі значення, щоб сума одиниць в слові (з урахуванням контрольних розрядів) була кратною трьом.

Цей код дозволяє визначити поодинокі помилки та встановлювати парну кількість помилок одного типу (зміна 0 на 1).

Алгоритм побудови коду з подвоєнням елементів (кореляційного) полягає в тому, що кожний елемент двійкового коду на всі сполучення передається двома символами. Одиниця перетворюється на 10, а нуль - на 01. Таким чином цей код вміщує удвічі більше елементів, ніж початковий. Код не фіксує помилки тільки у випадку зміщення.

Під час формування інверсного коду для збільшення завадостійкості до k інформаційних розрядів додається ще m контрольних за правилами:

- якщо у початковій комбінації парна кількість одиниць, то комбінація, що додається повторює початкову;
- якщо у початковій комбінації непарна кількість одиниць, то комбінація, що додається, є інверсною до початкової.

Цей код називають також кодом з повторюванням та інверсією, на відміну від коду з повторюванням, де інформаційна комбінація додається такою самою в усіх випадках.

9.4 Коди з визначенням та виправленням помилок

Кодова відстань - мінімальна кількість елементів, в яких будь-яка кодова комбінація відрізняється від інших.

Наприклад, код складається з комбінацій 1011, 1101, 1000, 1100. Найменше значення d виявляється за порівнянням другої та четвертої, а також третьої та четвертої комбінацій. Тобто $d = 1$.

Коригувальна здатність коду залежить від кодової відстані:

- при $d = 1$ помилка не виявляється;
- при $d = 2$ виявляються поодинокі помилки;
- при $d = 3$ виправляються поодинокі помилки або виявляються подвійні помилки.

У загальному випадку:

$$d = r + s + 1, \quad (9.2)$$

де r - кількість помилок, що виявляються;

s - кількість помилок, що виправляються.

Якщо кодові комбінації побудовані таким чином, що кодова відстань $d = 3$, то вони формують керуючий код, який дозволяє не тільки виявляти, але й виправляти помилки.

Для кодування за алгоритмом Хеммінга у вигляді початкового беруть двійковий код на всі сполучення з додаванням контрольних символів. Для одного інформаційного символу потрібно 2 контрольних, для двох - 3, для п'яти - 4, для дванадцяти - 5.

Контрольні символи прийнято розташовувати на місцях, номери яких кратні степеню 2, тому для семиелементної комбінації розташування

Символів кодове слово має вигляд:

$$k_4 k_3 k_2 m_3 k_1 m_2 m_1 ; \quad (9.3)$$

де k - інформаційні символи;

m - перевірочні (контрольні) символи.

Контрольні символи формуються додаванням за модулем 2 інформаційних розрядів:

$$\begin{cases} m_1 = k_1 \oplus k_2 \oplus k_4 \\ m_2 = k_1 \oplus k_3 \oplus k_4 \\ m_3 = k_2 \oplus k_3 \oplus k_4 \end{cases} \quad (9.4)$$

Принцип побудови системи рівнянь ілюструється таблицею 9.3.

Таблиця 9.3 - Перевірочна таблиця коду Хеммінга

m_3	m_2	m_1	Символи
0	0	1	m_1
0	1	0	m_2
0	1	1	k_1
1	0	0	m_3
1	0	1	k_2
1	1	0	k_3
1	1	1	k_4

Перші три стовпчики характеризують значення контрольних розрядів, а четвертий - склад інформаційного слова з контрольними розрядами. У перших трьох стовпчиках розписуються комбінації двійкового коду без

урахування нульової. Формування рівнянь здійснюється за вертикаллю таким чином, що вибираються інформаційні розряди, у відповідному стовпчику яких стоять одиниці. Для символу m_1 це: k_1, k_2, k_4 , для m_2 - k_1, k_3, k_4 , для m_3 - k_2, k_3, k_4 . Після цього відповідні значення поєднуються додаванням за модулем 2. Якщо контрольних розрядів більше або менше за 3, то відповідним чином змінюється кількість стовпчиків контрольних розрядів у перевірочній таблиці.

Зрозуміло, що до системи рівнянь (9.4) входять усі інформаційні розряди, причому кожен з інформаційних розрядів k наявний якнайменше в двох рівняннях з трьох. Тому, розв'язуючи систему рівнянь (9.4), можна однозначно підрахувати в якому з розрядів сталася помилка.

Приклад.

Нехай, під час передавання кодової комбінації 1100110 помилка спотворила третій розряд, тобто прийнято кодову комбінацію 1100010. З системи рівнянь (9.4) можна одержати такі результати перевірки:

$$\begin{cases} m_1 \oplus k_1 \oplus k_2 \oplus k_4 = 0 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \\ m_2 \oplus k_1 \oplus k_3 \oplus k_4 = 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 = 1 \\ m_3 \oplus k_2 \oplus k_3 \oplus k_4 = 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} \uparrow \\ - \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Напрямок читання} \\ \text{кодової комбінації} \end{array}$$

За результатами перевірки одержана кодова комбінація 011, тобто помилка знаходиться у третьому розряді. Оскільки найменший розряд розташований справа, то відрахунок починається звідси. Замість кодової комбінації 1100010 треба поставити 1100110.

Оскільки зараз найчастіше користуються 8-розрядними кодами (байтовою системою), які доцільно передавати напівбайтами і трьома контрольними розрядами, то залишковий розряд можна заповнити перевіркою на парність. Використання засобів обчислювальної техніки дозволяє шви-

дко вирішувати систему рівнянь (9.4), проводячи кодування та декодування у програмному режимі. Але існують апаратні кодери і декодери, які перетворюють двійковий код на код Хеммінга та навпаки.

Циклічні коди утворюються у послідовності:

⇒ вибір кількості контрольних символів. Він здійснюється за формулою:

$$m = E'' \log_2((k+1) + E'' \log_2(k+1)) \quad (9.5)$$

де E'' - знак округлення в більший бік;

⇒ вибір утворювального полінома. Його степінь не може бути меншою за кількість контрольних символів. Поліном повинен бути неприводимим і вибирається з таблиці.

Для спрощення технічної реалізації кодування степінь вибирається рівною кількості контрольних символів. Якщо в таблиці є декілька поліномів такого степеня, то вибирається найкоротший. Однак кількість ненульових членів повинна бути не меншою, ніж кодова відстань d' ;

⇒ знаходження елементів додаткової матриці. Її знаходять шляхом поділу одиниці з нулями на вибраний поліном та виписування всіх проміжних залишків.

В такому випадку повинні виконуватися правила:

- кількість залишків має бути рівною кількості інформаційних символів k ;
- для додаткової матриці підходять лише залишки з вагою не меншою за кількість знаходжуваних помилок;
- оскільки всі елементи додаткової матриці для даної комбінації виступають у вигляді контрольних символів, то кількість розрядів додаткової матриці вибирають рівною m . Розрядність залишку повинна дорівнювати степеню утворювального поліному;

- складання утворювальної матриці. Береться транспонована одинична матриця і до неї справа дописуються елементи додаткової;
- знаходження усіх комбінацій циклічного коду даної групи. Це відбувається додаванням за модулем 2 усіх можливих сполучень рядків утвореної матриці.

Таблиця 9.4 - Неприводимі утворювальні поліноми та їх еквіваленти

Степінь, r	Поліном	Еквівалент
1	$x+1$	11
2	x^2+x+1	111
3	x^3+x+1	1011
3	x^3+x^2+1	1101
4	x^4+x+1	10011
4	x^4+x^3+1	11001
4	$x^4+x^3+x^2+x+1$	11111
5	x^5+x^2+1	100101
5	x^5+x^3+1	101001
5	$x^5+x^3+x^2+x+1$	101111
5	$x^5+x^4+x^2+x+1$	110111
5	$x^5+x^4+x^3+x+1$	111011
5	$x^5+x^4+x^3+x^2+1$	111101
6	x^6+x+1	1000011
6	$x^6+x^3+x^2+x+1$	1001111
7	x^7+x^3+1	10001001
7	x^7+x^4+x+1	10010011
8	$x^8+x^4+x^3+x^2+1$	100011101
8	x^8+x^2+x+1	100000111
8	$x^8+x^5+x^2+x+1$	100100111

8	1011	$x^8+x^6+x^4+x+1$	101010011
9		x^9+x^4+1	1000010001
9		x^9+x^6+x+1	1001000011
9		$x^9+x^6+x^4+x+1$	1001010011
10		$x^{10}+x^3+1$	10000001001

Приклад.

Нехай необхідно утворити циклічний код, що дозволяє виправляти поодинокі помилки в усіх комбінаціях коду на всі сполучення з числом інформаційних символів $k = 4$.

Згідно з рівнянням (9.5) потрібно знайти кількість контрольних символів:

$$m = E'' \log_2((4+1)) + E'' \log_2(4+1) = 3$$

Поліном третього степеня має вигляд:

$$P(x) = x^3 + x + 1 \rightarrow 1011$$

Кількість членів полінома повинна складати:

$$d \geq 1+1+1 = 3$$

Залишки від поділу одиниці з нулями на $P(x)$:

$$\begin{array}{r}
 \underline{10000} \overline{1011} \\
 \underline{1011} \\
 1100 \\
 \underline{1011} \\
 1110 \\
 \underline{1011} \\
 1010 \\
 \underline{1011} \\
 1
 \end{array}$$

Утворювальна матриця має вигляд:

$$\begin{array}{c}
 \\
 \\
 \\
 \\
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \\
 \\
 \\
 \\
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 k_4 \\
 k_3 \\
 k_2 \\
 k_1 \\
 m_3 \\
 m_2 \\
 m_1
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 a_1 \\
 a_2 \\
 a_3 \\
 a_4
 \end{array}
 \left| \begin{array}{ccccccc}
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1
 \end{array} \right|$$

Це перші чотири сполучення проектованого циклічного коду. Інші 11 комбінацій можуть бути одержані шляхом складання за модулем 2 цих комбінацій.

$$\begin{array}{ll}
 a_5 = a_1 \oplus a_2 = 0011101 & a_{11} = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 = 0111010 \\
 a_6 = a_1 \oplus a_3 = 0101100 & a_{12} = a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 = 1011000 \\
 a_7 = a_1 \oplus a_4 = 1001110 & a_{13} = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1110100 \\
 a_8 = a_2 \oplus a_3 = 0110001 & a_{14} = a_1 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1101001 \\
 a_9 = a_2 \oplus a_4 = 1010011 & a_{15} = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1111111 \\
 a_{10} = a_3 \oplus a_4 = 1100010 &
 \end{array}$$

Нульова комбінація також може бути використана (усі символи - нулі).

Декодування циклічного коду відбувається за алгоритмом:

- ⇒ обчислення залишку. Комбінація, що прийнята, ділиться на утворювальний поліном $P(x)$. Залишок $R(x) = 0$ показує, що комбінацію прийнято без помилок. Наявність залишку показує, що комбінація спотворена;
- ⇒ підрахування ваги залишку. Якщо вага залишку дорівнює або менша від кількості помилок, що виправляються ($W \leq S$), то прийнятую комбінацію складають за модулем 2 із залишком та одержують виправлену комбінацію;
- ⇒ циклічний зсув на один символ вліво. Якщо $W > S$, то проводять циклічний зсув вліво і знов комбінацію ділять на утворювальний поліном. Якщо $W \leq S$, то комбінацію складають із залишком за модулем 2, а

потім циклічно зсовують вправо. В результаті утворюється виправлена комбінація. Якщо $W > S$, то необхідно проводити зсуви вліво і перевірку до тих пір, доки не буде виконуватися умова ($W \leq S$). Потім проводиться додавання і зворотний циклічний зсув вправо на необхідну кількість розрядів.

Приклад.

Нехай у відповідності із розробленим кодом передано інформацію. Під час приймання одержана кодова комбінація 0011001. Потрібно визначити помилку, якщо вона є, і відновити кодову комбінацію.

Згідно з алгоритмом декодування потрібно поділити прийняту кодову комбінацію на утворювальний поліном.

$$\begin{array}{r}
 \underline{0011001} \quad | \quad \underline{1011} \\
 \underline{1011} \\
 \underline{1000} \qquad \qquad 1000 \\
 \underline{1011} \\
 \underline{00110} \qquad \qquad 0011 \\
 \underline{1011} \\
 \underline{1101} \qquad \qquad 1101 \\
 \underline{1011} \\
 \underline{01100} \\
 \underline{1011} \\
 \underline{01111} \qquad \qquad 0111 \\
 \underline{1011} \\
 100 \qquad \qquad 0100
 \end{array}$$

Залишок показує, що відбулось спотворення кодової комбінації під час передавання. Вага залишку дорівнює одиниці, таким чином виконується умова $W \leq S$. Прийнята комбінація за модулем 2 складається із залишком:

$$\begin{array}{r}
 + 0011001 \\
 \underline{100} \\
 0011101
 \end{array}$$

В результаті додавання одержана кодова комбінація 0011101, яка відповідає першій додатковій і входить до складу розробленого циклічного коду.

Інший метод декодування - *мажоритарний* і базується на розв'язанні рівнянь, які пов'язують розряди в коді, але цей метод дещо складніший.

Фактично за допомогою циклічних кодів можна визначати та виправляти будь-яку кількість помилок.

9.5 Оптимальні коди

Враховуючи статичні якості джерела повідомлення можна мінімізувати середню кількість двійкових символів, що необхідні для позначення однієї літери повідомлення.

Кодування за алгоритмом Шеннона-Фано здійснюється таким чином:

- ⇒ літери алфавіту виписуються в порядку зменшення імовірностей появи;
- ⇒ потім вони розподіляються на дві групи таким чином, щоб суми імовірностей були приблизно однаковими. Всім літерам першої половини першим символом надається "1", другої - "0". Кожна з груп розподіляється на підгрупи і алгоритм повторюється;
- ⇒ процес продовжується до тих пір, поки у кожній підгрупі не залишиться одна літера.

Таким чином, найбільш імовірні комбінації передаються меншою кількістю символів. Але ця методика не приводить до однозначного формування коду, тому що під час розбиття можна зробити більшою за імовірністю як верхню, так і нижню половину.

Приклад.

№ дії	Імовірність	Поділ на групи	Кодові комбінації
1	0,3		00
2	0,2	} 0 }	01
3	0,15	} }	100
4	0,12	} 0 }	101
5	0,08	} }	1100
6	0,07	} 1 }	1101
7	0,04	} }	1110
8	0,3	} 1 }	11110
9	0,01	} }	11111

Для двійкового коду методика кодування за алгоритмом Хаффмена

на зводиться до того, що:

- ⇒ літери алфавіту виписуються до основного стовпчика в порядку зменшення імовірностей;
- ⇒ дві останні літери об'єднуються до однієї допоміжної, якій присвоюється сумарна імовірність;
- ⇒ всі імовірності розташовуються в порядку зменшення, а дві останніх об'єднуються;
- ⇒ процес повторюється до тих пір, поки не буде одержано один символ з імовірністю 1;
- ⇒ якщо в результаті об'єднання одержується імовірність, значення якої вже наявне в таблиці на попередніх кроках, то остання імовірність записується нижче.

Після об'єднання імовірностей складається кодове дерево таким чином, що з точки, імовірність якої складає 1, гілки розходяться за її складовими, причому гілка, яка веде до більшої складової, позначається "1", гі-

лка, що веде до меншої складової, позначається "0". Процес продовжується до тих пір, поки не будуть одержані початкові імовірності. Якщо гілки мають однакову імовірність, то "одиницею" позначається більш розгалужена з них.

Таким чином кодові комбінації складають:

1 - 01	5 - 100
2 - 00	6 - 1011
3 - 111	7 - 10101
4 - 110	8 - 10100

Враховуючи наявність чітких правил об'єднання імовірностей та кодування шляхів, можна зауважити, що цей метод ліквідує неоднозначність кодування.

Приклад.

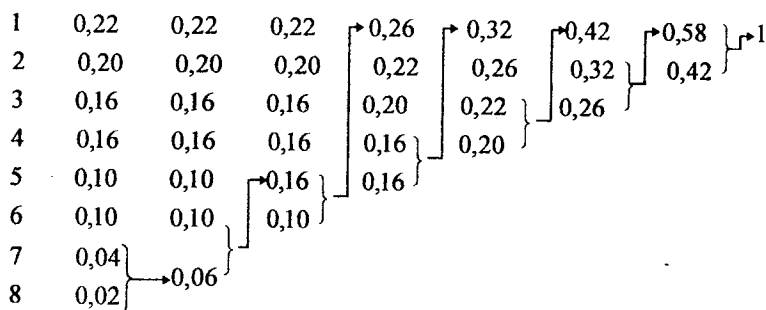


Рисунок 9.1. Розподіл імовірностей

Для даної комбінації складається кодове дерево:

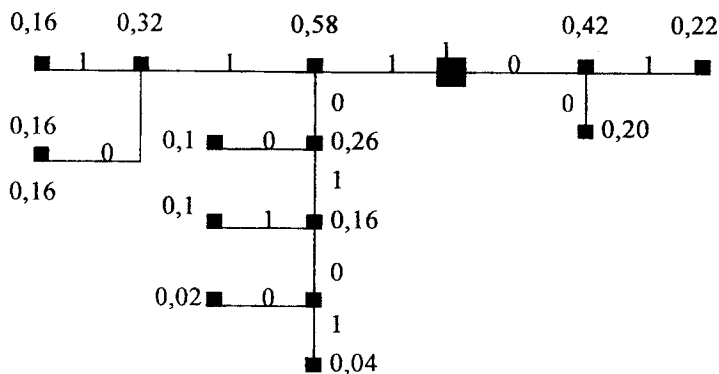


Рисунок 9.2 - Кодове дерево

9.6 Методи формування лінійних кодів

Передавання інформації між двома далекими об'єктами вимагає подання її у вигляді послідовності біт, характеристики якої залежать від особливостей конкретної системи.

Алгоритм роботи передавача, ретранслятора і приймача визначається вибраним кодом, який передається лінією (лінійним кодом).

Найбільш простим лінійним кодом є уніполярний код **NRZ** (non return to zero). Для цього коду нулі подаються відсутністю імпульсів, а одиниці - наявністю імпульсів (рисунок 9.3). Але цей код має певні недоліки:

* середня потужність, яка виділяється на навантажувальному резисторі R і дорівнює:

$$P_1 = \frac{U_i^2}{2R}, \quad (9.6)$$

де U_i - амплітуда імпульсу,

удвічі більше, ніж потужність під час біполярного кодування;

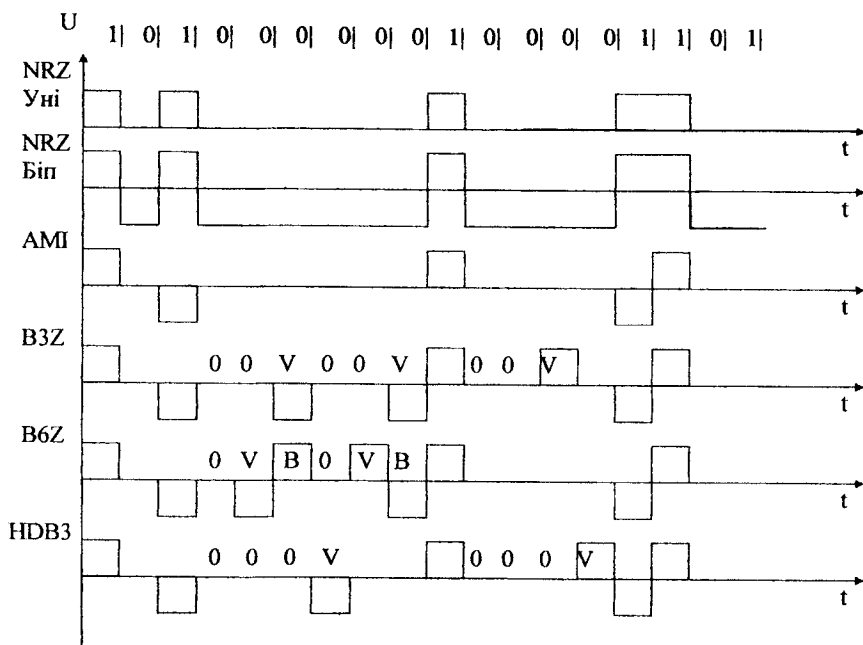


Рисунок 9.3 - Найбільш поширені лінійні коди

- * більшість ліній зв'язку з'єднуються з апаратурою за допомогою трансформаторів. Оскільки уніполярні сигнали завжди містять в собі постійну складову і значну частину низькочастотних компонентів під час передавання значної кількості одиниць, то таке з'єднання буде реалізувати важко (реактивні елементи на низьких частотах мають великий опір або являють собою "коротке замикання");
- * ретранслятори приймача мають змогу надійно відновити синхронізуючий сигнал лише тоді, коли паузи між імпульсами не дуже великі. Поява чергового імпульсу дозволяє коригувати синхросигнал, в той час, як в разі збільшення паузи до 10 000 символів похибка становить плюс-мінус один період, тобто приймач втрачає синхронізацію з передавачем;

* на приймачеві втрачається можливість оперативної реєстрації похибок, тобто зникнення або появи імпульсів.

Біполярний сигнал NRZ має кращі енергетичні показники. Одиниця в ньому подається позитивною напругою, нуль - негативною. Середня потужність сигналу дорівнює :

$$P_2 = \frac{U_L^2}{4R}, \quad (9.7)$$

тобто половині потужності уніполярного сигналу, хоча перепад напруг той самий. Для ліквідації інших трьох недоліків потрібно введення надлишковості, яке робиться одним з двох способів:

- ◆ швидкість передавання сигналів лінією дорівнює швидкості передавання інформації, але вводяться додаткові електричні рівні сигналів;
- ◆ швидкість передавання сигналів лінією береться більшою ніж швидкість передавання інформації без використання додаткових електричних рівнів сигналів.

Перший спосіб введення надлишковості пов'язаний з утворенням додаткових електричних рівнів. Таким чином формується код **AMI**. В ньому нулі кодуються відсутністю імпульсів, а одиниці - по черзі позитивними та негативними імпульсами. Постійна складова дорівнює нулю, проблема передавання послідовності одиниць відсутня, а також визначаються помилки, які порушують правильну послідовність знакозмінних сигналів.

Єдина проблема, що залишається, - втрата синхронізації під час передавання послідовності нулів, як і у коді NRZ. Ця проблема вирішується таким чином, що послідовності нулів передавач замінює ланцюгами типових часових діаграм. Такі коди називаються **BNZS**-кодами. В коді **BZS** кожен три послідовно розташовані нулі замінюються або комбінацією *BOV* або *00V*. Символ *B* позначає імпульс, який відповідає правилам кодування AMI, символ *V* - імпульс, який порушує правила кодування AMI (співпадає

за полярністю з попереднім). Вибір комбінації проводиться таким чином, щоб:

- ◇ число імпульсів V між двома послідовно розташованими імпульсами V було непарним;
- ◇ полярність імпульсів V змінювалась.

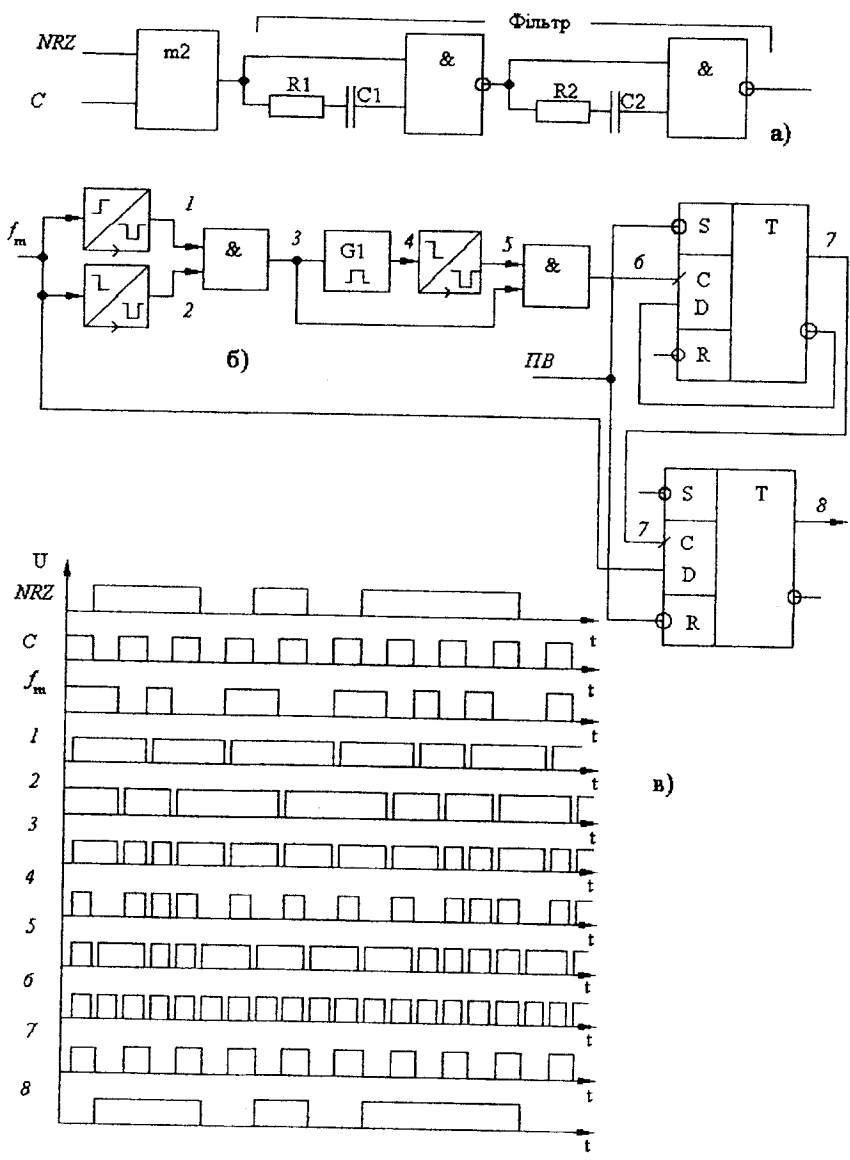
В кодї **B6ZS** кожні шість послідовних нулів замінюються комбінацією **0VBOVB**. Ці коди розповсюджені в інформаційних та обчислювальних мережах США та Канади на високих швидкостях передавання. У країнах Західної Європи розповсюджений код **HDB3**, схожий на **BNZS**. В ньому кожні чотири послідовних нулі замінюються комбінацією **000V** або **B00V**. Вибір комбінації відбувається таким чином, щоб зберігалось виконання умов, сформульованих для коду **B3ZS**.

Розповсюджені також коди **CMI**, **PST**, **4B3T**, які є різновидами коду **AMI** і утворені для мінімізації вимог до смуги пропускання каналів зв'язку і збільшення заводозахищеності. Для всіх цих кодів розроблені мікросхеми, кожна з яких є шифратором і дешифратором.

Прикладом коду з надлишковістю, введеною згідно другого способу, є код "Манчестер - II". Для нього одиниця кодується негативним перепадом сигналу посередині бітового інтервалу, нуль - позитивним перепадом. На границях бітових інтервалів сигнал, якщо це необхідно, змінює значення, готуючись до зображення чергового біта посередині наступного бітового інтервалу. За допомогою коду "Манчестер II" вирішуються всі перераховані проблеми. Оскільки кількість позитивних і негативних імпульсів розрізняється не більше, як на одиницю, постійна складова спектра сигналу дорівнює нулю. Синхронізація приймача або ретранслятора відбувається за кожним імпульсом, тобто за передаванням кожного біта. Спектр сигналу вміщує лише дві складових f_n та $2f_n$, де f_n - частота передавання інформаційних біт. Наявність лише двох електричних рівнів напруги забезпечує надійне їх розпізнавання.

Критерієм помилки може бути затягування сигналу в одному з рівнів на час, більший ніж передавання одного інформаційного біта. Недоліком коду є необхідність підвищення пропускної здатності апаратури. Тому код “Манчестер - II” використовується там, де частотні обмеження не є визначними.

До каналу зв'язку входять шифратор, дешифратор та дводротова магістраль. Сигнал у кодї “Манчестер - II” можна отримати додаванням за модулем 2 сигналів *NRZ* та тактового *C*. Внаслідок цього шифратор коду дуже простий (рисунок 9.4, а). Схема фільтру у шифраторі призначена для звільнення сформованого сигналу від короткочасних імпульсів, які можуть виникнути за рахунок “перегонів” на входах мікросхем, оскільки інформативним параметром є фронт імпульсу. Дешифратор коду являє собою дещо складнішу схему (рисунок 9.4, б). Часові діаграми пояснюють принцип дії дешифратора. Першим завданням формувача є вилучення з інформативного сигналу синхронізуючого. За кожним фронтом інформативного сигналу формується пауза (3). Але при цьому залишаються імпульси подвійної тривалості, які утворюються під час переходу в *NRZ* з “0” до “1” або навпаки. Одновібратор формує імпульси такої самої тривалості як і імпульси синхросигналу (4), за заднім фронтом яких формуються паузи (5). Якщо на одновібратор надходить імпульс тривалості синхросигналу, то за його фронтом одновібратор сформує такий самий імпульс і порушення роботи не буде. Сигнали точок (3) та (5) за допомогою схеми “Г” дозволяють сформувати сигнал частотою удвічі більшою за синхросигнал, який можна відновити за допомогою лічильного тригера. Подавши на *D*-тригер сигнал тактової частоти та вхідну комбінацію коду “Манчестер - II”, одержують попередню комбінацію у кодї *NRZ*. Таким чином, всі прилади до точки (7) призначені лише для формування синхросигналу. Якщо ж його передавати окремою лінією, схема значно спрощується, але на практиці це не використовується.



а – шифратор; б – дешифратор; в – часові діаграми
 Рисунок 9.4 – Формування коду "Манчестер – II"

Переваги коду “Манчестер - II” порівняно з кодом NRZ полягають у тому, що:

- ◇ синхросигнал та інформацію можна передавати одним каналом, в той час, як для коду NRZ потрібно два канали або дві лінії;
- ◇ діапазон логічних частот коду NRZ починається з нуля і не перевищує половини тактової частоти, сигнал “Манчестер - II” вміщує лише дві складових $f_c/2$ та f_c . Постійна складова при використанні біполярних сигналів дорівнює нулю. Це означає, що приймач коду “Манчестер - II” може бути вузькосмуговим і тому більш завадостійким, ніж приймач коду NRZ. Крім цього легко реалізувати трансформаторний зв’язок окремих пристроїв зі спільною дводротовою магістраллю;
- ◇ значною перевагою коду “Манчестер - II” поряд з телеграфним кодом є бітова синхронізація; крім того затягування фронтів синхросигналу (застримка) на час менший ніж половина періоду на роботу не впливає.

Недоліком коду “Манчестер - II” є апаратні витрати (шифратор та дешифратор) та подвосна пропускну здатність.

Найбільш перспективне використання цього коду у волоконнооптичних лініях за рахунок того, що він дозволяє роботу світловипромінювального елемента з подвійним перевантаженням за потужністю імпульсу, тому що, в середньому, елемент 50% часу вимкнений. Сигнал не залишається в одному стані більше ніж один такт, шпаруватість, в середньому, дорівнює двом.

Питання для самоконтролю

1. Що таке код? Як класифікуються коди?
2. Що таке кодування і яким воно буває?
3. Які є системи обчислення?

4. Які існують завадоне захищені коди? За якими алгоритмами вони формуються?
5. Що таке кодова відстань? Яким чином коригувальна здатність коду пов'язана з кодовою відстанню?
6. Яким чином формується код Хеммінга?
7. Яким чином формуються циклічні коди?
8. В чому полягає різниця між алгоритмами Шеннона-Фано та Хаффмена? Де використовуються ці коди?
9. Які бувають лінійні коди і за якими принципами вони формуються?
10. В чому полягають переваги і недоліки коду "Манчестер - II"?

Вправи та завдання

1. Чому дорівнюють початкові комбінації кодів, якщо система працює з трикратним повторенням початкового сигналу, а прийняті комбінації мають вигляд: 11110, 00110, 11001, 10101, 11001, 01101, 11101, 11110, 11000?

Розв'язок

11110	10101	11101	
00110	11001	11110	Отримані комбінації
11001	01101	11000	
<hr/>	<hr/>	<hr/>	
11110	11101	11100	Початкові комбінації

2. Додати до наведених нижче слів контрольні розряди, щоб в результаті перевірки на парність можна було контролювати будь-яке поодиноке спотворення кодової комбінації: 111011, 111010, 111000, 111100, 110111, 111101, 011001, 110000.

Розв'язок

$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 = 1$	\longrightarrow	1110111
$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 = 0$	\longrightarrow	1110100
$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 0 = 1$	\longrightarrow	1110001
$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 = 0$	\longrightarrow	1111000
$1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1$	\longrightarrow	1101111
$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 1$	\longrightarrow	1111011
$0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1$	\longrightarrow	0110011
$1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0$	\longrightarrow	1100000

3. Систематичним кодом, що визначає трикратні помилки, потрібно передати всі комбінації п'ятирозрядного двійкового коду. Чому дорівнює довжина кодової комбінації?

Розв'язок

$$m = E^{\lceil \log_2(k+1) + E^{\lceil \log_2(k+1)} \rceil} = E^{\lceil \log_2(5+1) + E^{\lceil \log_2(5+1)} \rceil} = 4$$

$$l = k + m = 5 + 4 = 9$$

4. Алфавіт повідомлення складається з літер С, Н, Е, Т, Д, У, що мають імовірності появи відповідно $p_C = 0,3$, $p_H = 0,25$, $p_E = 0,2$, $p_T = 0,13$, $p_D = 0,08$, $p_U = 0,04$. За алгоритмом Шеннона-Фано закодувати слово "СТУДЕНТ".

Розв'язок

P_C	-	0,3	}	0
P_H	-	0,25		
P_E	-	0,2	}	0
P_T	-	0,13		
P_D	-	0,08	}	0
P_Y	-	0,04		
			}	1
			}	1

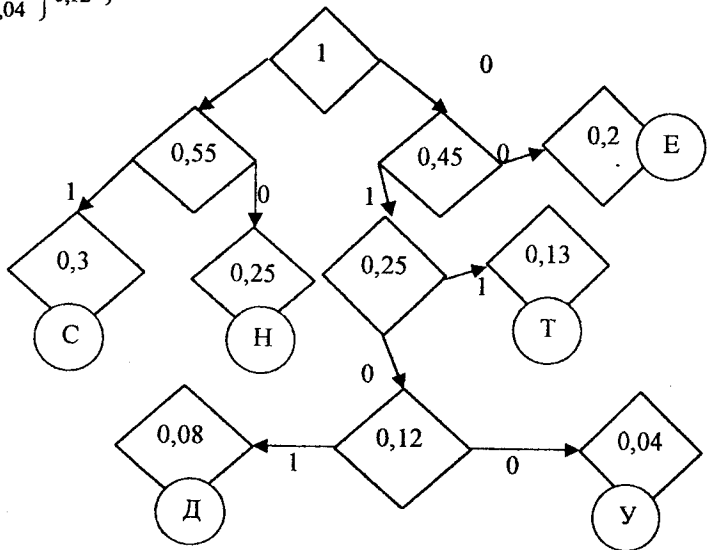
C – 00, H – 01, E – 100, T – 101, Д – 110, У – 111.

СТУДЕНТ → 00.101.111.110.100.01.101

5. За допомогою алгоритму Хаффмена декодувати отримане повідомлення 11011010001010010011, з урахуванням того, що імовірності появи символів відповідають умовам попередньої задачі.

Розв'язок

P_C	-	0,3					
P_H	-	0,25	0,3				
P_E	-	0,2	0,25	0,3	0,45		
P_T	-	0,13	0,2	0,25	0,3	}	0,55
P_D	-	0,08	0,13	0,25	0,25		
P_Y	-	0,04	}	}	}	}	0,45



С – 11, Н – 10, Е – 00, Т – 011, Д – 0101, У – 0100.

11.011.0100.0101.00.10.011 – СТУДЕНТ

Рекомендована література

1. Кодирование информации. Двоичные коды / под ред. Березюка Н.Т.- Харьков: Издательство при Харьковском государственном университете, 1978.
2. Тугевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. - К.: Вища школа, 1976.
4. Хемминг Р.В. Теория кодирования и теория информации. - М.: Радио и связь, 1983.
5. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. - К.: Вища школа, 1986.
6. Компьютеры / под ред. Хелмса Г.- М.: Мир, 1986, т. 1.
7. Шовкопляс Б.Я. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения. - М.: Радио и связь, 1990.
8. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання дискретної інформації. – Вінниця: ВДГУ, 1998.

10 Факсимільні канали зв'язку

Факсимільний зв'язок - передавання нерухомих зображень (текстових документів, схем, креслень, фотографій тощо) електричними каналами зв'язку.

Для факсимільного зв'язку можливі два варіанти:

- ⇒ необхідне передавання графічних матеріалів високої контрастності. В цьому випадку потрібно відновлення окреслень знаків, які наявні в оригіналі, без відтворення напівтонів;
- ⇒ оригінал вміщує в собі велику кількість відтінків (напівтонів), які необхідно передавати.

Виходячи з цього, термін “факсимільна апаратура” визначає прилади, які призначені для передавання і приймання штрихових та напівтонових зображень.

Факсимільний метод полягає в тому, що зображення, яке передається, розбивається на окремі елементарні ділянки. Кожна з них у різній мірі відбиває світло.

Передавання зображень електричними каналами зв'язку здійснюється шляхом перетворення світлових випромінювань на електричні сигнали. Яскравості елементарних ділянок по черзі перетворюються на електричні сигнали, їм пропорційні. Процес передавання послідовно в часі яскравостей елементарних ділянок називається *розгортанням*.

Розгортальний та відтворювальний елемент під час руху від одного боку зображення до іншого пробігають вузьку смугу зображення, яка називається *рядком*. Сукупність рядків, що вкривають зображення називають *растром*.

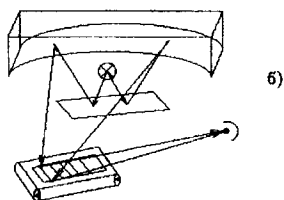
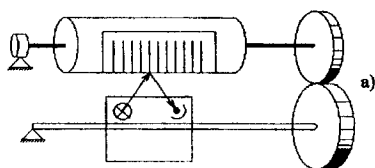
Для подібності копії оригіналу необхідно, щоб яскравості відтворених ділянок документа відповідали яскравостям оригіналу. Практично ж

абсолютно точне відтворення непотрібно, тому що копія сприймається людським оком. Тому критерієм однаковості прийнятого та переданого документів є однакове зорове враження від них. Задовільну якість копії можна отримати, передаючи кінцеву кількість напівтонових градацій від чорного до білого тону.

Порівняно з кодovими способами передавання інформації, факсимільний зв'язок має певні переваги:

- ◇ повна автоматизація процесу передавання;
 - ◇ універсальність засобу передавання відносно документів, які передаються;
 - ◇ відсутність суб'єктивної помилки;
 - ◇ велика завадозахищеність;
- але поряд з цим є і недоліки:
- * значне інформаційне завантаження каналу зв'язку;
 - * відсутність контролю зображення під час відтворення.

За конструкцією розгортальні пристрої розподіляються на барабанні та площинні. Кінематичні схеми їх наведені на рисунку 10.1.



- а – барабанного типу;
- б – площинного типу

Рисунок 10.1 – Конструкції розгортальних пристроїв

В найпростішому випадку розгортальний пристрій являє собою барабан, на якому закріплено оригінал. Вздовж барабану, паралельно його вісі, рухається каретка, на якій змонтовано оптичну систему та фотоелектричний перетворювач. Частина світлового потоку відбивається від растрового елемента і потрапляє на фотоелемент, який перетворює силу світла (світловий потік) на електричний сигнал. Знімання зображення складається зі знімання рядка (поступальний рух каретки), зсуву барабану на розмір рядка і так далі, поки не буде знято весь документ.

Основна перевага барабанного розгортання - простота, але в цьому випадку неможливе неперервне передавання, відсутня можливість автоматизації процесу підготовки оригіналу до передавання тощо.

При площинному розгортанні промінь з освітлювача проектується на коливальне дзеркало і відбивається на сферичне дзеркало, яке проектує його на оригінал. Якщо коливальне дзеркало відхиляється від одного крайнього стану до другого відбувається зсув світлової плями від одного боку зображення до другого. Таким чином формується рядок розгортки. За час передавання кожного рядка оригінал за допомогою протягувального механізму зсувається на один рядок.

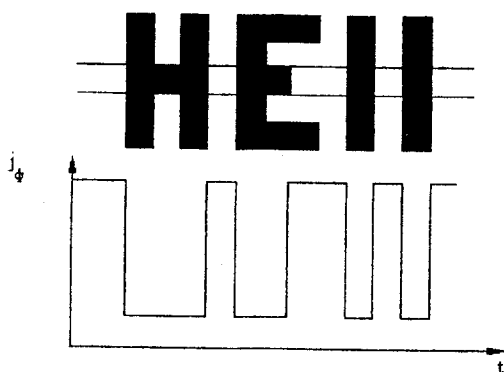


Рисунок 10.2 – Принцип формування послідовності імпульсів

Обидва методи використовуються у сучасних пристроях.

Частота сигналу на виході фотоелектричного перетворювача залежить від швидкості зчитування рядків n . Максимальна частота сигналу на виході перетворювача складає:

$$f_{n, \max} = \frac{l_a \cdot n}{a_n}, \quad (10.1)$$

де l_a - довжина рядка (мм),

a_n - довжина світлової плями (мм),

n - швидкість зчитування рядків (рядків/с).

У факсимільній апаратурі використовуються амплітудна та частотна модуляції. Вважаючи, що факсимільний зв'язок здебільшого здійснюється телефонними лініями зв'язку, необхідно відповідним чином узгоджувати канали.

На приймальному боці для відтворення графічного документа можуть бути використані електрохімічні, капілярні, електротермічні, феррографічні, ксерографічні та інші методи реєстрації.

Найбільш поширеними є термографічні. Для цього використовується спеціальний папір, який під впливом температури чорніє. Коли металева голка рухається поверхнею паперу, то за наявності напруги між електродами (голка - барабан), виникає електрична дуга, яка випалює верхній шар паперу і виявляє графітовий шар. У місці зіткнення виникає чорна крапка. Можуть бути і інші методи термічного проявлення.

Велике значення має для факсимільного зв'язку синхронізація та синфазування.

Принципи фототелеграфного передавання використовуються для передавання газет і вимоги до них значно вищі. Якщо для звичайного зв'язку використовують 5-7 ліній/мм, то для передавання відповідальних документів потрібно до 32 ліній/мм.

Факсимільні апарати нового покоління використовуються стиснення даних. Якщо візуальний вигляд стандартного аркуша паперу перетворити на кодову послідовність із розподільною здатністю 8 точок на міліметр, то

інформація зайняла б досить великий об'єм пам'яті і її безпосереднє передавання потягло б за собою дуже великий час.

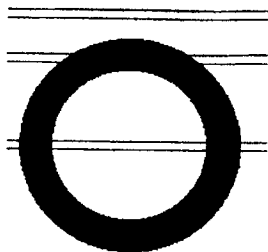


Рисунок 10.3 – Зчитування інформації факсом нового покоління

Принцип стиснення інформації полягає в тому, що під час зчитування інформації аркуша накопичується інформація не про точки (білі чи чорні) а про довжину ліній (білих та чорних) різної довжини. Найбільш розповсюдженим є пустий рядок і йому відповідає коротка кодова послідовність.

Телефакс на приймальному пункті зустрічає цю послідовність і пропускає рядок. Якщо дві однакові рядки йдуть один за одним, то формується код “Повторення попереднього рядка”. При цьому факс на приймальному пункті повністю повторить попередній рядок. Змістовні

рядки вміщують відрізки білого та чорного кольорів різної довжини. В другому випадку (рисунок 10.3) формується послідовність: “Біла лінія довжини A , чорна лінія довжини B , біла лінія довжини C ”. Більш складні рядки описуються більш складними повідомленнями.

Виходячи з цього досягається суттєвий виграш у кількості інформації, що має передаватися. Фактично в основі цього лежить принцип статистичного кодування: “Повідомлення, що передаються частіше описуються коротшими кодовими комбінаціями”.

Питання для самоконтролю

1. Що таке факсимільний зв'язок і яким він буває?
2. Яким чином відбувається перетворення зображення на електричний сигнал?

3. Що таке розгортання? Яким воно буває?
4. Які пристрої використовуються для перетворення електричних сигналів на зображення?
5. Як здійснюється стиснення інформації у факсимільних апаратах нового покоління?

Рекомендована література

1. Гуров В.С. и др. Передача дискретной информации и телеграфия. - М.: Связь, 1974.
2. Системы электросвязи / под ред. Шувалова А.Н. - М.: Радио и связь, 1985.
3. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання дискретної інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.
4. Сейтер Ч. Сжатие данных // Мир ПК, 1991, № 2, с. 46 – 59.

11 Інтегральні мікросхеми універсальних асинхронних приймачів-передавачів

Ці мікросхеми призначені для перетворення даних з паралельного коду на послідовний і організації синхронного та асинхронного обміну інформацією.

11.1 Універсальний асинхронний приймач-передавач Intel 8250

Цей послідовний інтерфейс входить до складу персонального комп'ютера IBM PC. Операційні системи підтримують два порти з базовими адресами 3F8H та 2F8H (відповідно COM1 та COM2).

Мікросхема має 10 програмованих одnobайтових регістрів, за допомогою яких здійснюється контроль та управління роботою комунікаційного порту.

Поле адрес наведено в таблиці 11.1.

Функція 0 переривання 14H BIOS ініціалізує порт. При цьому у регістрі DX повинен знаходитись номер каналу (COM1 = 0, COM2 = 1). В регістрі AL вміщується байт даних ініціалізації, значення бітів для якого визначаються у відповідності з рисунком 11.1.

Іншим способом, за допомогою звернень безпосередньо до регістрів, можна також провести ініціалізацію. При цьому необхідно звернутися мінімум до чотирьох регістрів. Це:

- два регістри подільника швидкості обміну;
- регістр управління лінією;

реєстр дозволу переривань.

Таблиця 11.1 - Поле адрес портів COM1 та COM2 IBM-PC

Назва реєстра	Біт 7 РУЛ	COM1	COM2
Реєстр зберігання передавача	0	3F8H	2F8H
Реєстр даних передавача	0	3F8H	2F8H
Подільник швидкості (молодший байт)	1	3F8H	2F8H
Подільник швидкості (старший байт)	1	3F9H	2F9H
Реєстр дозволу переривань	0	3F9H	2F9H
Реєстр ідентифікації переривань	×	3FAH	2FAH
Реєстр управління лінією	×	3FBH	2FBH
Реєстр управління модемом	×	3FCH	2FCH
Реєстр статусу лінії	×	3FDH	2FDH
Реєстр статусу модему	×	3FEH	2FEH

Таблиця 11.2 - Коди подільника частоти

Швидкість обміну, біт/с	Старший байт (×F9H)	Молодший байт (×F8)
110	04H	17H
300	01H	80H
600	00H	0C0H
1200	00H	60H
1800	00H	40H
2400	00H	30H
3600	00H	20H
4800	00H	18H
9600	00H	0CH

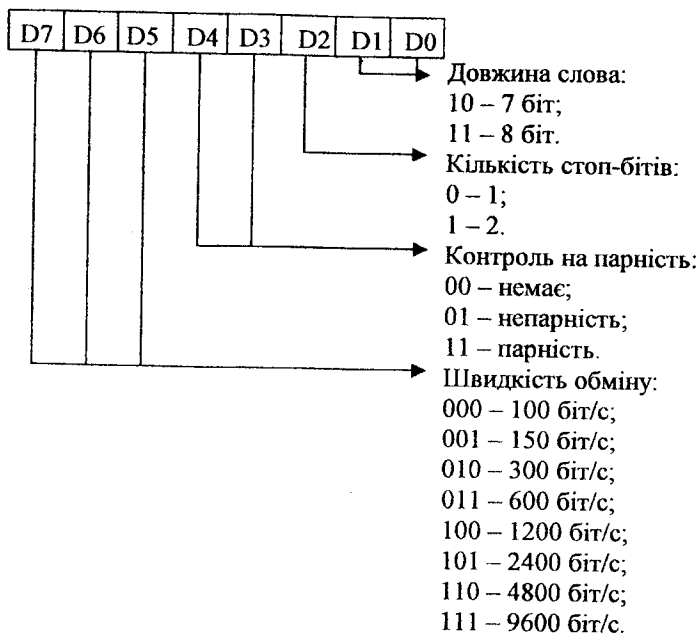


Рисунок 11.1 – Структура слова ініціалізації для переривання 14Н

Подільник швидкості обміну - число, на яке необхідно поділити частоту системного годинника (11900000 Гц), щоб отримати необхідну швидкість обміну. Після цього число потрібно перевести у шістнадцятковий код. Ці значення розраховані і наведені у таблиці 11.2.

Регістри швидкості обміну завжди встановлюються першими, тому що вони єдині, які потребують встановлення до одиниці біта 7 в регістрі контролю лінії.

Значення бітів регістра контролю лінії наведені на рисунку 11.2.

Біти 5 - 7 у звичайному стані скинуті на нуль, а інші описують значення згідно протоколу обміну.

Особливістю інтерфейсу є те, що незалежно від довжини символу, інформація передається байтами. Якщо у складі символу менше 8 бітів, то

недостатні біти замінюються пустими. Тобто, для максимального завантаження інтерфейсу і зменшення часу використання каналу доцільно перед передаванням інформації до інтерфейсу перепакувувати її до повних байтів.

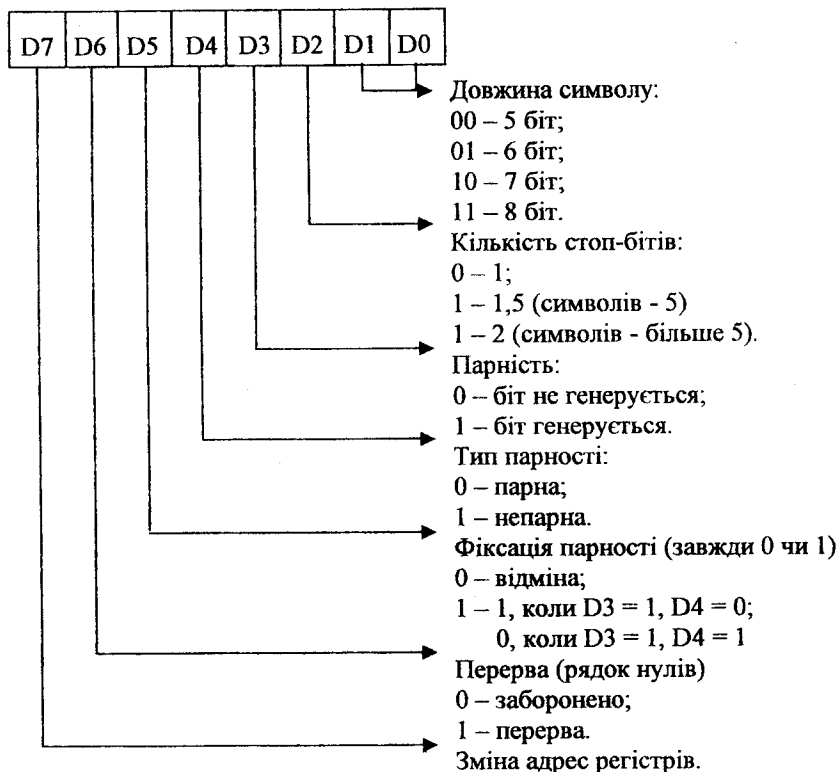


Рисунок 11.2 - Регістр контролю лінії

Навіть якщо переривання не використовуються, все одно необхідно до реєстра записати 00H для заборони переривань. В такому випадку реєстр ідентифікації ігнорується. Структура реєстра наведена на рисунку 11.3.

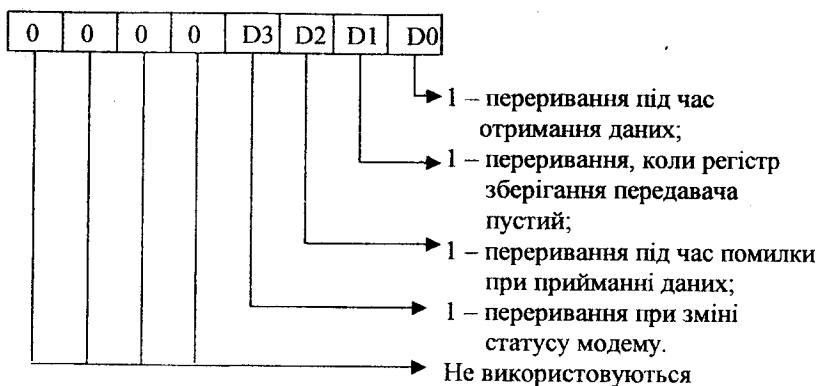


Рисунок 11.3 - Структура регістра дозволу переривань

Персональний комп'ютер призначає апаратне переривання INT3 для порту COM1 та INT4 - для порту COM2. Мікросхема допускає 4 класи переривань, які ідентифікуються кодами (біти D2 - D1 регістра ідентифікації переривань). Біт D0 цього регістра встановлюється у випадку виникнення переривання, а інші біти не використовуються і дорівнюють нулю. Структура регістра наведена на рисунку 11.4.

Для виконання операції оброблювання переривання до стандартного виходу з підпрограми (MOV AL,20H / OUT 20H,AL) необхідно згідно з типом переривання виконати певні дії, наведені у таблиці 11.3.

Таблиця 11.3 - Оброблювання переривань

Код	Тип	Дії
11	Помилка або перерва	Зчитування регістра статусу лінії
10	Дані отримані	Зчитування регістра приймання даних
01	Передавач готовий	Виведення байта до регістра зберігання передавача
00	Зміна статусу модему	Зчитування регістра статусу модему

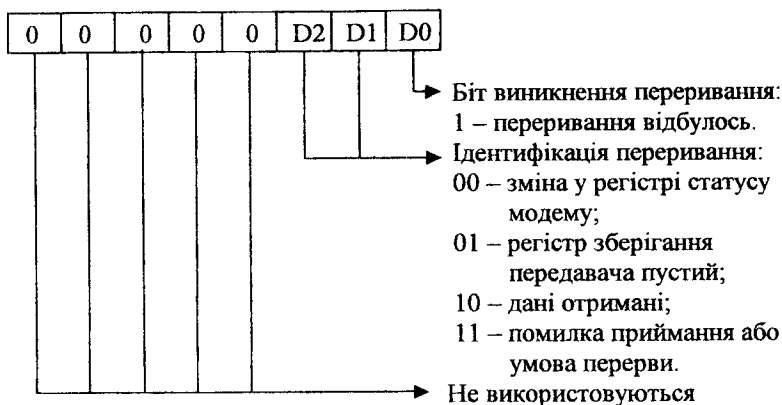


Рисунок 11.4 - Структура реєстра ідентифікації переривання

Якщо відповідну дію не здійснити, то прапорець переривання скинутий не буде.

Реєстр статусу лінії визначає протокол зв'язку. В цьому реєстрі встановлюються прапорці обміну інформацією. Структура реєстра наведена на рисунку 11.5.

Основними сигналами обміну інформацією є:

- *Data Terminal Ready (DTR)* - готовність комп'ютера, інформує модем, що комп'ютер увімкнений і готовий до зв'язку;
- *Request To Send (RTS)* - запит на посилання, інформує модем, що комп'ютер чекає посилання даних;
- ⚡ *Data Set Ready (DSR)* - готовність модему, інформує комп'ютер, що модем увімкнений і готовий до обміну інформацією;
- ⚡ *Clear To Send (CTS)* - готовність до посилання, інформує комп'ютер, що модем готовий до посилання даних;

- ◀ *Data Carrier Detect (DCD)* - інформує комп'ютер, що зв'язок між модемами встановлений;
- ◀ *Ring Indicator (RI)* - індикатор дзвоника, інформує комп'ютер, що телефонна лінія, до якої підключено модем, має дзвоник.

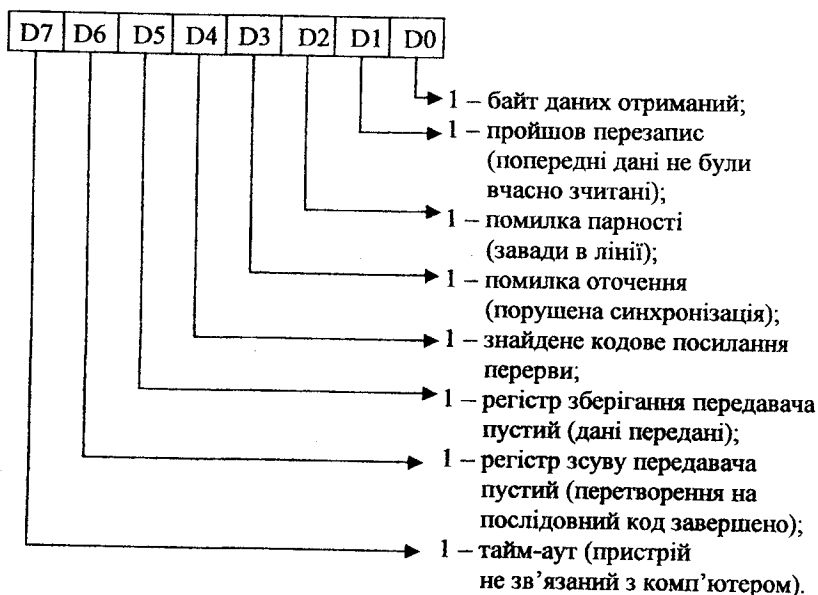


Рисунок 11.5 - Структура реєстра статусу лінії

Спочатку комп'ютер встановлює сигнал готовності *DTR*. Після встановлення зв'язку модем формує і передає до комп'ютера сигнал відповіді *DSR*. Комп'ютер встановлює сигнал запиту на посилання *RTS*. Після відповіді модему сигналом підтвердження *CTS*, починається процес передавання.

Ці сигнали сконцентровані у двох регістрах - регістрі управління модемом, за допомогою якого комп'ютер здійснює управління модемом, і регістрі статусу модему, за допомогою якого модем виставляє прапорці комп'ютера. Структура регістрів наведена на рисунках 11.6 та 11.7 відповідно. Біти D0 та D1 регістра управління модемом встановлені, а інші дорівнюють нулю. Біт D2 дорівнює нулю, за винятком випадків, коли розроблювач модему призначив його для спеціальних потреб. Біт D3 встановлюється, коли використовуються переривання. Біт D4 надає можливість тестування комунікаційних програм без встановлення зв'язку. При цьому вихід мікросхеми замикається на вхід. Це можна використати для тестування роботи мікросхеми. Але для режиму переривань тестування використовувати неможна.

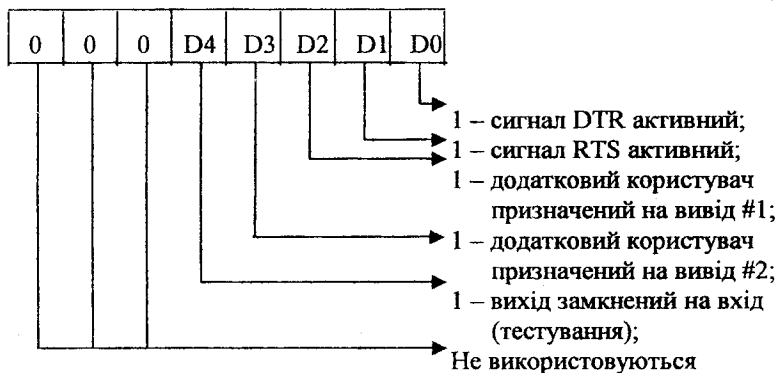


Рисунок 11.6 - Структура регістра управління модемом

У регістрі статусу модему чотири менші біти аналогічні старшим. Вони встановлюються в одиницю лише тоді, коли у статусі даного прапорця відбувалися зміни з моменту останнього читання і автоматично скидаються під час читання регістра.

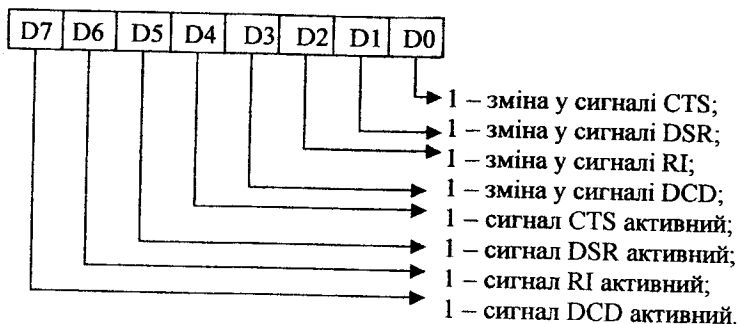


Рисунок 11.7 - Структура регістра статусу модему

Протокол передавання даних визначається модемом, що використовується, або режимами роботи порту.

11.2 Універсальний синхронно-асинхронний приймач-передавач Intel 8251 (K580IK51, KP580BB51)

УСАПП перетворює паралельний код, який отримує з шини даних, на послідовний потік символів зі службовими бітами і видає його до каналу зв'язку з різною швидкістю, а також виконує зворотне перетворення.

Програмування порту починається з того, що до регістра режиму записується перше слово управління (при цьому адреса регістра відрізняється від базової на 1, сигнал $\overline{C0/D} = 1$). Розряди D0, D1 визначають асинхронний або синхронний режим і значення усіх інших розрядів. Формат слова наведений на рисунках 11.8, 11.9. Для асинхронного режиму кодова комбінація розрядів D0 та D1 характеризує коефіцієнт поділу тактової частоти TxC або RxC .

Послідовність записування слів управління порту така:

- ☞ встановлення початкового стану (скидання);
- ☞ записування інструкції режиму (рисунок 11.8, 11.9);
- ☞ записування синхросимволу;
- ☞ записування інструкції команд.

Формат інструкції команд наведений на рисунку 11.10.

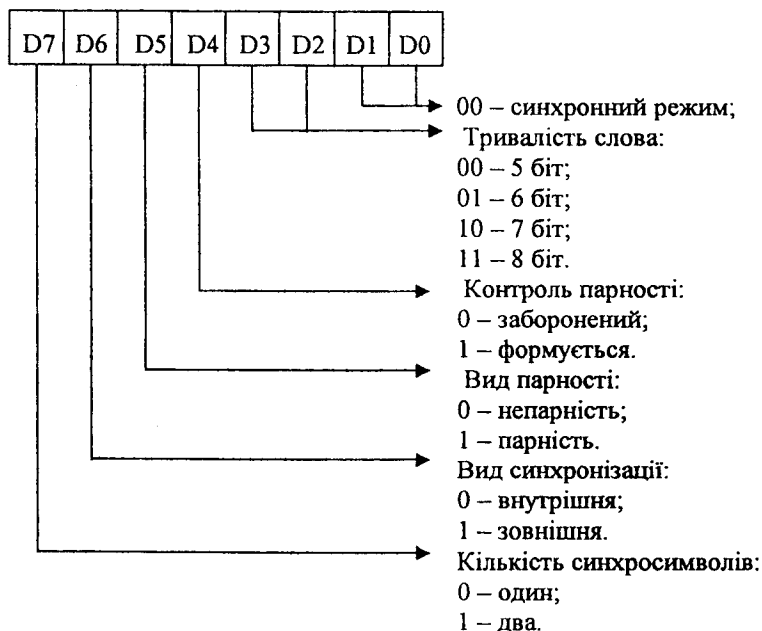


Рисунок 11.8 - Формат слова управління для синхронного режиму

Після записування до інтегральної схеми даних у паралельному форматі відбувається автоматичне підключення до кожного посилання старт-біту та бітів зупинки. Кількість бітів визначається інструкцією режиму. Біт контролю парності вводиться перед бітами зупинки (якщо його запрограмовано) і може мати нульове або одиничне значення. Формат посилання

під час асинхронного передавання наведений на рисунку 11.11. Після цього інформація у вигляді послідовного потоку даних поступає на вихід *TxD* з частотою, кратною 1:1, 1:16 або 1:64 частоті синхронізації (згідно інструкції режиму). Якщо інтегральна схема не вміщує інформації для передавання, то на виході *TxD* утримується рівень логічної "одиниці", якщо запрограмований режим зупинки, то на виході формується рівень логічного "нуля".

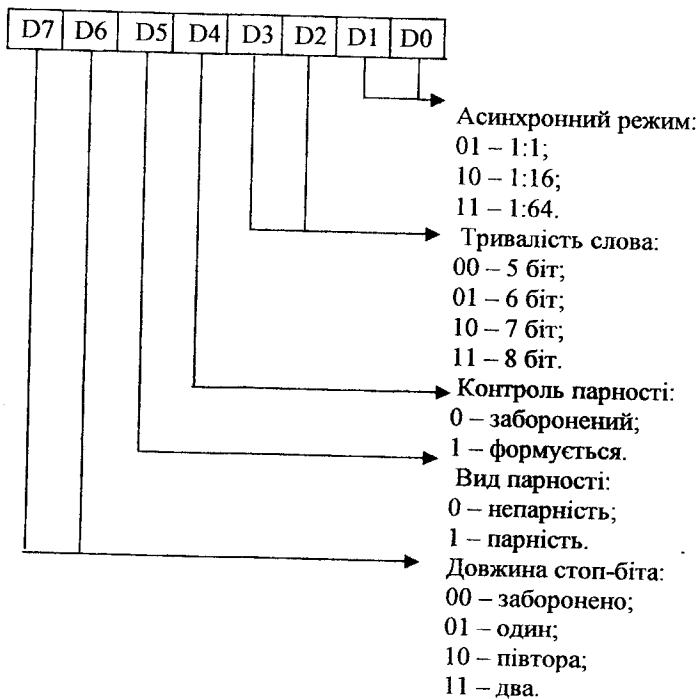


Рисунок 11.9 - Формат слова управління для асинхронного режиму

Напруга логічної "одиниці" на вході *RxD* означає, що приймання інформації немає. При програмуванні УСАПІ на асинхронне приймання, рівень логічного "нуля" означає прибуття старт-біту. Наявність його пере-

віряється другий раз стробуванням у середині імпульсу. Якщо його наявність підтверджується, то запускається лічильник бітів, який визначає кінець бітів даних, біт контролю та біт зупинки. За наявності помилки у прийнятих даних тригер помилки парності встановлюється до стану “одиниці”. Якщо аналіз покаже, що стоп-біт у стані логічного “нуля”, то тригер помилки стоп-біту встановлюється до “одиниці”. Стоп-біт сигналізує, що дані знаходяться у приймачеві. Вони передаються до регістра даних, тоді на виході *RxRDY* з’явиться напруга логічної “одиниці”. Якщо попередня кодова комбінація не була зчитана з порту, то вона губиться, на її місце перезаписується нове значення і тригер переповнення встановлюється до стану логічної “одиниці”. Наявність помилки не зупиняє роботи інтегральної схеми. Тригери помилок скидаються інструкцією команди до початкового стану.

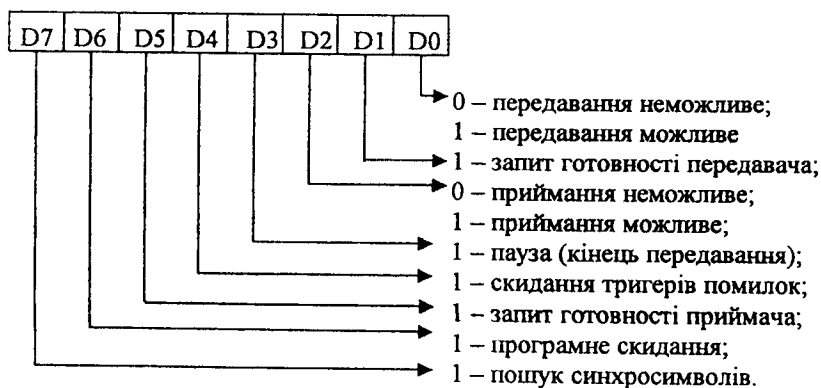


Рисунок 11.10 - Формат інструкції команд

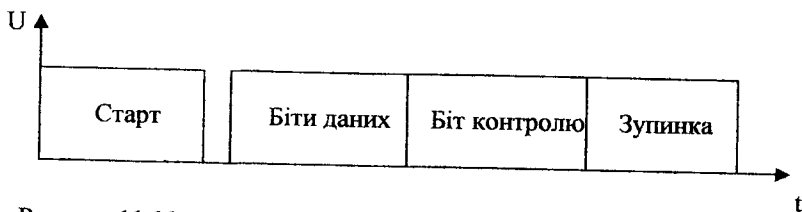


Рисунок 11.11 - Формат посилання під час асинхронного передавання

Для виділення з послідовного потоку символів корисної інформації та для шифрування даних перед бітами вводяться синхросимволи. Кількість їх програмується інструкцією режиму. Формат посилань при синхронному передаванні наведений на рисунку 11.12.

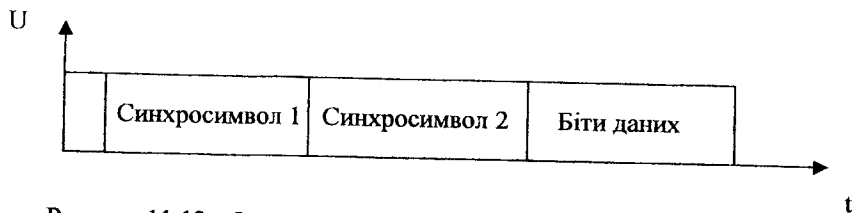


Рисунок 11.12 - Формат посилання під час синхронного передавання

Після записування до мікросхеми інструкції режиму, синхросимволів, інструкції команди та даних, передавач не розпочне роботу, поки на вході *CTS* не з'явиться логічний "нуль". При цьому, встановлення у розряді *D0* інструкції команди прапорця, розпочинає транслявання передавачем зі швидкістю синхросимволів за входом *TxC*. У випадку перерви передавання, до потоку автоматично встановлюються синхросимволи. При цьому на виході *TxEND* встановлюється напруга логічної "одиниці", яка показує відсутність інформації для передавання. Під час записування інформації до порту сигнал *TxEND* знімається.

При синхронному прийманні з внутрішньою синхронізацією робота починається з пошуку синхросимволів. Інформація приймається за входом

RxD до першого регістру і постійно порівнюється з першим синхросимволом. Якщо інформація у регістрах неоднакова, зчитується ще один біт і порівняння продовжується. Якщо значення однакові, УСАПП закінчує пошук і переходить до режиму синхронізації. При цьому на вихід *SYNDET/BD* виводиться напруга логічної “одиниці”. Якщо порт запрограмований для синхронізації двома синхросимволами, то наступний синхросимвол порівнюється з даними другого синхросимволу. Коли обидва синхросимволи виявлені, тоді на вхід *SYNDET/BD* подається напруга логічної “одиниці”, що сигналізує про захоплення синхронізації. На виводі *SYNDET/BD* з’являється напруга логічного “нуля” при зчитуванні стану УСАПП. Формат посилання відповідає рисунку 11.12.

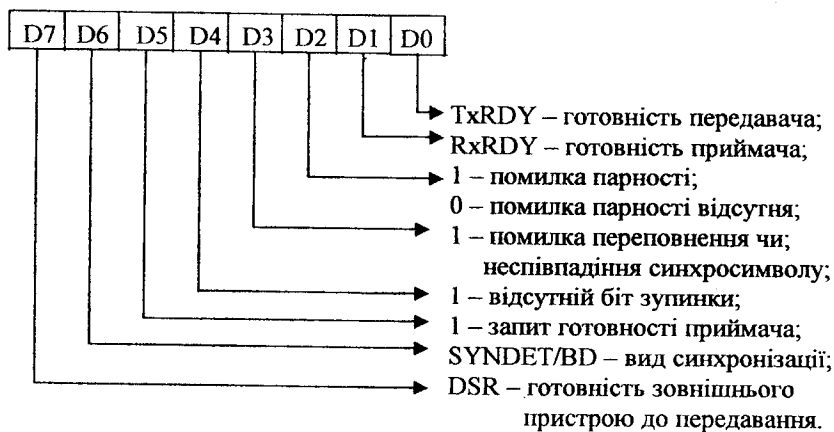


Рисунок 11.13 - Формат регістра стану

При синхронному прийманні із зовнішньою синхронізацією на вхід *SYNDET/BD* подається синхросигнал, який забезпечує трансляцію за входом *RxD* зі швидкістю синхросигналів, які поступають на вхід *RxC*. Тривалість сигналів, які поступають на вхід *SYNDET/BD* повинна бути більшою або дорівнювати періоду синхронізації, яка поступає на вхід *RxD*.

Синхросигнал, який поступає на вхід *SYNDET/BD* може затримати початок приймання інформації на один період. Помилки парності та переповнення контролюються так само, як і в асинхронному режимі.

В системах передавання даних часто необхідно контролювати стан сигналів під час виконання операції. Формат регістра станів наведений на рисунку 11.13. Помилки не переривають роботи мікросхеми. Три гери встановлюються до початкового стану інструкцією команди.

Питання для самоконтролю

1. Як відбувається ініціалізація УСАПП Intel 8250?
2. Яким чином програмується регістр переривань УСАПП Intel 8250?
3. Що являє собою слово управління для синхронного режиму УСАПП Intel 8251?
4. Що таке інструкція команд УСАПП Intel 8251?
5. В чому полягає різниця між форматами помилок УСАПП Intel 8251?

Вправи та завдання

1. Визначити об'єм оперативного запам'ятовувального пристрою для зберігання словника на 100 слів. Максимальна довжина слова 15 літер, кожна літера подається восьмирозрядним двійковим кодом.

Розв'язок

Кількість розрядів визначається: $n_{\max} = l \cdot (L - 1) = 8 + (15 - 1) = 22$

Об'єм запам'ятовувального пристрою: $l = 2^{22}$ (біт).

2. Розробити протокол і написати програму обміну інформації між двома персональними комп'ютерами IBM PC з використанням асинхронного

режиму обміну інформацією на швидкості 9600 біт/с. Під час обміну необхідно здійснювати контроль на парність. Реалізацію здійснити для режиму переривань.

3. Модифікувати програму, розроблену у попередньому завданні для режиму програмного опитування прапорців.
4. Розробити алгоритмічне і програмне забезпечення байтового обміну інформацією між УСАПП КР580ВВ51 у синхронному режимі з контролем парності. Використовувати необхідно внутрішню синхронізацію інтегральних схем.
5. Розробити алгоритмічне і програмне забезпечення байтового обміну інформацією між УСАПП КР580ВВ51 у асинхронному режимі без контролю правильності передавання на середній швидкості. Реалізацію здійснювати для режиму програмного опитування.

Рекомендована література

1. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем. Справочник / под ред. Шахнова В.А.- М.: Радио и связь, 1988, т. 1, с. 67 - 76.
2. Микропроцессоры / под ред. Преснухина Л.Н.- М.: Высшая школа, 1986, т. 1, с. 211 - 219.
3. Коффрон Дж. Лонг В. Расширение микропроцессорных систем. - М.: Машиностроение, 1987.
4. Карпов Г. Standard IBM PC. Справочник. Устройство, установка, техническое обслуживание и ремонт персональных компьютеров. Кишинёв: ВИРТ, 1991.
5. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998

12 Загальні відомості про інтерфейси

В теперішній час широке застосування знайшли мікропроцесорні системи передавання інформації. При цьому використовується паралельне та послідовне передавання інформації. Відповідно до цього, мікропроцесорні системи містять у своєму складі паралельні та послідовні інтерфейси, які призначені для виконання цієї функції. Такий чином будуються гнучкі системи з простим управлінням. Найбільш поширені для передавання інформації системи послідовного зв'язку. Це пояснюється не лише економією кабелю та необхідного комплексу апаратури, а й можливістю використання промислових ліній зв'язку (телефонна мережа, лінії електропостачання тощо).

Стандартний інтерфейс - сукупність уніфікованих апаратних, програмних та конструктивних засобів, які необхідні для реалізації взаємодії різних функціональних елементів в автоматичних системах збирання та оброблення інформації за умов, визначених стандартом і направлених на забезпечення інформаційної, електричної та конструктивної сумісності вказаних елементів.

Стик - місце з'єднання пристроїв передавання сигналів, які входять до систем обміну даними.

Найчастіше термін "стик" використовується замість терміна "інтерфейс" під час описування функцій і засобів спряження елементів засобів зв'язку та систем передавання даних.

Протокол - чітко визначена процедура або сукупність правил, яка регламентує спосіб виконання певного класу функцій обміну інформацією.

У техніці передавання інформації протоколи являють собою самостійний компонент системи або мережі. Сфера дії протоколів охоплює декілька різних інтерфейсів (стиків), тому термін “протокол” ширший за “інтерфейс”, хоча одна і та сама сукупність технічних засобів у нормативно-технічній літературі та інших джерелах називається як “інтерфейсом”, так і “протоколом”.

12.1 Сумісність інтерфейсів

Інформаційна сумісність - узгодженість взаємодії функціональних елементів у відповідності з сукупністю логічних умов.

Логічні умови визначають структуру і склад уніфікованого набору шин, набір процедур щодо реалізації взаємодії і послідовність їх виконання для різних режимів роботи, спосіб кодування і формати команд, даних, адрес та інформації стану, часові співвідношення між сигналами управління, обмеження щодо їх форми та взаємодії. Логічні умови інформаційної сумісності визначають в цілому функціональну та структурну організацію інтерфейсу.

Електрична сумісність - узгодженість статичних та динамічних параметрів електричних сигналів у системі шин з урахуванням обме-

жень на просторове розташування засобів інтерфейсу та технічну реалізацію приймально-передавальних елементів.

Умови електричної сумісності визначають тип приймально-передавальних елементів, співвідношення між логічними та електричними станами сигналів і межі їх зміни, коефіцієнти навантажувальної здатності приймально-передавальних елементів і значення допустимого резистивного та ємнісного навантажень у пристрої, схему узгодження лінії, допустиму довжину і порядок підключення лінії до з'єднувачів, вимоги до джерел та ланцюгів електричного живлення, вимоги щодо завадозахищеності.

Конструктивна сумісність - узгодженість конструктивних елементів інтерфейсу, призначених для забезпечення механічного контакту електричних з'єднань та механічної заміни схемних елементів, блоків та пристроїв.

Умови конструктивної сумісності визначають типи з'єднувальних елементів, конструкцію плати, каркаса, стояка, конструкції кабельного з'єднання.

12.2 Загальна характеристика рівнів

Архітектура взаємозв'язку відкритих систем передбачає сім рівнів з'єднання.

Фізичний рівень забезпечує механічні, електричні, функціональні і процедурні засоби встановлення, підтримання та роз'єднання фізичних з'єднувачів. Його функції і характеристики визначаються типом викорис-

товуваного фізичного середовища (фізичного матеріалу, яким проходять інформаційні сигнали). Для кожного фізичного середовища на цьому рівні визначені відповідні протокол та інтерфейс із суміжним рівнем ланки даних.

Рівень ланки даних вміщує функціональні та процедурні засоби передавання між компонентами мережного рівня, виконує функції встановлення, підтримання і роз'єднання ланки даних і загальне управління ланкою даних. Протоколи та послуги цього рівня суттєво залежать від фізичних засобів передавання даних. Для забезпечення ефективного використання різних засобів передавання даних може також бути потрібно декілька протоколів, які орієнтовані на конкретні особливості цих засобів. Рівень ланки даних з участю фізичного рівня надає послуги розташованому вище мережному рівню.

Мережний рівень виконує функції маршрутування, адресації, організації та підтримки віртуальних з'єднань, формування, розформування та адресування пакетів, управляє потоками пакетів та пріоритетом їх передавання. Мережний рівень забезпечує незалежність розташованих вище рівнів від методів передавання, функцій трансляції та маршрутування і маскує від транспортного рівня всі особливості реальних засобів зв'язку. З цією метою у внутрішній організації цього рівня визначені три підрівня, кожен з яких має власний протокол: протокол доступу до системи передавання даних; протокол, який залежить від особливостей системи передавання, та протокол, який не залежить від особливостей системи.

Транспортний рівень виконує функції адресування кінцевих абонентів, встановлення відповідності між адресами та мережними іменами абонентів, розбирання та збирання повідомлень сеансового рівня та доставляння даних від пристрою-джерела до пристрою-приймача. Цей рівень зві-

льняє вищі рівні від необхідності врахування усіх дрібниць передавання даних.

Сеансовий рівень вміщує механізми організації структури взаємодії між прикладними процесами. Ці механізми дозволяють реалізувати двонаправлений обмін даними одночасно або по черзі, підтримувати синхронізацію та управляти взаємодією. Рівень забезпечує структуру управління взаємодією, визначає початок та кінець завдань (нормальний чи терміновий), час, тривалість і режим ведення діалогу, відновлення зв'язку під час сеансу після помилок без втрати даних.

Рівень відображення виконує функції перетворення синтаксису і форматів даних, кодів, символічних рядків, зображень текстових та графічних даних, функції організації файлів, типів даних, форматування та компонування даних. Основне призначення цього рівня полягає в тому, щоб забезпечити незалежність прикладних процесів від різниці у формі подання та синтаксису даних.

Прикладний рівень вміщує прикладні процеси, які забезпечують оброблювання інформації. Його головне призначення - врахування та реалізація змістовного наповнення (семантики) усіх процесів. До складу реальної системи входить лише частина прикладного рівня. Ця частина, яка охоплює загальні протоколи прикладного рівня для звернення до послуг системи, а також протоколи використання взаємодії та управління системою, розроблюється в межах елементів послуг загального використання, віртуальних файлів, віртуальних терміналів, передавання завдань. Однак більша частина протоколів прикладного рівня має бути розроблена користувачами. Загальні послуги прикладного рівня - це тільки засоби, за допомогою яких користувачі системи звертаються один до одного.

Під час проходження кожного блоку даних крізь рівні, до нього на кожному рівні у вигляді заголовка та кінцевика додається протокольна інформація управління.

12.3 Зовнішні послідовні інтерфейси

Послідовний зв'язок передбачає послідовне (бітами) передавання даних. Такий зв'язок може здійснюватись між комп'ютерами або між комп'ютерами та іншими пристроями.

Найбільш розповсюдженими інтерфейсами мікропроцесорних систем є RS-232 (стик C2, ИПС та інші його модифікації), RS-422, RS-423. В основі інтерфейсів RS-232 та RS-423 лежить однодротова неузгоджена лінія зв'язку, якою інформація передається двополярними посиланнями. Інтерфейс RS-422 розрахований на роботу з диференціальною узгодженою лінією. Порівняльні характеристики інтерфейсів наведені у таблиці 12.1.

Таблиця 12.1 - Порівняльні характеристики послідовних інтерфейсів

Технічні характеристики	Інтерфейси		
	RS-232	RS-423	RS-422
1. Тип лінії	Однодротова неузгоджена	Однодротова неузгоджена	Диференціальна узгоджена
2. Співвідношення $\frac{\text{швидкість передавання}}{\text{відстань}}$, $\frac{\text{Кбод}}{\text{м}}$	$\frac{20}{15}$	$\frac{30}{20}$ $\frac{3}{1200}$	$\frac{100}{1200}$ $\frac{1000}{12}$
3. Максимальна швидкість передавання, Кбіт/с	20	100	1000
4. Максимальна довжина лінії, м	15	600	1200

5. Вихідна напруга передавача, В	$\pm (5 \dots 15)$ ($R_n = 3 \dots 7$ КОМ)	$\pm 3,6$	2,0
6. Швидкість збільшення сигналу на виході передавача, В/мкс	< 30	Залежить від довжини кабелю та частоти	Не обмежена
7. Вхідний опір приймача, КОМ	3 ... 7	≥ 4	≥ 4
8. Максимальне значення порогової напруги приймача, В	± 3	$\pm 0,2$	$\pm 0,2$
9. Максимально допустима вхідна напруга приймача, В	± 25	± 12	± 12

Для того, щоб встановити надійний зв'язок по інтерфейсу RS-232, пристрої формують сигнали готовності приймача та передавача.



Рисунок 12.1 - Передавання інформації однодротовою неузгодженою лінією зв'язку

На початку передавання передавач формує “запит передавача” (RTS). Цей сигнал може переривати поточну операцію, або чекати своєї черги на оброблення в залежності від алгоритму дії приймача та пріоритету передавача. В належний час приймач формує сигнал CTS (“скидання передавача”), який показує що приймач готовий до роботи. Передавач не передає даних до появи сигналу CTS. Ці сигнали називають також *сигналами квітування*. Чим складніша система, тим більше сигналів управління використовується. Для двобічної системи потрібні обидва сигнали на обох боках лінії зв'язку.

У послідовній системі зв'язку RS-232 розряди даних передаються одним потоком. Асинхронна система зв'язку дозволяє передавати за один раз один символ (одну кодову комбінацію). У синхронних системах передавання здійснюється у вигляді неперервного потоку двійкових даних.

Асинхронний режим передавання RS-232 найпоширеніший у системах зв'язку. Тривалість одного двійкового розряду визначається вибраною швидкістю передавання, яка узгоджується з робочими характеристиками передавача та приймача. Комп'ютер IBM PC може передавати та приймати дані зі стандартною швидкістю, яка знаходиться в межах 50 ... 9600 біт/с. При цьому передавач не синхронізований з приймачем, тобто потрібні додаткові засоби, які мають змогу сигналізувати про те, що поступає нова кодова комбінація. Тому на приймачі необхідно побудувати спеціальні засоби, які б сигналізували, що на приймач поступає наступний байт. Ця проблема вирішується шляхом передавання на вхід приймача додаткового розряду, який є стартовим і поступає безпосередньо перед початком передавання байта даних. Найбільш часто стартовий імпульс - інверсний (рівень логічного "нуля"), а стан очікування характеризується рівнем логічної "одиниці". Переключення з "одиниці" до "нуля" свідчить приймачеві про початок передавання потоку даних. Перший розряд потоку називають *стартовим*. Після визначення перепаду "одиниця" – "нуль" приймач зчитує сигнал зі вхідної лінії через час, що дорівнює половині тривалості одного розряду. В цей момент часу приймач сприймає розряд як дійсний і послідовно зчитує інформацію з однорозрядними інтервалами часу. Якщо стартовий розряд визначається як недійсний, то приймач ігнорує виявлений "нуль" і знов переходить до стану очікування.

Під час асинхронного передавання кодова комбінація закінчується передаванням одного або двох стопових розрядів (логічних "одиниць"), причому для будь-якої швидкості передавання більшою за 110 бод використовується один стоповий розряд. Передавач направляє до лінії зв'язку по-

слідовність “одиниць” в усіх випадках, коли немає кодової комбінації на передавання.

Велику роль для послідовного передавання відіграють тактові сигнали. У випадку асинхронного передавання частоти тактових сигналів на передавачі та приймачі повинні бути однаковими і допуск на їхнє розходження дуже малий. Значення частоти тактових сигналів повинно бути кратним частоті двійкових розрядів, які формуються передавачем (найчастіше в 16 разів більша за частоту сигналів).

Стандарт RS-422 орієнтований на інтерфейсні схеми зі стабілізованою напругою, які дозволяють досягти більшої захищеності від завад, знизити частоту появи помилок і збільшити інтервали безпомилкового зв'язку.

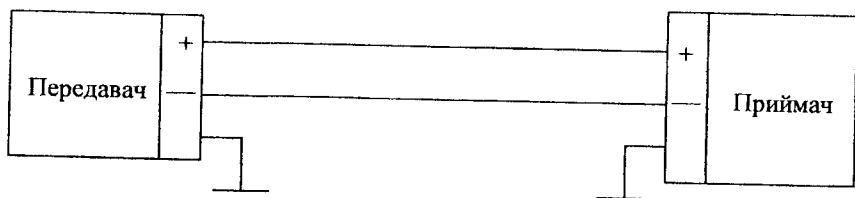


Рисунок 12.2 - Передавання інформації симетричною диференціальною лінією зв'язку

Інтерфейс будується на базі симетричних диференціальних ліній (вита пара, коаксіальний кабель), які мають більш високі характеристики ніж однодротові лінії. Диференціальний режим досягається використанням диференціального передавача, узгодженої лінії зв'язку та диференціального приймача. Сигнал передавача з'являється на вході приймача у вигляді різниці напруг, тоді як завади у лінії лишаються синфазними. Завдяки цьому диференціальний приймач із достатнім діапазоном придушення синфазної складової може відрізнити сигнал від завади.

Стандарт RS-423 частково замінює стандарт RS-232 і допускає його використання у схемах цифрового передавання з нестабілізованою напругою.

Питання для самоконтролю

1. Що таке стандартний інтерфейс, стик, протокол? В чому полягає різниця між ними?
2. Що таке сумісність інтерфейсів, яка вона буває і за рахунок чого досягається?
3. Які бувають рівні взаємозв'язку відкритих систем? Які функції вони виконують?
4. За рахунок чого найбільше розповсюдження знайшли послідовні лінії зв'язку?
5. В чому полягає різниця між інтерфейсами RS-232, RS-423 та RS-422?

Рекомендована література

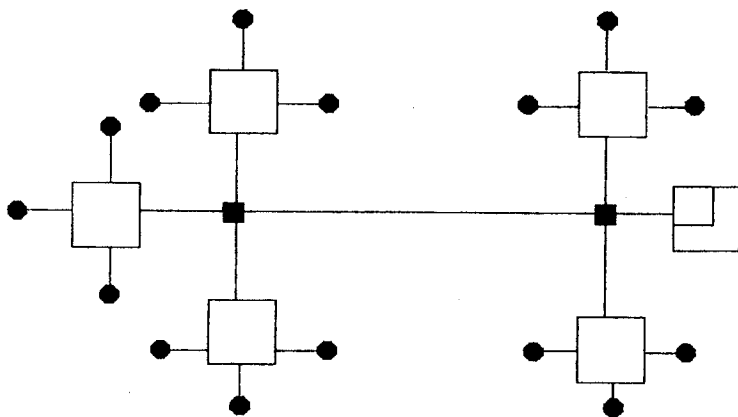
1. Мячев А.А., Степанов В.Н., Щербо В.К. Интерфейсы систем обработки данных. Справочник. - М.: Радио и связь, 1989.
2. Микропроцессоры / под ред. Преснухина Л.Н.- М.: Высшая школа, 1986, т. 2, с. 51 - 86.
3. Морисита И. Аппаратные средства микро-ЭВМ. - М.: Мир, 1988.
4. Компьютеры. Справочное руководство / под ред. Хелмса Г.- М.: Мир, 1986, т. 3, с. 248 - 327.
5. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

13 Основні принципи передавання інформації у комп'ютерних мережах

Розвиток засобів зв'язку у першій половині ХХ сторіччя йшов практично окремо від еволюції обчислювальної техніки. До 30-х років для комутації у телефонних мережах використовувались електромагнітні шукачі. Потім їх змінили шукачі на електронних лампах. Поштовхом до використання ЕОМ у зв'язку була запатентована в 1955 році пропозиція на використання програмного управління вузлом комутації телефонних каналів. Впровадження обчислювальної техніки до телефонних та телеграфних мереж зв'язку дозволило суттєво розширити послуги, що надавались абонентам та збільшити ефективність роботи цих мереж.

Розвиток ЕОМ та персональних комп'ютерів, створення розподілених обчислювальних систем та автоматизованих систем управління стало стимулом до розроблення нових засобів зв'язку і впровадження нових методів передавання інформації. В існуючих у теперішній час інформаційно-обчислювальних мережах широко використовуються програмні методи оброблення та спеціалізовані зв'язкові процесори. Зі збільшенням обсягу дискретної інформації стало очевидним, що потрібно не просто підключати ЕОМ або персональний комп'ютер до аналогових мереж. Виникла необхідність чіткого розподілу між аналоговими та дискретними лініями і мережами зв'язку і побудови на базі останніх спеціалізованих високошвидкісних дискретних мереж зв'язку, впровадження яких почалося в 1970 році. Передавання інформації такими мережами ведеться зі швидкістю до 100 Мбіт/с. В останні роки відбувається швидке злиття засобів обчислювальної техніки та зв'язку до інформаційно-обчислювальних мереж, що стало можливим завдяки успіхам мікроелектронної техніки.

Технічні засоби систем передавання інформації, під час побудови яких доцільно використовувати мікропроцесори та персональні комп'ютери, можна розподілити на зв'язкові процесори, абонентські пункти, пристрої концентрації навантаження, центри комутації та пристрої спряження каналів зв'язку з персональними комп'ютерами (рисуюнок. 13.1).



- зв'язковий процесор;



- ущільнювач або концентратор;



- центр комутації;



- абонентський пункт.

Рисуюнок. 13.1 - Структура мережі

Петльова або коміркова структура мережі передбачає наявність одного каналу зв'язку, який проходить замкненим колом крізь всі вузли та

зв'язкові процесори, які підключені до деяких вузлів чи центрів комутації. Перевагою цієї мережі є те, що пошкодження каналу не призводить до руйнування мережі. Деколи формують мережу з дво- або багатопетльовою структурою. Радіально-петльова структура являє собою комбінацію радіальної та петльової структур. Мережі з розподіленою структурою вміщують центри комутації, які з'єднуються не менше як з двома іншими центрами. Ця мережа є найбільш мобільною завдяки багатьом варіантам маршрутів зв'язку і вчасній реакції на пошкодження окремих часток мережі. Лінійна структура є найбільш простою серед усіх, але має невелику надійність.

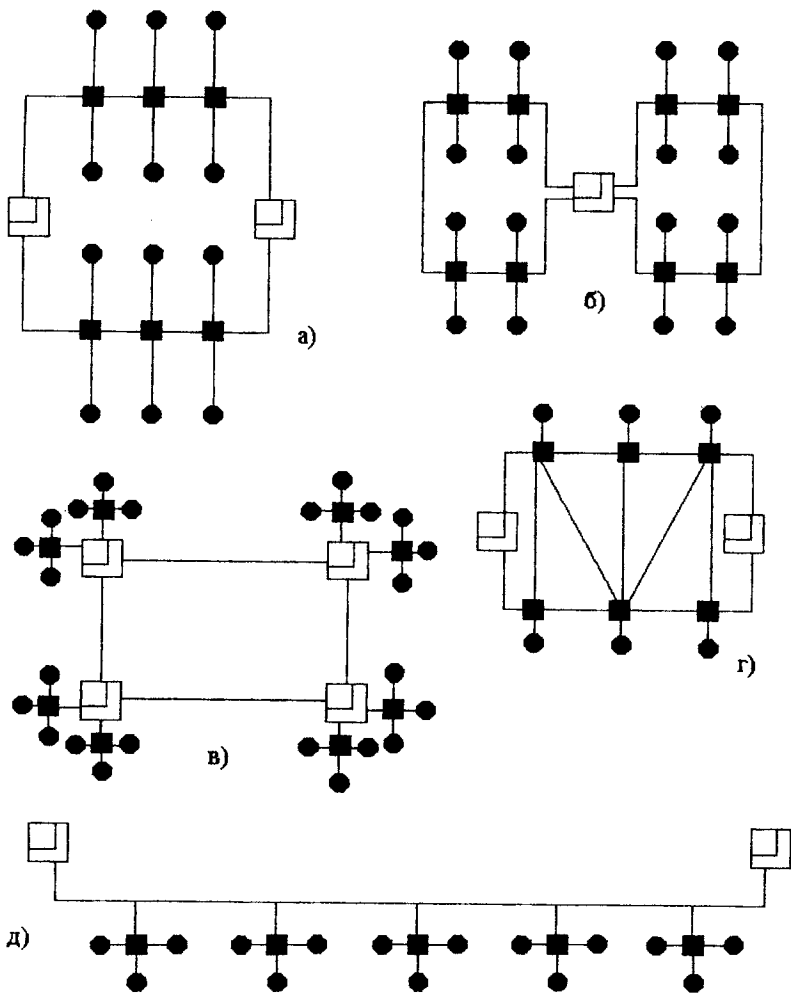
Структури мереж наведені на рисунку 13.2.

13.1 Зв'язкові процесори

Зв'язковий процесор - спеціалізований програмований мікропроцесорний комплекс, який здійснює оброблювання інформації, що знаходиться в оперативній пам'яті комплексу, записаної до неї з каналів зв'язку або з клавіатури.

Для зв'язкових процесорів характерні:

- ✓ обов'язкова наявність механізму переривань;
- ✓ введення операцій для ефективного оброблювання полів даних, циклічного зсуву, маскування тощо;
- ✓ операції оброблювання поодиноких бітів та груп бітів інформації (знаходження найстаршої одиниці або нуля та встановлення або скидання будь-якого розряду у пам'яті);
- ✓ наявність розвинених засобів адресації для спрощення оброблювання інформаційних масивів, ведення переліків обладнання;



а – петльова (коміркова);

б – двопетльова; в – радіально-петльова;

г – розподілена; д - лінійна

Рисунок. 13.2 - Види структур мереж

- ✓ введення спеціальних команд для діагностування несправностей;
- ✓ введення до складу комплексу апаратури контролю, модулів комутації та резервних блоків.

Удосконалення фізичної структури зв'язкових процесорів йде за напрямками:

- ☑ збільшення числа універсальних регістрів;
- ☑ використання ЕОМ з мікропрограмним управлінням, які дозволяють будувати спеціалізовану зв'язкову систему команд та мікрокоманд;
- ☑ прискорення оброблювання інформації за рахунок швидкодіючої пам'яті;
- ☑ введення до складу процесора розвиненої багаторівневої системи переривань;
- ☑ забезпечення прямого доступу до пам'яті;
- ☑ використання мультипроцесорних структур зв'язкових процесорів.

Вибір фізичної структури зв'язкового процесора визначається, здебільшого, вимогами продуктивності, тобто кількістю та пропускну здатністю каналів зв'язку, обсягом функцій, призначених для додаткового оброблювання, а також надійності, гнучкості та можливостей розширення системи.

Для побудови зв'язкових процесорів невисокої продуктивності за відсутності вимог підвищеної надійності використовується структура з одним мікропроцесором – однопроцесорна (рисунок. 13.3).

До складу зв'язкового процесора входять модулі пам'яті (ОЗП і ПЗП) та зовнішня пам'ять. Лінії зв'язку, які працюють з різними швидкостями та протоколами, зв'язуються з модулем за допомогою послідовних інтерфейсів.

Продуктивність зв'язкових процесорів в багатьому визначається складністю функціонального переліку завдань, виконуваних інтерфейсами.

За такою схемою виконані зв'язкові процесори Datapath 6 та CompuNet. Користувач розроблює програмні драйвери для зв'язкового процесора в залежності від його призначення із записуванням програми до ПЗП. Продуктивність такої структури обмежується кінцевою пропускну здатністю та конфліктами по зверненнях до магістралі.

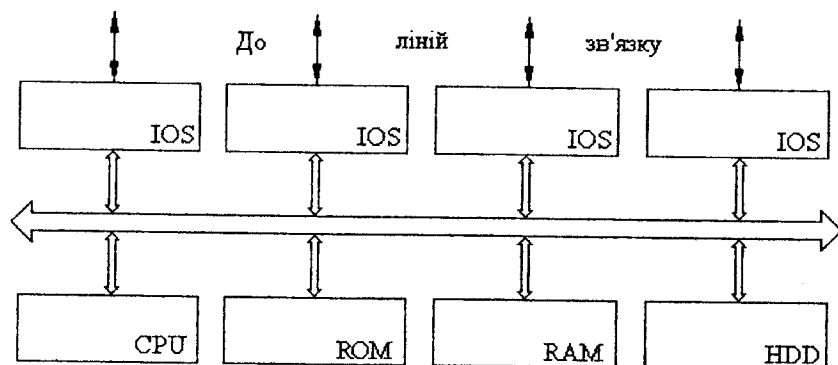


Рисунок. 13.3 - Структура однопроцесорного центрального зв'язкового модуля

Більш поширеною є двопроцесорна структура з функціональною спеціалізацією мікропроцесорів (рисунок. 13.4).

У такій системі перший мікропроцесор здійснює загальне управління, складне логічне оброблення інформації та управління пристроями введення-виведення. Зв'язкові функції локалізовані у комплексі, який вміщує другий (допоміжний) мікропроцесор, місцеву пам'ять та зв'язкові послідовні інтерфейси.

За такої побудови зв'язкового процесора суттєво зменшується кількість звернень до головної магістралі, за рахунок чого підвищується продуктивність системи. Так, система Level 6 може обслуговувати до 96 ліній

зв'язку зі швидкостями 50 ... 72000 біт/с з використанням різних протоколів (BSC, SDLC, HDLC тощо).

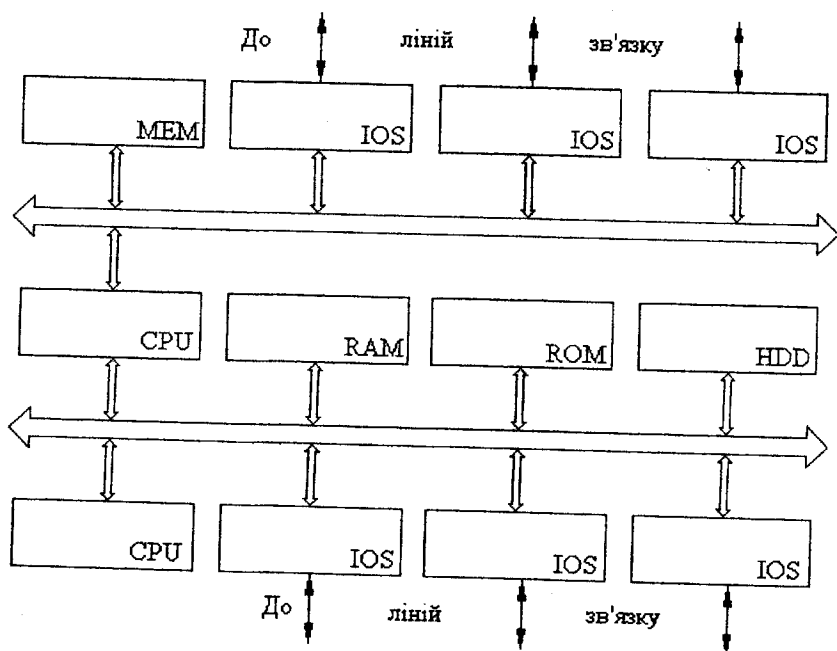


Рисунок 13.4 - Структура двопроцесорного центрального зв'язкового модуля

Можливий також варіант двопроцесорної структури з іншим розподілом функцій між мікропроцесорами. У зв'язковому процесорі Comdata 600 на допоміжний процесор покладені функції управління низькошвидкісними лініями, а головний процесор, крім загального управління, виконує також завдання управління високошвидкісним каналом.

До недоліків такої архітектури відносяться обмежені надійність та можливості щодо нарощування системи. Розглянута структура зв'язкового

процесора є проміжним варіантом між однопроцесорною та мультикомп'ютерними і мультипроцесорними структурами.

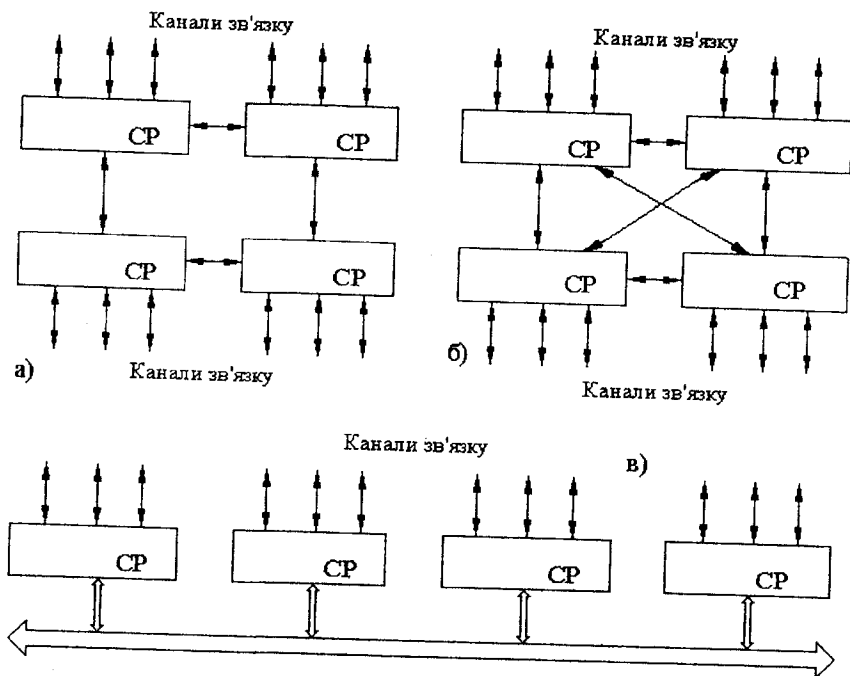
До мультикомп'ютерних систем (однорідних та неоднорідних) відносять системи, які складаються з набору обчислювальних модулів, не мають спільного поля оперативної пам'яті та обмінюються між собою способом комутації повідомлень. Типові конфігурації мультикомп'ютерних систем вміщують структуру зі спільною шиною, а також кільцеву та повнозв'язану (рисунок. 13.5). Таке розподілене оброблювання та управління дозволяють багатокомп'ютерному зв'язковому процесору досягти досить високої пропускної здатності. Окремі комп'ютери виступають у вигляді автономних функціональних обчислювальних машин, реалізуючи різноманітні завдання.

Для таких систем час затримки залежить від числа переприймань, тобто чим більшу продуктивність повинен мати зв'язковий процесор, тим з більшого числа комп'ютерів він повинен складатися і тим більше число переприймань буде здійснюватись. Цей недолік обмежує кількість автономних персональних комп'ютерів у структурі зв'язкового процесора.

Розрізнявальною ознакою мультипроцесорних систем є наявність спільного поля оперативної пам'яті для інформаційної взаємодії між обчислювальними модулями у зв'язковому процесорі. При цьому в усіх випадках відбувається лише одноразове записування інформації до поля оперативної пам'яті.

На рисунку 13.6. подані типові конфігурації структур зв'язкових мультипроцесорних модулів. Одношинну структуру можна вважати окремим випадком конфігурації з перехресною комутацією з кількістю шин пам'яті, що дорівнює одиниці. Недоліком одношинної структури є можливість виникнення "вузького місця" (конфліктів) при збільшенні кількості обчислювальних модулів, що призводить до лавинного збільшення наван-

таження шини. Крім цього, така структура має порівняно невисоку надійність.



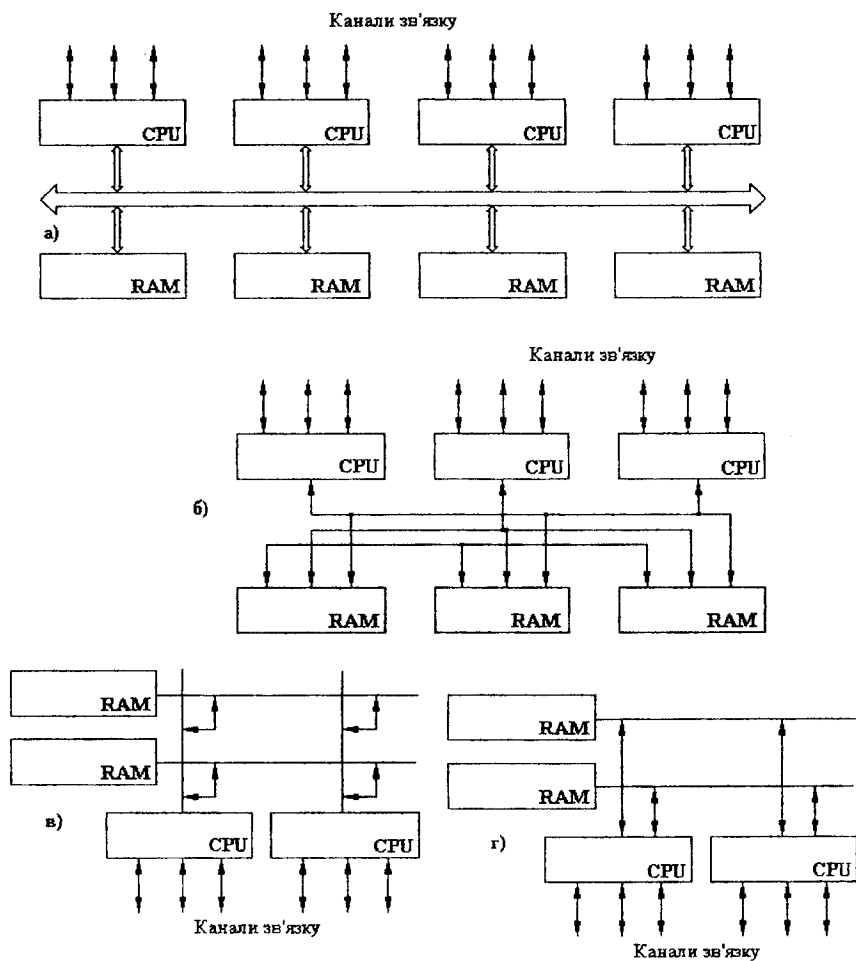
а – кільцева; б – повнозв'язана, в – зі спільною шиною

Рисунок. 13.5 - Типові конфігурації мультикомп'ютерних засобів

Недоліком систем з багатовходовою пам'яттю є структурне обмеження - невелика кількість входів до секції оперативної пам'яті. Зрозуміло, що максимальна кількість обчислювальних модулів, об'єднаних до мультипроцесорної системи, дорівнює кількості входів секції.

Система з перехресною комутацією структурно необмежена і має можливість (як і у випадку системи з багатовходовою пам'яттю) проводити

обмін декількома обчислювальними модулями з різними секціями пам'яті в один і той самий момент часу.



а – одношлинна конфігурація; б – з багатовходовою пам'яттю; в, г – з перехресною комутацією

Рисунок 13.6 - Типові конфігурації мультипроцесорних структур

Системи з перехресною комутацією, наведені на рисунку. 13.6, в, г, відрізняються одна від одної реалізацією комутаторів шин.

У мультипроцесорних секціях пам'яті використовуються структури з прямим та функціональним типом організації. У прямій мультипроцесорній системі кожний мікропроцесорний модуль може вирішувати будь-які завдання, в той час як у функціональній мультипроцесорній системі наявний чіткий розподіл функцій процесорних модулів.

У мультипроцесорних структурах можна виділити три групи функціонально орієнтованих модулів, які взаємодіють на рівні апаратних засобів (фізичного протоколу), операційної системи (логічного протоколу) та функціональних програм (інформаційного протоколу);

↪ каналні (лінійні процесори);

↪ оброблювальні;

↪ введення-виведення.

Самі функціональні модулі можуть бути побудовані на базі персонального комп'ютера і засобів спряження з каналами. Для забезпечення роботи з високошвидкісними каналами зв'язку каналні модулі можуть будуватися у вигляді каналів прямого доступу до спільного поля оперативної пам'яті.

Прикладами таких зв'язкових процесорів є:

☞ Codex 6000 - пристрій, який може вміщувати до восьми лінійних процесорів типу M6800, забезпечує обслуговування 252 ліній зі швидкостями 50 ... 9600 біт/с. Загальне диспетчеризування здійснює процесор Intel 3000;

☞ CP 9000 - пристрій з дублюванням магістралей, модулів управління та лінійних процесорів. Система аналогічна "Тезис - 5" і обслуговує асинхронні та синхронні канали зв'язку;

- ☞ Тезис-5, розроблений фірмою CTNE для оснащення мережі RETD (Іспанія). Процесор виконаний за модульним принципом з високою надійністю. Структура пристрою - магістральна, яка дозволяє здійснювати обмін зі швидкістю 2500000 шістнадцятирозрядних слів/с. В ньому використовуються два модуля управління на базі мікропроцесорів фірми Intel. Кожен з модулів вміщує місцеву магістраль, контролер переривань, місцевий запам'ятовувальний пристрій ємністю 128 Кбайт, блок зв'язку зі спільною пам'яттю системи, яка може нарощуватися блоками. Кожен з лінійних процесорів може здійснювати управління та оброблювання інформації за 32 асинхронними лініями (50 ... 1200 біт/с) чи 16 синхронними (600 ... 19200 біт/с), або 2 лініями з протоколом HDLC (64 Кбіт/с). Кількість лінійних процесорів може нарощуватись до 32, дозволяючи підключити до засобу до 1024 ліній зв'язку;
- ☞ Plugibus - пристрій, побудований за модульним принципом, який вміщує тринадцять однакових процесорних модулів, два модулі пам'яті і два модулі введення-виведення. Продуктивність пристрою складає до 1,5 Мбіт/с.

13.2 Програмовані абонентські пункти

Абонентські пункти є найбільшим за обсягом класом пристроїв систем та мереж передавання інформації. Сучасні інформаційно-обчислювальні мережі розраховані на підключення до них десятків тисяч абонентських пунктів. Найбільшого розповсюдження в теперішній час набули програмовані абонентські пункти, до яких відносяться пристрої, які працюють під управлінням мікропроцесорних засобів, що дозволяє не тільки

ки покращити параметри пункту, але й розширити коло виконуваних операцій.

В залежності від можливостей програмного управління виділяють абонентські пункти з жорсткою програмою, перепрограмовані та інтелектуальні.

Перша група будується на базі контролера з незмінюваними під час експлуатації програмами управління, розташованими у постійному запам'ятовувальному пристрої. Такі пункти мають жорстку апаратну і програмну структуру.

Більш гнучкою модульною організацією відрізняються перепрограмовані абонентські пункти, які будуються на базі мікропроцесорного контролера з можливістю повної або часткової заміни програмного забезпечення за рахунок заміни модулів ПЗП або зміни вмісту самого ПЗП.

Найбільш перспективним є клас інтелектуальних абонентських пунктів, які характеризуються наявністю вільної обчислювальної потужності та суттєвим обсягом ОЗП, що дозволяє виконувати велику кількість функцій, пов'язаних з передаванням, прийманням та оброблюванням інформації. Здебільшого для таких абонентських пунктів використовують адаптацію до різних галузей використання та вимог користувача. Можливе виконання на абонентському пункті і деяких програм користувача.

Розглядаючи фізичну структурну організацію програмованих абонентських пунктів, можна виділити три основних аспекти:

- в залежності від кількості оброблювальних модулів виділяють одно- та мультипроцесорні абонентські пункти;
- наявність зовнішнього запам'ятовувального пристрою (дисківодів для гнучких та жорстких дисків, стримера тощо) суттєво розширює функціональні можливості абонентського пункту;

➤ в залежності від використовуваних зовнішніх пристроїв та способу взаємодії з іншими терміналами виділяють інтерактивні (діалогові) абонентські пункти та пристрої пакетного оброблювання.

В сучасних інформаційно-вимірювальних мережах найчастіше використовують діалоговий режим взаємодії чи поєднують його з пакетним.

Програмне управління дозволяє досить просто організувати одночасну роботу декількох операторів на абонентському пункті. Часто такі групові програмовані абонентські пункти називають *термінальними комплексами*.

Конфігурація програмованого абонентського пункту допускає просте модульне розширення. Так, наприклад, абонентський пункт моделі DT-9621 вміщує в основному наборі монітор, клавіатуру, оперативний запам'ятовувальний пристрій ємністю 256 Кслів, периферійні засоби і забезпечує підтримання зв'язку зі швидкістю до 9600 біт/с. Допускається розширення складу абонентського пункту додатковими пристроями введення-виведення.

Найбільш важливими з функцій абонентського пункту є:

- ✓ редагування даних, що вводяться. З цією метою мікропроцесорна система абонентського пункту повинна взаємодіяти з різними програмними редакторами (текстовими і графічними), працювати з масивами та полями даних тощо;
- ✓ контроль даних, що вводяться. При цьому перевіряється використання під час введення дозволених символів, контролюється повнота даних, введених до відповідного формату;
- ✓ управління зображенням як для текстової, так і для графічної інформації, робота з різними периферійними пристроями;

- ✓ ущільнення даних з метою зменшення інформаційної надлишковості джерела повідомлення. Для цього використовуються різні методи кодування, перетворення та заміни символів, слів, послідовностей тощо;
- ✓ діалоговий режим роботи з оператором, в тому числі використання специфічних режимів роботи (повідомлень про помилки, підказок тощо);
- ✓ фіксація необхідних атрибутів протоколу зв'язку і, у випадку необхідності, повідомлення про них відповідальних осіб (дата та час передавання або приймання інформації, її обсяг, режими роботи тощо) ;
- ✓ автоматичне визначення та реалізація оптимальних режимів обміну, швидкостей передавання інформації тощо;
- ✓ захист від несанкціонованого доступу.

Виходячи зі сформульованих функцій, можна зауважити, що будова абонентського пункту вимагає досить гнучкої апаратури з розвинутою периферією та програмним забезпеченням і, на відміну від зв'язкових процесорів, повинна вестись на базі персональних комп'ютерів, дво- або багатокomp'ютерних систем. Найбільше розповсюдження одержала магістральна система побудови абонентських пунктів з функціональним розподілом роботи модулів.

13.3 Центри комутації

Основна функція комутації полягає в тому, щоб надати доступ одному абоненту мережі до всіх інших. Ця функція контролюється самим користувачем, коли він вказує адресу повідомлення. Розподіл потоків повідомлень здійснюється у центрах комутації різних рівнів за допомогою відповідних систем кросування та комутації. Центри комутації являють собою пункти мережі, у яких зходяться три чи більше ланцюгів і є пристрої роз-

поділу вхідних потоків інформації за напрямками (ланцюгами). Центри розподіляються на транзитні та кінцеві. Перші комутують магістральні канали зв'язку, які пов'язують між собою різні центри комутацій. Другі формують з'єднання магістральних каналів з абонентськими лініями. Розрізняють центри комутації каналів, повідомлень та пакетів. В останні роки бурхливо розвиваються гібридні методи комутації, які поєднують в собі комутацію каналів та пакетів.

Для центрів комутації каналів основними функціями є ті, що пов'язані з оброблюванням інформації про виклики та з'єднання, управлінням роботою комутаційного поля, організацією взаємодії з іншими центрами комутації каналів.

Для центрів комутації повідомлень та пакетів специфічними є функції, пов'язані з розподілом вхідних потоків з мінімальними затримками та помилками у напрямку, визначеному адресою повідомлення, його пріоритетом та величиною поточного навантаження мережі. Вибір залежить від найбільшої пропускної здатності мережі з мінімальними затримками у передаванні повідомлень каналами зв'язку.

Для центра комутації пакетів пріоритетні функції пов'язані з реалізацією ряду рівнів протоколів (здебільшого фізичного, каналного та мережного). У відповідності з цими протоколами центр комутації пакетів здійснює приймання сигналів з каналів зв'язку, виділення та накопичування в оперативній пам'яті інформаційних кадрів, їх логічне оброблювання, оброблювання пакетів різного призначення, що містяться в інформаційних кадрах (даних, мовлення, службових тощо), маршрутування пакетів згідно початкових напрямків зв'язку і передавання інформаційних кадрів з оперативної пам'яті до вихідних каналів зв'язку. Один і той самий центр комутації пакетів може для одних пакетів бути кінцевим, для інших - транзитним.

Тому здебільшого у цих центрах реалізуються функції спряження протоколів міжцентрової та абонентської ділянок.

Для мереж з комутацією пакетів, яка забезпечує режим віртуального каналу, специфічним є процес збирання-розбирання пакетів. Процеси збирання-розбирання здійснюються у відповідних центрах комутації і виконуються за допомогою протоколів мережного (пакетного) рівня. Розбирання повідомлення на пакети у вузлі-відправнику і його збирання вузлом-одержувачем повинні впорядкувати прийняті пакети таким чином, щоб одержати черговість ту саму, що й у початковому (переданому) повідомленні. Алгоритми збирання-розбирання пакетів суттєво залежать від прийнятих процедур маршрутування та управління потоками.

Практичне розповсюдження отримали два *методи комутації каналів* - *просторовий* та *часовий*. Просторовий розподіл, який більше стосується абонентів, виступає початковим. Під час передавання він може перетворюватися на частотний, часовий тощо. Для сучасного рівня техніки найбільш поширений часовий метод комутації (синхронний та асинхронний). За синхронним методом елементи інформації (біти та байти), які відповідають кожному з каналів, займають у груповому тракті фіксований часовий інтервал. Процес комутації зводиться до зміни часового розташування інформації. Оскільки комутація здійснюється за допомогою оперативного запам'ятовувального пристрою, то кількість обслуговуваних комутатором каналів залежить від тривалості циклу "записування-зчитування" пам'яті. При асинхронним методі комутації відбувається передавання адреси абонента, який викликається, всім шляхом мережі, за рахунок чого до початку передавання утворюється крізний канал. У системі з комутацією повідомлень або пакетів адреса передається у складі кожної накопиченої частини повідомлення, на засаді чого у кожному з центрів комутації виби-

рається напрямком подальшого передавання. Асинхронний метод найбільш природно поєднується з концентрацією.

Центри комутації реалізуються одно- і мультикомп'ютерними та мультипроцесорними структурами. Найчастіше використовують потужний центральний комп'ютер, який пов'язаний з мікропроцесорними контролерами.

13.4 Програмовані концентратори та мультиплексори

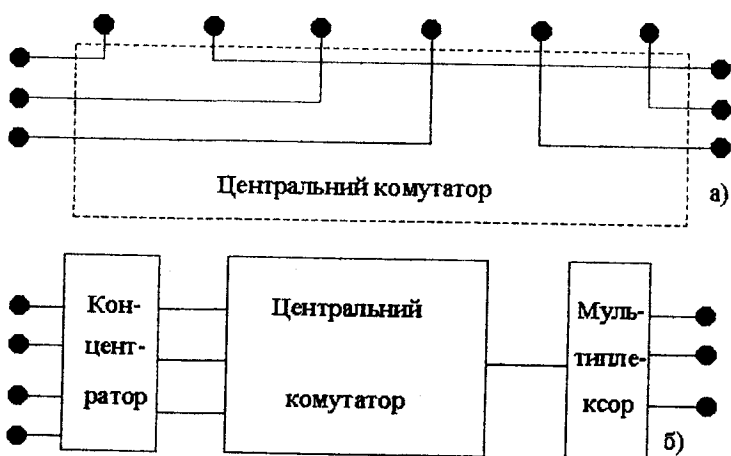
Для вирішення завдання транспортування даних базова система зв'язку використовує методи комутації та передавання. З цим пов'язані два споріднених терміни: концентрація та ущільнення. Вони можуть здійснюватись різними способами і не завжди явно відрізняються один від одного.

Найчастіше у системах передавання інформації абоненти не розподіляються рівномірно на великій території, а концентруються групами в установах, містах або промислових районах. Коли група з'єднань веде до центрального комутатора, який знаходиться на деякій відстані, то лінії використовуються нерационально, тому що лише невелика частина ліній (порядку десяти) буде активізованою в один момент часу. Більш раціональним є розташування допоміжного комутатора поблизу групи користувачів, що дозволяє зменшити кількість ліній, які йдуть до центрального комутатора (рисунок 13.7). Ці допоміжні комутатори можуть бути концентраторами або мультиплексорами.

Концентрація - динамічна процедура розподілу навантаження, яка частину вхідних активізованих каналів у відповідності із запитами розподіляє між меншою кількістю вихідних каналів.

Ущільнення - статична процедура, за якої група ліній замінюється одним трактом передавання з більш високою пропускнуою здатністю.

Різниця між ними полягає в тому, що мультиплексор має однакові швидкості введення та виведення інформації і уникає ризику перевантаження вихідного каналу. На практиці у мультиплексорах використовується частотний або часовий розподіл каналів. Концентрація за своїми функціями складніша процедура і вміщує перерозподіл вихідних ланцюгів, зміну структури повідомлення, швидкості передавання, а часто - і кодів.



а – комутація без концентрації та мультиплексування;

б – комутація з концентрацією та мультиплексуванням

Рисунок 13.7 - Комутація, концентрація та мультиплексування даних

Мультиплексор - пристрій, який виконує лише ущільнення даних без записування їх до пам'яті, зміни вмісту і формату.

Концентратор - електронно-обчислювальний пристрій, який здійснює комбінування деякої кількості ліній зв'язку в меншу кількість з вищою швидкістю або в меншу кількість ліній зв'язку з тією самою швидкістю, але з вищим рівнем використання порівняно з рівнем використання окремих ліній зв'язку.

У випадку часового мультиплексування можлива реалізація двох випадків:

- ◆ мультиплексор передавання даних будується у вигляді багатоканального пристрою спряження каналів зв'язку з мікропроцесорною системою, причому основним завданням є узгодження відносно низької швидкості передавання інформації абонентськими каналами зв'язку з високою швидкістю введення-виведення інформації персонального комп'ютера;
- ◆ мультиплексор будується у вигляді ущільнювача, головною функцією якого є часове ущільнення групового каналу зв'язку.

Використання мікропроцесорних контролерів та персональних комп'ютерів у сучасних мережах обміну інформацією і розвиток програмного забезпечення цих систем дозволили реалізувати у мультиплексорах ряд нових операцій, в тому числі тих, що характерні для концентраторів. Різниця між процесами мультиплексування та концентрації стає менш явною за введенням принципу "мультиплексування за вимогою", який реалізується *статистичними мультиплексорами*. Статистичне об'єднання відрізняється від часового розподілу каналів тому, що джерела інформації, які не формують сигналів, повністю ігноруються.

Статистичні мультиплектори розраховані на використання найбільш розповсюдженої ситуації у процесі передавання даних - наявності пауз між символами або посиланнями. Паузи динамічно враховуються процесором і використовуються для надання вихідного тракту активним вхідним каналам. Під час реалізації цього методу довжина циклу змінюється в залежності від активності входів мультиплектору. У буферному запам'ятовувальному пристрої, що зберігає дані до їх передавання, накопичується копія циклу, який передається, на випадок можливого потрібного повторного передавання інформації. Статистичне об'єднання потоків даних дозволяє збільшити кількість підключених до часового мультиплектору терміналів, не підвищуючи швидкості передавання інформації у тракті між користувачем та мультиплексором. При цьому смуга частот, що передається, надається лише активним терміналам. Якщо пропускна здатність тракту менша за навантаження, надлишкове навантаження накопичується в буфері і під управлінням процесора ставиться в чергу до мультиплектору. Воно знаходиться у пам'яті з довільним вибиранням доти, доки не з'явиться можливість її передати. В цьому мікропроцесорні мультиплектори мало відрізняються від концентраторів з мікропроцесорним оброблюванням та управлінням.

В залежності від співвідношення \bar{r}/L (де \bar{r} - середній радіус зони, що обслуговується засобом концентрації навантаження, L - відстань від засобу концентрації навантаження до центра комутації) концентратори та мультиплектори розподіляють на:

- ☉ абонентські або термінальні ($\bar{r}/L \ll 1$);
- ☉ віддалені або лінійні ($\bar{r}/L \approx (0,1 \dots 0,3)$);
- ☉ вбудовані ($L \approx 0$), які входять до складу центра комутації (їх ще називають *стативами*).

Сучасний підхід до вирішування проблеми виходу з мережі із пакетною комутацією полягає в реалізації концентраторів та мультиплексорів, які сумісні зі стандартом X.25. Так, для мережі обміну інформацією з комутацією пакетів мультиплексор для підключення джерел та приймачів, визначений міжнародним консультативним комітетом з телеграфії та телефонії МККТТ (ССІТТ) як схема об'єднання-роз'єднання пакетів. Для завдання інтерфейсів цієї схеми розроблені рекомендації МККТТ X.3, X.28, X.29. Пристрій виконує функції концентратора терміналів, крізь який декілька асинхронних терміналів підключаються до одного каналу зв'язку, який працює у відповідності з рекомендаціями X.25. Концентратор об'єднує послідовності бітів, що передаються від терміналів, у пакети і передає їх до центру комутації пакетів віртуальним каналом. У випадку передавання інформації непакетному терміналу, концентратор розшифровує пакети і передає інформацію символами.

Важливою функцією концентратора є накопичення інформації перед її посиленням до швидкодіючого каналу зв'язку - *буферування даних*. У зв'язку з цим для концентраторів характерні великі обсяги оперативної пам'яті.

Концентратори та статистичні мультиплексори у загальному випадку реалізують ряд рівнів протоколів передавання інформації. Серед них велику роль відіграють протоколи рівня утворення інформаційного каналу (HDLC, SDLC, BSC тощо). В межах реалізованих цими пристроями протоколів можна виділити менші функціональні блоки захисту від помилок, генерації заголовків, підтвердження приймання пакетів, реалізації пріоритету повідомлень, контролю та управління з'єднаннями тощо.

Питання для самоконтролю

1. З чим пов'язано широке використання мікропроцесорів та засобів обчислювальної техніки у системах передавання інформації?
2. Що являє собою зв'язковий процесор?
3. Як можна класифікувати реалізацію зв'язкових процесорів?
4. Що являють собою абонентські пункти? Яким чином вони будуються? Які функції виконують?
5. В чому полягає різниця між концентрацією та ущільненням?
6. Що являє собою статистичний мультиплексор?
7. Які бувають концентратори та мультиплексори?
8. Що таке буферування даних?
9. Що таке центри комутації і які вони бувають?

Рекомендована література

1. Применение микропроцессорных средств в системах передачи информации / Советов Б.Я., Кутузов О.И., Головин Ю.А., Аветов Ю.В. - М.: Высшая школа, 1987.
2. Черняк Н.Г., Буравцева И.Н., Пушкина Н.М. Архитектура вычислительных систем и сетей. - М.: Финансы и статистика, 1986.
3. Галкин В.А., Кононыхин В.Н. Абонентские информационно-управляющие системы телеобработки данных. - М.: Высшая школа, 1990.
4. Като М. и др. Построение сетей ЭВМ. - М.: Мир, 1988.
5. Овчинников В.Н. Дискретные многоканальные системы ввода информации в цифровые вычислительные машины. - М.: Энергия, 1968.
6. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. - Вінниця: ВДТУ, 1998.

14 Загальні відомості про модеми

Модем - модулятор та демодулятор, об'єднані в одному пристрої і призначені для перетворення сигналів та передавання їх лінією зв'язку.

ССІТТ - Comite Consultatif International Telegraphique et Telephonique (МККТТ – Міжнародний Консультативний Комітет з Телеграфії та Телефонії) є частиною ІТУ – International Telecommunication Union (МСЕ - Міжнародного Союзу Електрозв'язку), що входить до складу ООН. ССІТТ (МККТТ), крім усього іншого, встановлює рекомендації щодо телефонного зв'язку, і в тому числі для модемів. На рівні держав Європи ці рекомендації набувають чинності стандартів, але й у Америці стандарти Bell є прямими аналогами стандартів ССІТТ для 1200 bps-модемів. Основні характеристики V-рекомендацій наведені нижче.

14.1 Визначення швидкості передавання

Швидкість телесигналізації та модуляції в загальному випадку вимірюється в бодах.

1 бод - одиниця швидкості передавання інформації, яка дорівнює передаванню одного елементарного посилання (сигналу) на секунду.

1 біт/с - одиниця швидкості передавання інформації, яка дорівнює одному біту за секунду.

У більшості випадків 1 бод чисельно дорівнює 1 біт/с. Але у випадку використання диференціальної модуляції кодування відбувається не за

одним, а за декількома символами. Так, для диференціальної амплітудної-мпульсної модуляції кодування здійснюється дібітами, наприклад:

00 – плюс 2 В;

01 – плюс 1 В;

10 – мінус 1 В;

11 – мінус 2 В.

Тоді одній парі бітів відповідає один елементарний сигнал визначеного рівня. В цьому випадку швидкість передавання у біт/с та бодах відрізняється удвічі. Щоб уникнути неоднозначності у визначенні швидкості передавання для цифрових систем, швидкість передавання визначають у біт/с. Для модемів, виготовлених за кордоном, швидкість передавання визначається в одиницях “bps” (bit per second - бітах за секунду).

Для систем передавання можна користуватись співвідношенням для одиниць передавання:

$$v \text{ [біт/с]} = k \cdot v \text{ [бод]} \quad (14.1)$$

де k - кількість рівнів диференціальної модуляції (співвідношення біт/елементарний сигнал).

14.2 Стандарти модемів

Модеми стандарту V.21 використовують частотну модуляцію, практично прозорі і можуть приймати дані у кодах складу 5 ... 8 біт до номінальної швидкості. Використовувані частоти наведені у таблиці 14.2. У звичайному режимі модем, який приймає виклик, передає на частоті каналу 2, хоча частота може бути змінена програмним шляхом.

Таблиця 14.1 - Характеристики основних V-рекомендацій модемів

Стандарт МККТТ	Аналог	Швидкість передавання (біт/с)	Режим	Тип модуляції
V.21	Bell 103 Bell 113	300	Дуплекс	Частотна
V.22	Bell 202A	600 / 1200 / 2400	Напівдуплекс, дуплекс	Диференціальна 4-фазна
V.23	Bell 202	600 / 1200	Напівдуплекс, дуплекс	Частотна
V.22 bis	-	600 / 1200 / 2400	Дуплекс	Диференціальна 4-фазна
V.26	Bell 201	600 / 1200 / 2400	Напівдуплекс, дуплекс	Диференціальна 4-фазна
			Дуплекс	Диференціальна 2-фазна
V.26 bis	-	600 / 1200 / 2400	Напівдуплекс, дуплекс	Диференціальна 4-фазна
			Дуплекс	Диференціальна 2-фазна
V.27	Bell 208B	4800	Напівдуплекс, дуплекс	Диференціальна 8-фазна
V27 bis	-	2400 /4800	Напівдуплекс, дуплекс	Диференціальна 8-фазна
V.27 ter	-	2400 /4800	Напівдуплекс	Диференціальна 8-фазна
V.29	-	4800 / 7200 / 9600	Дуплекс	Диференціальна 8-фазна + амплітудна
V.35	-	48000	Дуплекс	Амплітудна з однією бічною частотою
V.36	-	48000 / 56000 / 64000 / 72000	Дуплекс	Амплітудна з однією бічною частотою

Стандарт V.23 має певні особливості при організації каналів. Крім передавання у прямому напрямку, у нижній частині спектра залишається деяка частка смуги, яка використовується для організації низькошвид-

Таблиця 14.2 - Частоти V.21 та Bell 103

Канал	Частота	
	0	1
V.21, 1	1100	980
V.21, 2	1850	1650
Bell 103, 1	1070	1270
Bell 103, 2	2025	2225

Таблиця 14.3 - Частоти V.23 та Bell 202

Канал	Частота	
	0	1
V.23, < 600	1700	1300
V.23, 600 ... 1200	2100	1300
Bell 202	2200	1200

діти до синхронного режиму. Протокол Bell 202 відрізняється частотами, а також тим, що зворотним каналом передається сигнал управління потоком даних частотою 387 Гц.

Стандарт V.22, V.22 bis дозволяє організувати дуплексну роботу на швидкості 1200 біт/с з використанням диференціальної фазової модуляції. При цьому використовується частота-носії 1200 Гц в одному напрямку і 2400 Гц в іншому. Модем забезпечує 5 режимів роботи:

- 1200 біт/с, синхронний;
- 1200 біт/с, стартостопний, 8, 9, 10 або 11 біт/символ;
- 600 біт/с, синхронний;
- 600 біт/с, стартостопний, 8, 9, 10 або 11 біт/символ;
- асинхронний режим, 1200 біт/с, стартостопний або 300 біт/с анізосинхронний.

кісного 75 біт/с - вторинного каналу. Для нього частоти будуть 450 Гц - "0" та 790 Гц - "1". Цей канал працює у напрямку, зворотному головному, і в той самий час, що й основний.

Роботу з використанням зворотного каналу називають *асиметричним дуплексом*. Він може використовуватись для передавання даних або діагностування. Техніка передавання асинхронна, але модем може формувати синхроімпульси і перехо-

Анізохронний режим - низькошвидкісний стартозупинний режим. При цьому дані подібні до факсимільних, і кожен елемент сигналу може мати різну тривалість.

Таблиця 14.4 - Значення зсуву фаз V.22

Дібіт, 1200 біт/с	Біт, 600 біт/с	Зміна фази	
		Режим 1 ... 4	Режим 5
00	0	+90 ⁰	+270 ⁰
01		0 ⁰	+180 ⁰
11	1	+270 ⁰	+90 ⁰
10		+180 ⁰	0 ⁰

Для роботи в синхронному режимі на швидкості 1200 біт/с потік даних для передавання розподіляється на дібіти. чотирифазова модуляція використовується для кодування 2 біт. Значення фаз наведе-

ні у таблиці 14.4. У випадку передавання інформації на частоті 2400 Гц модем формує також частоту 1800 Гц для захисту від спрацювання телефонного обладнання.

Стандарт V.22 bis дозволяє працювати на швидкості 2400 біт/с двопрвідним ланцюгом.

Модем стандарту V.26, V.26 bis використовує диференціальну чотирифазову модуляцію для швидкості передавання 2400 біт/с та диференціальну двофазову модуляцію для 1200

Таблиця 14.5 - Значення зсуву фаз

V.26

Дібіт, 2400 біт/с	Зміна фази	
	А	В
00	0 ⁰	+45 ⁰
01	+90 ⁰	+135 ⁰
11	+180 ⁰	+225 ⁰
10	+270 ⁰	+315 ⁰

біт/с з частотою-носієм 1800 Гц. Модем V.26 забезпечує повний дуплекс 2400 біт/с чотиридротовою лінією. Модем V.26 bis забезпечує напівдуплексну роботу 2400 біт/с двопрвідною лінією або повний дуплекс 4-дротовою лінією зі зниженням на 1200 біт/с.

Обидва модеми використовують низькошвидкісний (75 біт/с) зворотний канал. На швидкості 2400 біт/с визначені два варіанти кодування фази. Варіант А більш сприятливий для втрати синхронізації якщо послідовність нулів довга. Варіант В стандартизований для роботи дротовими лініями телефонного зв'язку. Якщо швидкість 1200 біт/с, "0" кодують зсувом фази $+90^{\circ}$, "1" - $+270^{\circ}$.

Модем V.26 bis вміщує в собі еквалайзер і розрахований на роботу з двопровідними лініями зв'язку. Обидва модеми працюють тільки в синхронному режимі.

Модеми, побудовані за стандартом V.27, V.27 bis забезпечують роботу 4800 біт/с, повний дуплекс 4-дротовими лініями зв'язку. Модем V.27 bis дає можливість зниження швидкості до 2400 біт/с. Модем V.27 bis за-

Таблиця 14.4 - Значення зсуву фаз V.27, V.27 bis, V.27 ter на швидкості 4800 біт/с

безпечує напівдуплексну роботу 4800 біт/с зі зниженням до 2400 біт/с. Всі ці модеми використовують диференціальну восьмифазову модуляцію на швидкості 4800 біт/с з кодуванням трибітів.

До складу модему V.27 входить еквалайзер, розрахований на роботу з дводротовою та чотиридротовою лініями зв'язку. Модем V.27 використовує ручний еквалайзер. Модеми V.27 bis та V.27 ter використовують автоматичний адаптивний еквалайзер. Рекомендація V.27 bis передбачає дві послідовності тренінгу для підготовки приймального модему - довгу для ліній поганої якості та коротку для якісних каналів. Рекомендація V.27 ter визначає послі-

довності тренувань. Довга послідовність потрібна під час входження до

Трибіт	Зміна фази
001	0°
000	$+45^{\circ}$
010	$+90^{\circ}$
011	$+135^{\circ}$
111	$+180^{\circ}$
110	$+225^{\circ}$
100	$+270^{\circ}$
101	$+315^{\circ}$

зв'язку, коротка послідовність використовується у випадку зміни напрямку зв'язку.

Можливості зниження швидкості до 2400 біт/с у модемах V.27 bis та V.27 ter сприяє використання 4-фазної модуляції, аналогічної варіанту А V.26.

Низькошвидкісний канал 75 біт/с або більшої швидкості використовується для усіх цих модемів. Він може використовуватись у вигляді вторинного каналу.

Модем стандарту V.29 розроблений для роботи у повнодуплексному режимі зі швидкістю 9600 біт/с з можливим зниженням до 7200 або 4800 біт/с. Використовувана техніка модуляції являє собою комбінацію фазової та амплітудної. Шляхом дозволу частоти-носія приймати два можливих рівні амплітуди в комбінації з восьми можливими сигналами фази надається можливість кодування 4 бітів. Частота носія 1700 Гц. Під час передавання двійкові дані поділяються на групи по 4 біти (квадробіти), останні три біти кодуються як зсув фази відносно попередньої фази частоти-носія у відповідності з даними таблиці 14.7. На доповнення до зсуву фази амплітуда сигналу-носія визначається одним з двох рівнів, у залежності від першого біта (таблиця 14.7). В залежності від нової (абсолютної) фази сигналу-носія використовуються різні пари амплітуд.

Зниження швидкості до 7200 біт/с призводить до кодування трибі-

тами з першим бітом (згідно з таблицею 14.7), встановленим у "0".

При швидкості 4800 біт/с амплітуда встановлюється постійною і модуляція стає фазовою, аналогічно до V.26, варіанту А.

До складу модему входить автоматичний адаптивний еквалай-

Таблиця 14.7 - Амплітуда V.29

Фаза сигналу	Біт 1	Амплітуда, В
$0^{\circ}, 90^{\circ}$	0	3
$180^{\circ}, 270^{\circ}$	1	5
$45^{\circ}, 135^{\circ}$	0	2
$225^{\circ}, 315^{\circ}$	1	3,2

зер, для якого передбачено час тренінгу 253 мс.

Модем V.29 може мати можливість мультиплексування. В цьому випадку конфігураціями мультиплексування є:

$$\begin{aligned}9600 &:= 7200 + 2400 := 4800 + 4800 := 4800 + 2400 + 2400 := \\ &:= 2400 + 2400 + 2400 + 2400; \\ 7200 &:= 4800 + 2400 := 2400 + 2400 + 2400; \\ 4800 &:= 2400 + 2400,\end{aligned}$$

тобто можна використовувати часовий розподіл каналу.

Існують два стандарти на модеми, які працюють зі швидкістю 48 Кбіт/с. Обидва розроблені для передавання у смузі частот 60 ... 108 КГц. Інколи їх називають *модемами групової смуги*, тому що вони займають 12 телефонних каналів.

Модем стандарту V.35 сигнал двійкових даних переносить у смузі частот 60 ... 104 КГц, використовуючи частоту-носії 100 КГц у вигляді сигналу амплітудної модуляції з асиметричною бічною та придушеною частотою-носієм. Модем працює синхронно на швидкості 48 Кбіт/с. Його можна також використовувати в асинхронному режимі для факсимільного передавання з еквівалентною швидкістю 5 ... 48000 біт/с.

Рекомендація V.36 описує модеми для роботи у повному дуплексному режимі на швидкостях 48, 56, 64 та 72 Кбіт/с. Двійковий сигнал переноситься до смуги 60 ... 104 КГц з частотою-носієм 100 КГц у вигляді сигналу амплітудної модуляції з однією бічною та придушеною частотою-носієм.

Смуга частот 104 ... 108 КГц може бути використана для забезпечення додаткового смугового каналу.

Американський стандарт RS - 232C є стандартом американської асоціації електронної індустрії і основою для рекомендації V.24, яка визначає ланцюги обміну DTE - DCE та їхні функції. Електричні характеристики визначені рекомендацією V.28. Розташування ніжок з'єднувача визначено стандартом ISO 2110. У більшості випадків V.24 та RS - 232 можна вважати аналогами.

Модем V.10 працює на швидкості до 100 Кбіт/с. Рекомендація використовує напруги 3 ... 6 В або, якщо необхідна обмежена взаємодія з V.28, 4 ... 6 В. В обох випадках порогова напруга складає 0,3 В.

Приймач являє собою диференціальну схему з двома входами і штучною землею. Для V.10 вибраний диференціальний підсилювач для сумісності з V.11. Таким чином збалансовані та незбалансовані ланцюги можна при потребі поєднувати в одному інтерфейсі.

Модем V.11 працює на швидкості до 10 Мбіт/с і використовує збалансовані ланцюги обміну. Максимум використовуваної напруги складає 6 В.

Приймач побудований за диференціальною схемою, аналогічно V.10. Електричні характеристики V.11 використовуються для дуже високшвидкісних ланцюгів. До 20 Кбіт/с використовують V.10, а для більших швидкостей – V.11. Як виняток, можна використовувати V.11 для менших швидкостей з метою зменшення зовнішнього впливу або збільшення довжини кабелю.

У цифрових мережах використовуються не модеми, як у аналогових мережах, а кодери-декодери, які двійковий сигнал перетворюють на форму, здатну для цифрового передавання лінією зв'язку.

X.20 розроблена для стартозупинних пристроїв і забезпечує повнодуплексне передавання зі швидкістю до 300 біт/с.

X.21 розроблена для синхронних пристроїв і забезпечує повнодуплексну роботу зі швидкістю до 48 Кбіт/с.

Рекомендація X.25 визначає інтерфейс мережі комутації і є триві-
невим протоколом, який використовує на одному з рівнів X.21.

Враховуючи необхідність з'єднання нових мереж з існуючим V.24,
розробили альтернативні версії X.20 bis та X.21 bis. Вони використовують
ланцюги обміну V.24 з традиційними електричними характеристиками та
з'єднувачами.

Модеми V.42 та V.42 bis побудовані для передавання інформації у
повнодуплексному режимі з перетворенням асинхронного передавання на
синхронне (між собою модеми передають дані у синхронному режимі).
Модем V.42 має можливість виправлення помилок, а V.42 bis - стиснення
інформації з використанням методів Lempel-Ziv. Типове стиснення – 50%.

Модем V.32 являє собою пристрій для повнодуплексного переда-
вання інформації зі швидкістю 9600 біт/с з можливістю зменшення до 4800
біт/с. V.32 bis розрахований на швидкість 14400 біт/с з можливістю змен-
шення швидкості до 12000, 9600, 7200 та 4800 біт/с.

14.3 Типи модемів

X-модем - малопродуктивний (з сучасної точки зору) напівдуплексний про-
токол пересилання файлів, що розроблений у серпні 1977 року Уор-
дом Кристенсенем.

Він має небажану властивість - довжина файлів, що підлягають
передаванню, повинна бути кратною 128 байтам, інакше залишок
від останнього 128-байтового блока буде заповнений пустими або
непотрібними символами.

Розмір вікна X-модему - один пакет, таким чином, на швидких
модемах цей протокол показує дуже низьку продуктивність.

Y-модем - протокол X-модему, що з'явився в результаті спроб покращити протокол X-модему, який допрацьовувався в різних напрямках, що призвело до деякої невизначеності у тому, який з протоколів є Y-модемом:

- X-модем-CRC замість контрольної суми використовує більш надійний циклічний код;
- X-модем-1K має збільшений розмір блока (1024 байти).

Деколи Y-модемом називають протокол, що вміщує в собі ці доробки. Але коректніше віднести цю назву до протоколу, що вміщував би ще два покращання:

- * передавання назв, розміру, часу та інших атрибутів файла;
- * передавання декількох файлів за одне пересилання.

Z-модем - швидкий протокол пересилання файлів. Найсуттєвішою перевагою його є можливість дотягування файлів у випадках розірвання зв'язку та більша пропускна здатність.

Внутрішній та зовнішній модеми. Модем, що розташовується на платі і вставляється до з'єднувача системного каналу комп'ютера, є внутрішнім і відрізняється від зовнішнього, що є окремим пристроєм.

Внутрішні модеми дешевші, а зовнішні мають деякі технічні переваги.

Hayes - фірма, яка виготовляє модеми. Hayes-сумісний набір команд - той, що підтримується більшістю сучасних модемів.

Питання для самоконтролю

1. Що таке модем?
2. Хто розроблює V-рекомендації і який статус вони мають?

3. В чому полягає різниця між X-, Y- та Z-модемами?
4. В чому різниця між внутрішніми та зовнішніми модемами?

Рекомендована література

1. Маршалл П., Гастингс В. Лучшие факс-модемы // PC World Ukraine, 1995, № 5, с. 26 - 33.
2. Форск В. Modem guide. - К.: Евроиндекс Лтд, 1994.
3. Морисита И. Аппаратные средства микро-ЭВМ. - М.: Мир, 1988.
4. Синелобов И. Модемы.- 2.5020/104 @Fidonet. org.
5. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

15 Забезпечення заводозахисності цифрових пристроїв передавання інформації

15.1 Апаратні методи підвищення заводозахисності

Форма сигналу змінної напруги промислової мережі живлення протягом коротких проміжків часу може дуже відрізнитися від синусоподібної (можливі викиди, зниження амплітуди однієї або декількох напівхвиль тощо). Причини виникнення таких спотворень пов'язані з різкою зміною навантаження мережі (увімкнення потужного електродвигуна, зварювального апарата, пічки). Тому потрібно здійснювати відокремлення від таких джерел завод (рисунок 15.1).

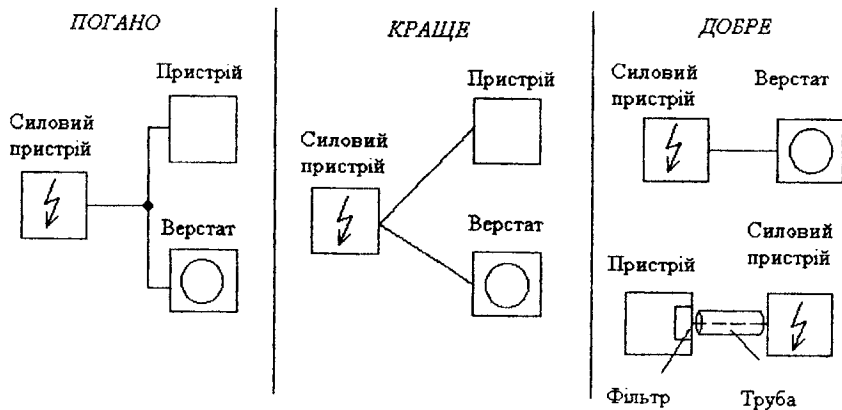


Рисунок 15.1 – Варіанти підключення цифрового пристрою до первинної мережі живлення

Крім вказаного заходу бажане використання спеціальних мережних фільтрів під час введення живлення до пристрою. У деяких випадках обов'язковим є використання електростатичного екрану (водоводна труба).

Короткохвильовий передавач електродвигуна при певних умовах може наводити у відрізьку дроту сигнали амплітудою кількасот вольт.

Можна рекомендувати декілька способів знищення завад мережі живлення безпосередньо у блоці живлення пристрою:

- ⇒ первинна та вторинна обмотки силового трансформатора виконуються на різних котушках. При цьому зменшується прохідна ємність, але зменшується і к.к.д.;
- ⇒ первинна та вторинна обмотки виконуються на одній і тій самій котушці, але розподіляються екраном мідної фольги товщиною не менше 0,2 мм. Екран не повинен являти собою короткозамкнений виток і з'єднується із землею пристрою;
- ⇒ первинна обмотка повністю вводиться до екрану, який не є короткозамкненим витком. Екран підключається до корпусу;
- ⇒ обмотки вводяться до екранів, між якими прокладається розподільвальний екран, весь трансформатор вводиться до металевого корпусу. Екрани та корпус заземлюються.

У пристроях, що виконані у вигляді конструктивно закінчених блоків, існують два типи шин землі - корпусна і схемна (0V, GND). Корпусна шина згідно правил техніки безпеки повинна підключатися до шини заземлення, прокладеної у приміщенні. Схемна шина (згідно якої відраховуються рівні напруги сигналів) не повинна бути з'єднана з корпусною всередині блоку, для неї повинен бути виведений окремий затискувач, ізольований від корпусу. Схемні шини землі треба об'єднувати окремими дротами в точці А, а корпусні - у точці В, якомога ближчої до точки А. Необхідно також враховувати особливості приміщення, але загальне правило залишається у силі.

Моменти переходу більшості типів інтегральних схем з одного стану до іншого супроводжується різким короткочасним збільшенням струму.

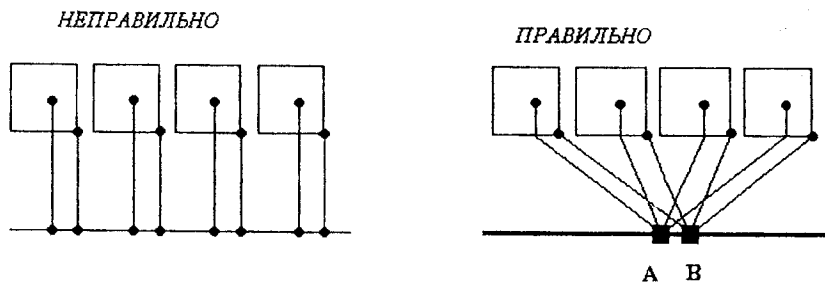
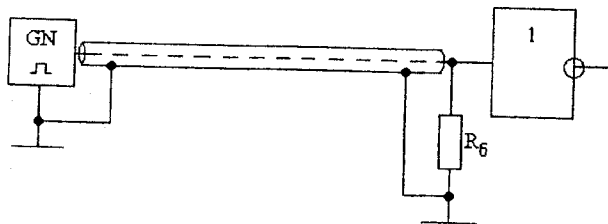


Рисунок 15.2 – Варіанти підключення заземлення цифрових пристроїв

Імпульсні струми викликають появу імпульсних напруг між виводами живлення та землі. Якщо шини живлення виконані тонкими друкованими провідниками, а високочастотні конденсатори відсутні, то під час перемикання декількох ТТЛ-мікросхем, амплітуда завад за живленням може сягати 2В. Тому під час проектування необхідно:

- ◆ шини живлення та землі виконувати у вигляді сітчастих структур, які вкривають усю площину плати. Недопустимим є підключення мікросхеми ТТЛ до шин, що являють собою паростки. Шини живлення та землі повинні вкривати усю вільну площину плати;
- ◆ підключення зовнішніх шин живлення та землі повинно проводитись крізь декілька контактів з'єднувача, рівномірно розподілених за довжиною з'єднувача;
- ◆ поблизу виводів живлення кожної мікросхеми потрібно розташовувати конденсатор ємністю не менше 0,02 мкФ. Для фільтрації низькочастотних завад потрібно використовувати конденсатори ємністю 100 мкФ.

Сигнали передаються кабелем без спотворень якщо хвильовий опір дорівнює опору резистора R (рисунок 15.3). Хвильовий опір коаксіальних кабелів відомий (50, 75 Ом). Хвильовий опір плоских кабелів та витих пар складає 110 ... 130 Ом, точне значення його визначається експерименталь-



но підбиранням резистора R (спотворення повинні бути мінімальними). При цьому не використовують змінні дрові резистори, тому що вони ма-

Рисунок 15.3 – Схема передавання сигналів кабелем

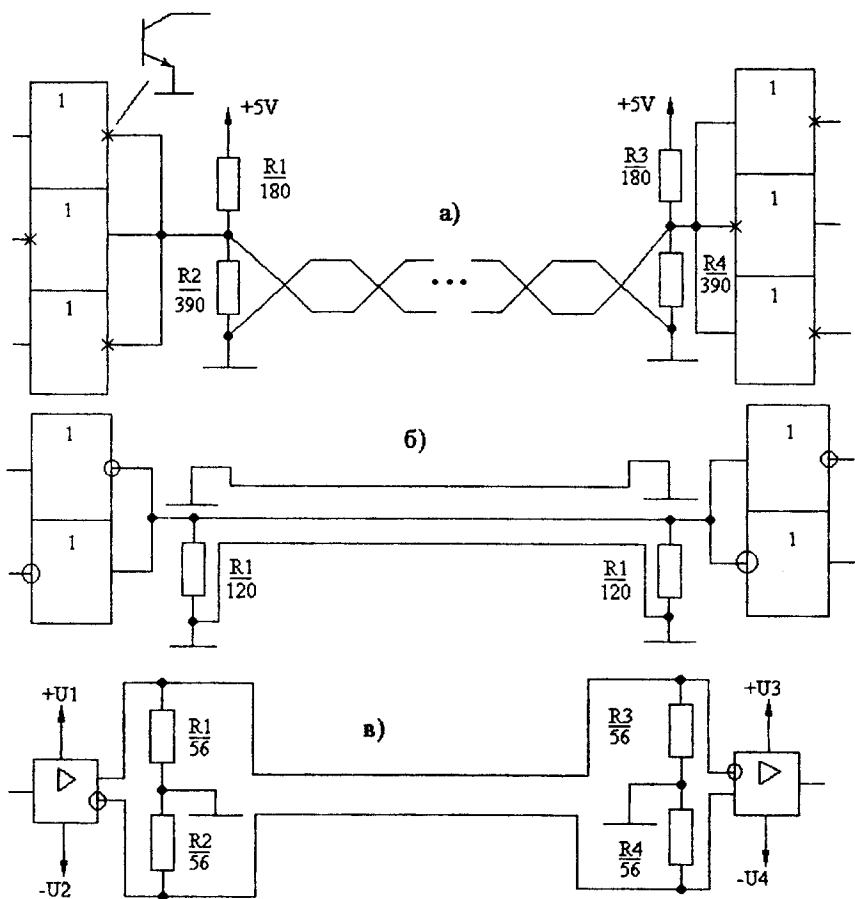
ють велику індуктивність і спроможні самі вносити спотворення.

Лінія зв'язку типу "відкритий колектор" характеризується тим, що для передавання магістрального сигналу з фронтом 10 нс на відстанях більших за 30 см використовують окрему виту пару або окрему пару дровів у плоскому кабелі. У пасивному стані усі передавачі вимкнені. За спрацьовування будь-якого передавача напруга на лінії знижується з рівня 3,5 В до 0,4 В. При довжині лінії 15 м та правильному її узгодженні тривалість перехідних процесів не перевищує 75 нс.

Лінія зв'язку типу "диференційної пари" є однонаправленою і характеризується збільшеною заводо захищеністю, тому що приймач реагує на різницю сигналів, а завада діє на обидва дроти приблизно однаково. Довжина лінії визначається омичним опором дровів.

Основними правилами, які потрібно враховувати під час фізичної реалізації лінії є:

- ⇒ кожному резистивному подільнику повинен відповідати високочастотний конденсатор смістю не менше 0,02 мкФ. Він встановлюється у безпосередній близькості від подільника між шинами живлення та землі. Паралельно встановлюється також електролітичний конденсатор для фільтрації низькочастотних завод;



а – типу “відкритий колектор”; б – типу “відкритий емітер”,
в – типу “диференціальна пара”

Рисунок 15.4 – Види лінії зв’язку

- ⇒ шини живлення виконуються у вигляді широких провідників;
- ⇒ до кожного земляного виводу подільників повинна підходити власна земля з кабелю.

Найбільш ефективна розпайка з'єднувача наведена на рисунку 15.5. При цьому неоднорідність невелика, але половина контактів використовується під землею.

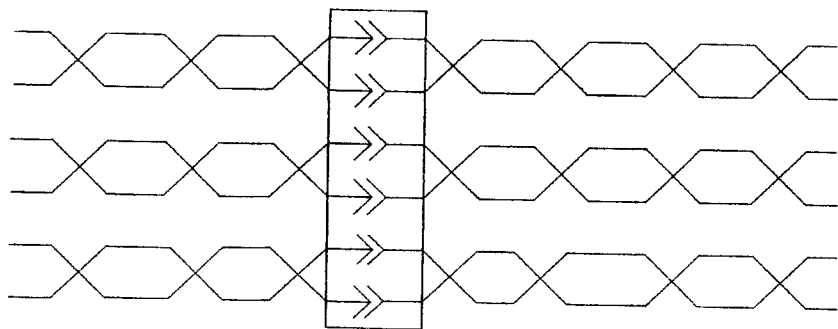


Рисунок 15.5 – Проходження дротів крізь з'єднувач

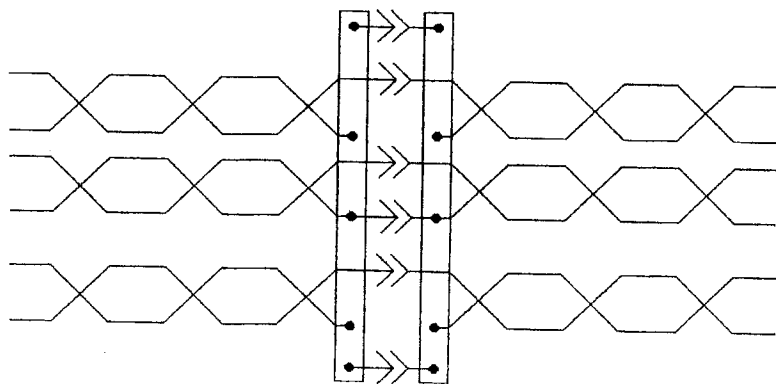


Рисунок 15.6 – Допустимий варіант проходження дротів крізь з'єднувач

Другий (більш економічний) спосіб полягає у використанні металевих планок, на які збираються землі витих пар. Розпайка цих земель ведеться рівномірно за довжиною планки. Обидві планки об'єднуються крізь

з'єднувач за допомогою ряду перемичок мінімальної довжини, причому кожна перемичка повинна відповідати не більше як чотирьом сигнальним лініям, але загальне їх число повинно бути не менше трьох.

Важливим є використання екранів кабелів. Найкращий варіант підключення наведені на рисунку 15.7.

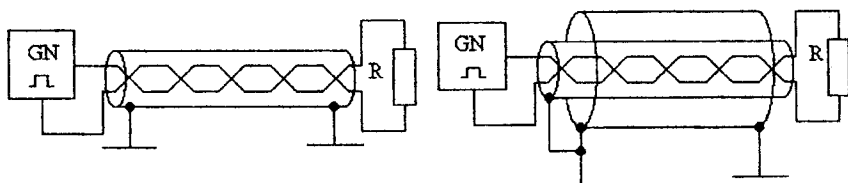


Рисунок 15.7 – Варіанти підключення кабелів

Таке підключення забезпечує захист практично від усіх видів завад. Використання опторозв'язки дозволяє значно збільшити заводозахищеність каналу зв'язку і забезпечити передавання інформації на відстань декількасот метрів.

15.2 Методика розрахунку імовірності правильного прийняття інформації

Розрахунки заводозахищеності та імовірності передавання різних кодових комбінацій є окремою самостійною темою. На практиці використовуються методики імовірнісного розрахунку точності передавання, тому що вони найпростіші.

Канали поділяють на *симетричні* та *несиметричні*, в залежності від того чи дорівнюють одна одній імовірності перетворення "0" на "1" P_{10} та "1" на "0" P_{01} . Якщо рівність виконується, канал є *симетричним*. В цьому випадку розрахунки спрощуються.

В залежності від типу коду, який передається, можна розрізнити три випадки:

- передається код без визначення помилок;
- передається код з визначенням помилок;
- передається код з визначенням та виправленням помилок.

Перші два випадки можна об'єднати з точки зору спотворень кодової комбінації. Тоді можуть виникнути два випадки: помилок під час передавання немає (імовірність p_{np}), помилки під час передавання є, вони можуть бути зафіксовані, але не виправлені (імовірність $p_{нпр}$). Оскільки це всі можливі варіанти, то

$$p_{np} + p_{нпр} = 1. \quad (15.1)$$

У техніці передавання інформації для симетричних каналів імовірність неправильного приймання одного символу складає p_0 . Тоді імовірність правильного приймання усієї кодової комбінації:

$$p_{np} = (1 - p_0)^N, \quad (15.2)$$

де N - кількість розрядів, які передаються.

Якщо для передавання використовується код з виправленням помилок, то до формули (15.1) у лівій частині додається ще складова імовірності виправлення помилки $p_{випр}$:

$$p_{np} + p_{випр} + p_{нпр} = 1. \quad (15.3)$$

В таких випадках складова $p_{випр}$ визначається за формулою Бернуллі:

$$p_{випр} = C_N^k \cdot p_0^k \cdot (1 - p_0)^{n-k}, \quad (15.4)$$

де k - максимальна кількість розрядів коду, помилки у яких можуть бути виправлені.

Тоді імовірність правильного приймання складає :

$$P_{пр.пр} = P_{пр} + P_{випр} . \quad (15.5)$$

Згідно із правилами комбінаторики:

$$C_N^k = \frac{N(N-1)\dots(N-(k-1))}{k!} . \quad (15.6)$$

Імовірність визначення помилки у прийнятій кодовій комбінації визначається аналогічно, але за формулою (15.4) визначається складова $P_{визн}$ і береться кількість розрядів k коду, помилки у яких можуть бути визначені.

У випадку несиметричного каналу задача ускладнюється. Необхідно розглянути усі можливі комбінації спотворення коду і визначити необхідні складові.

Приклад.

Нехай передається однорозрядний двійковий код з додатковим розрядом перевірки на парність. Необхідно оцінити імовірність визначення помилки під час передавання “нуля” та “одиниці”.

$$00 \rightarrow \begin{cases} \rightarrow 00 \} \text{ правильна комбінація} & P_{пр} = (1 - p_{01}) \cdot (1 - p_{01}) \\ \rightarrow 01 \} \text{ помилка визначена} & P_{визн} = (1 - p_{01}) \cdot p_{01} \\ \rightarrow 10 \} & P_{визн} = p_{01} \cdot (1 - p_{01}) \\ \rightarrow 11 \} \text{ помилка невизначена} & P_{невизн} = p_{01} \cdot p_{01} \end{cases}$$

$$\begin{array}{l}
 11 \left\{ \begin{array}{l} \rightarrow 11 \\ \rightarrow 01 \\ \rightarrow 10 \\ \rightarrow 00 \end{array} \right. \begin{array}{l} \text{правильна комбінація} \\ \text{помилка визначена} \\ \text{помилка визначена} \\ \text{помилка невизначена} \end{array} \begin{array}{l} P_{пр11} = (1 - p_{10}) \cdot (1 - p_{10}) \\ P_{визн11} = p_{10} \cdot (1 - p_{10}) \\ P_{визн12} = (1 - p_{10}) \cdot p_{10} \\ P_{невизн1} = p_{10} \cdot p_{10} \end{array}
 \end{array}$$

Звідси:

$$\begin{aligned}
 P_{визн0} &= P_{пр0} + P_{визн01} + P_{визн02} \\
 P_{визн1} &= P_{пр1} + P_{визн11} + P_{визн12}
 \end{aligned}
 \tag{15.7}$$

В тих випадках, коли задані значення p_{01} та p_{10} , методика нескладна. Емпіричним шляхом p_{10} та p_{01} можна оцінити, набравши статистику для даної лінії зв'язку. Але ці імовірності потрібні на етапі проектування для вибору коду передавання та амплітуди сигналу. В цьому випадку використовують методика Котельнікова:

$$\begin{aligned}
 p_{10} &= V(\alpha_0 \cdot \sqrt{2} - \beta) \\
 p_{01} &= V(\beta)
 \end{aligned}
 \tag{15.8}$$

де $\beta = \frac{U_{пор}}{U_{зск}}$;

$U_{пор}$ - порогове значення сигналу;

$U_{зск}$ - середньоквадратичне значення напруги завади;

α_0 - потенціальна завадозахищеність, яка для різних видів маніпуляції визначається за таблицею 15.1;

V - символ інтегралу Котельнікова.

Значення інтегралу Котельнікова розраховані чисельними методами і зведені до таблиць.

Таблиця 15.1 - Значення потенціальної завадозахищеності

Вид маніпуляції	α_0
Широтна	$\frac{1}{\sigma_0} \cdot U_c \cdot \sqrt{\tau_2 - \tau_1}$
Полярна	$\frac{2 \cdot U_c \cdot \sqrt{\tau}}{\sigma_0}$
Частотна	$\frac{U_c \cdot \sqrt{\tau}}{\sigma_0}$
Фазова	$\frac{1,41 \cdot U_c \cdot \sqrt{\tau}}{\sigma_0}$

де t - тривалість імпульсу;

U_c - амплітуда сигналу (імпульсів);

$\sigma_0 = \frac{U_{зсж}}{\sqrt{f}}$ - питома завада;

$f = \frac{0,8}{t_{\min}}$ - смуга частот, яка потрібна для передавання імпульсу тривалістю t .

Орієнтовно довжину ділянки передавання повідомлень можна визначити за допустимим згасанням β у логарифмічному вигляді і питомих згасанням лінії зв'язку α :

$$l = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{10 \lg \frac{P_2}{P_1}}{\alpha}, \quad (15.2)$$

де P_1 - потужність сигналу на вході ділянки лінії зв'язку;

P_2 - порогова потужність сигналу на виході ділянки лінії зв'язку.

Таблиця 15.2 - Значення інтеграла імовірностей $V(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$

X	,0	,1	,2	,3	,4	,5	,6	,7	,8	,9	*
0	5,00	4,60	4,20	3,82	3,45	3,09	2,74	2,42	2,12	1,84	10^{-1}
1	1,59	1,36	1,15	0,97	0,80	0,67	0,55	0,45	0,36	0,29	10^{-1}
2	2,28	1,79	1,39	1,07	0,82	0,62	0,47	0,35	0,26	0,19	10^{-2}
3	13,50	9,68	6,87	4,83	3,37	2,33	1,60	1,08	0,72	0,48	10^{-4}
4	31,67	20,66	13,35	8,54	5,41	3,40	2,11	1,30	0,79	0,48	10^{-5}
5	28,66	16,98	9,96	5,79	3,33	1,90	1,07	0,60	0,33	0,19	10^{-8}
6	98,66	53,03	28,23	14,88	7,77	4,02	2,06	1,04	0,52	0,26	10^{-11}
7	128,0	62,38	30,11	14,39	6,81	3,19	1,48	0,68	0,31	0,14	10^{-14}
8	622,1	274,8	120,2	52,06	22,3	9,48	3,99	1,66	0,68	0,28	10^{-18}
9	1129	451,7	179,0	70,22	27,3	10,5	4,00	1,51	0,56	0,21	10^{-22}

Значення питомого згасання α для різних видів дротів розглянуто під час огляду типів ліній зв'язку.

Питання для самоконтролю

1. Яким чином можна зменшити завади за первинною мережею живлення?
2. Яким чином зменшити завади по шині землі?
3. Яким чином можна зменшити завади у ланцюгах вторинного живлення?
4. Які правила роботи з узгодженими лініями зв'язку?
5. Яким чином розраховують імовірність правильного приймання інформації у симетричних каналах зв'язку?
6. Яким чином розраховують імовірність правильного приймання інформації у несиметричних каналах зв'язку?

Рекомендована література

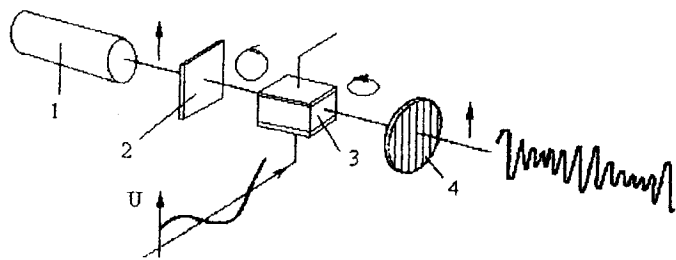
1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. - М.: Мир, 1986.
2. Тувевич В.Н. Телемеханика. - М.: Высшая школа, 1985.
3. Васюра А.С. та ін. Техніка передавання дискретної інформації. - Вінниця: ВДТУ, 1998

16 Загальні принципи використання світловодної оптики у засобах передавання інформації

16.1 Модуляція світлового сигналу

Коливання у світловій хвилі можуть здійснюватися у горизонтальній чи вертикальній площині. Тому говорять в першому випадку про *горизонтальну*, а в другому – про *вертикальну поляризацію хвилі*. Якщо горизонтальна та вертикальна компоненти з'являються у певній часовій послідовності, то це призводить до кругової поляризації електромагнітних коливань. Для приймача коливань на іншому кінці лінії передавання ця різниця у властивостях світлового потоку не виявляється. Подібно до людського ока він не реагує на площину передавання світла і реєструє лише його потужність. Але існують оптичні елементи, які реагують на поляризацію світла. Їх називають *поляризаційними фільтрами*. Вони спроможні пропускати коливання лише в одній площині. Обертання фільтра навколо центра буде змінювати площину пропускання. Цей ефект використовується для модуляції світлових променів, здійснити яку можна з використанням відомого електрооптичного ефекту: якщо послати промінь через кристал певного складу (дігідрофосфат амонію $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ чи дігідрофосфат калію KH_2PO_4 – відповідно ADP чи KDP кристали) і до нього перпендикулярно напрямку розповсюдження світла прикласти електричне поле, то площина поляризації світла тим більше обертається у зоні дії поля, чим вища його напруженість, тобто чим вища прикладена для створення поля напруга. Саме так діє електрооптичний модулятор (рисунок 16.1).

Світло, що покидає газовий лазер, може бути поляризоване у розрядній трубці



1 – лазер; 2 – чвертьхвильова пластина; 3 – кристал;
4 - поляризатор

Рисунок 16.1 – Електрооптичний модулятор

оптичного вікна. Поляризація може також здійснюватися за допомогою поляризаційного фільтра. Лінійна модуляція

поперед усе перетворюється на кругову за допомогою чвертьхвильової пластини. В кристалі ADP ця модуляція в залежності від сигналу стає більш чи менш еліптичною. На виході поляризаційного фільтра потім отримується світло, модульоване за інтенсивністю. Якщо до електродів кристала не прикладено напругу, то напрямок поляризації у кристалі не змінюється і орієнтація підключеного поляризаційного фільтра відповідає площині поляризації світла, що виходить з лазера, причому світло проходить крізь весь пристрій практично не ослаблюючись. Але якщо напруга на електрооптичному кристалі підвищується і при цьому збільшується кут поляризації світла, що виходить, то крізь поляризаційний фільтр проходить зменшувана частина світла. Якщо поляризація змінюється на 90° , другий фільтр повністю поглинає випромінювання і на виході пристрою утворюється темрява. Такі модулятори підходять для досить швидких змін модулюючої напруги. Вони перетворюють сигнал, що передається, у смугі 1 ГГц значно ширшій ніж це можливо електричними методами.

Крім описаної *зовнішньої модуляції лазера* існує також *внутрішня*, яка полягає в тому, що кристал вбудовується у корпус резонатора газового лазера. Це дозволяє скоротити потужність модулюючого сигналу. Але в будь-якому випадку витрати на модуляцію в цих випадках суттєві порівняно із витратами у лазерних діодах, напівпровідникових (інжекційних) лазерах та світловипромінювальних діодах, що працюють нижче порога генерації. Ці прилади дозволяють здійснювати безпосереднє і досить просте перетворення електричного модулюючого сигналу у модульоване за інтенсивністю випромінювання шляхом відповідної зміни струму, що протікає крізь запиральний шар діода.

Когерентність напівпровідникового лазера суттєво нижча, ніж когерентність газового, а світлодіод випромінює повністю некогерентне світло. Частота f_n , що приймається, змішується із змінною частотою f_r , що формується генератором приймача. При цьому виникають коливання із різницевою частотою $f_n - f_r = f_p$ (проміжна частота). Вона може бути набагато меншою від частоти, що приймається, залишаючись постійною при зміні частоти f_n , коли частота f_r відповідно змінюється. Підсилювач проміжної частоти тому простіший і потужніший ніж при прямому підсиленні. *Принцип суперпозиції* реалізується і у радіоприймачах. Але цей принцип дуже складний навіть із напівпровідниковим лазером у вигляді передавального джерела, оскільки передбачає виключну когерентність у передавачі і приймачі. Використання цих приладів вимагає використання метода прямої демодуляції, тобто побудови підсилювача в оптичному діапазоні. Виключаються також фазова та частотна модуляція світла.

В результаті розвитку лазерної техніки з'ясувалось, що з точки зору побудови систем передавання інформації можливість побудови простих модуляторів та демодуляторів має переваги перед когерентністю. Склад-

ність використання газових лазерів надала суттєві переваги більш простим інжекційним лазерам та світлодіодам, навіть з урахуванням їх недоліків.

16.2 Світловоди та оптичні кабелі

Велика кількість проведених досліджень (передавання оптичних сигналів у космосі та атмосфері, побудова лінзових світловодів із вакуумом та заповнених інертним газом тощо) довела недоцільність реалізації цих методів. Перспективним був давно відомий метод розповсюдження світла при повному відбитті. При цьому промінь передається скляним стержнем, який знаходиться у середовищі із малим показником заломлення (наприклад у повітрі). Світлові промені, що проходять в середині скляного стержня під невеликим кутом до його осі, не покидають його; вони повністю відбиваються від його стінок і зигзагоподібно (чи гвинтоподібно) розповсюджуються вздовж нього, поки не вийдуть зі стержня, навіть в тому випадку коли він не прямий, а загнутий (рисунок 16.2).



Рисунок 16.2 – Повне відбиття в оптичних стержнях

Це явище було використане для того, щоб підвести світло лампи розжарювання в середину технічних приладів для

освітлення. Використовувалися ці світловоди і в медицині для попереднього огляду внутрішніх органів людини без операції. Вдалося навіть виготовити так звані впорядковані джгути: кожне світлопровідне волокно на кінці джгута знаходилось саме на тому ж місці поперечного перерізу, що й на

протилежаючому кінці джгута. Ці впорядковані джгути надають змогу передавання зображення за умови його освітлення.

Ці світловодні волокна і впорядковані джгути були виготовлені багатьма провідними оптичними фірмами і впроваджені у техніку та медицину ще на початку 60-х років. Але всі вони мали певний недолік, який із самого початку обмежував їх використання для передавання повідомлень на великі відстані. Коефіцієнт ослаблення звичайного оптичного скла у відповідному діапазоні хвиль становить 3 ... 5 дБ/м. Тобто на відстані один метр потужність сигналу зменшується удвічі. Для використання у техніці зв'язку потрібно було скло із коефіцієнтом ослаблення 30 дБ/Км. У 1970 році американська фірма Corning Glass зробила скло із таким показником. Для цього відносний вміст металевих компонентів у матеріалі скла був знижений до 10^{-8} та менше. Після цього були отримані зразки із коефіцієнтом ослаблення 5 дБ/Км, а для певних довжин хвиль і значно менших 1 дБ/Км.

Ослаблення потужності сигналу викликається двома основними факторами: поглинанням та розсіюванням світла. Співвідношення Планка між енергією та частотою показує, що атоми селективно реагують на довжину хвилі випромінювання. Тому матеріал світловоду може бути прозорим лише у певному діапазоні частот, а на інших – виникає явище резонансу і світлова енергія поглинається, перетворюючись на теплоту. Суттєво впливають на це домішки іонів металів (заліза, кобальту, хрому, міді) та іонів ОН. Головний резонанс останніх має довжину хвилі 2,7 мкм і разом з гармоніками є причиною ослаблення на довжинах хвиль 1,35, 0,95 та 0,75 мкм. А саме ці значення досить близькі до довжин хвиль сучасних лазерів і світло-випромінювальних діодів, тому з точки зору зв'язку викликають цікавість. Тому і “зневоднення” скла вельми важливе. Розсіювання світла виникає за рахунок нерівномірностей, які утворюються під час охолодження при виготовленні скла. З цієї причини наявне велике зменшення потужності зі збі-

льшенням довжини хвилі, а саме на чверть її значення. Тобто для зменшення втрат на розсіювання потрібно використовувати якомога більші довжини хвиль.

На рисунку 16.3 можна визначити три типових функції впливу:

- ⇒ зменшення втрат за рахунок розсіювання (лінія 1);
- ⇒ резонансні піки за наявності у склі різних домішок та іонів ОН (лінія 2);
- ⇒ зростання втрат у початковому матеріалі зі зростанням довжини хвилі (лінія 3).

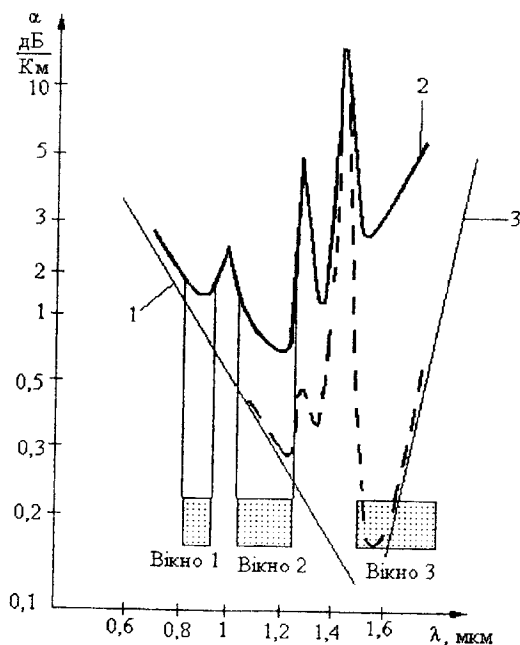


Рисунок 16.3 – Коефіцієнт ослаблення α в залежності від довжини хвилі

Суцільна крива відображає реальний світловід з малим ослабленням, пунктирна – ідеальний з малою концентрацією іонів ОН.

Графік показує, що ослаблення має V-подібну структуру із мінімумом на довжині хвиль 1,3 ... 1,5 мкм.

Часто говорять про три вікна, які розташовані між трьома резонансними піками. В першому з них працюють практично всі сучасні оптичні системи.

Друге і третє також приваблюють максимально малим ослабленням, яке досягається при їх використанні і дослідження в цьому напрямку ведуться.

Швидкість проходження світла крізь світловід визначається співвідношенням:

$$v = \frac{c}{n_{oc}}, \quad (16.1)$$

де n_{oc} – показник заломлення осердя світловоду.

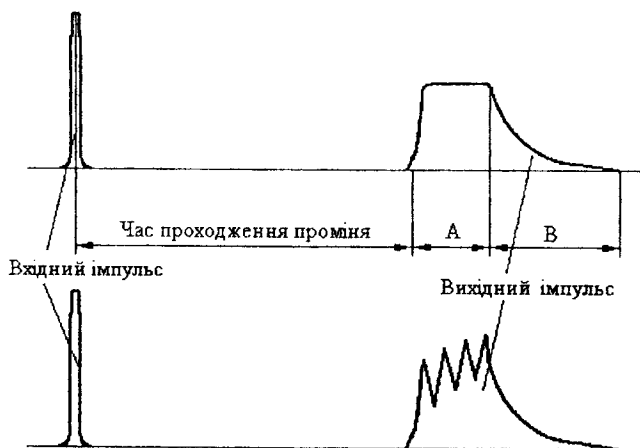


Рисунок 16.4 – Розширення імпульсу на приймальному боці та його форма для чотиримодового світловоду

на вході. Спочатку приходить та частина імпульсу, яка мала найкоротший шлях, тобто розповсюджувалась вздовж осі світловоду. Потім приходить неперервна послідовність інших частин імпульсу, причому запізнення тим більше, чим довший шлях, тобто чим більший кут їх введення до світловоду. Різні пакети елементів імпульсу називаються *модами*. Дійсно існує кін-

Час основного пробігу світлового імпульсу здебільшого не має значення для передавання сигналів. Більш важливим є те, що форма на виході лінії зв'язку суттєво відрізняється від його форми

цева, хоча й велика кількість мод (до кількох сот), які можуть розповсюджуватися у світловоді. З вузького вхідного імпульсу на вихід лінії зв'язку надходить набагато ширший. Його ширина залежить від співвідношення $\frac{n_o}{n_{oc}}$, де n_o – коефіцієнт заломлення оболонки світловоду. Тобто чим більше відрізняються між собою коефіцієнти заломлення, тим ширшим стає вихідний імпульс. Чим цей показник ближчий до одиниці, тим вихідний імпульс вузьчий. Другий імпульс повинен посилатися лінійно зв'язку через такий час, щоб він на виході не перекрився з першим. Нижній випадок показаний для світловоду, який внаслідок малих розмірів осердя має лише чотири моди, спроможних розповсюджуватися. Визначення кількості мод обґрунтовується хвильовою теорією. У звичайному багатомодовому світловоді може розповсюджуватися декілька сотень мод. Таким чином пропускна здатність світловоду зростає із наближенням коефіцієнтів заломлення осердя та оболонки один до одного. Разом з тим зменшується кількість мод, які спроможні розповсюджуватися – передаються лише промені, близькі за напрямком до осі світловоду, в зв'язку з чим зростають складнощі підведення до світловоду максимальної кількості світла від передавального діода.

Ще одним важливим параметром, який характеризує основні властивості кожного світловоду, є *числова апертура* – максимальний кут розкриття світлового пучка, що вводиться у світловід:

$$NA = \sqrt{n_{oc}^2 - n_o^2} . \quad (16.2)$$

У вигляді числової апертури приймають синус половини апертурного кута пучка променів, що виходить з плоского кінця світловоду. Таким чином збільшення числової апертури призводить до збільшення кількості світла,

що сприймається світловодом від джерела, тобто збільшення потужності сигналу, але й до збільшення різниці в часі пробігу променів, розширення вихідного імпульсу і зменшення пропускної здатності світловоду.

Світловід із чіткою границею між осердям і оболонкою має, таким чином, ступінчасто змінюваний у попередньому перерізі показник заломлення і називається *світловодом із ступінчастим показником заломлення*.

Можна досягти значного поліпшення характеристик світловоду, якщо замість ступінчастого профілю показника заломлення вдасться отримати неперервний спад показника заломлення від осі світловоду до його поверхні. Таку конструкцію називають *градієнтним світловодом*. В ньому промені світла проходять не зигзагоподібно, а хвилеподібно, а якщо мова йде про скісні промені – гвинтоподібно. При цьому, зрозуміло, окремі промені також більше чи менше відхиляються від осі світловоду. При детальному розгляді ці два типи світловодів суттєво відрізняються за коефіцієнтом заломлення і швидкістю розповсюдження (у другому з них ці параметри більш постійні). В середині світловоду швидкість має найбільше значення і зменшується у напрямку до поверхні, швидкість розповсюдження, відповідно, у зовнішніх шарах вища ніж в середині світловоду.

У світловоді із ступінчастим профілем показника заломлення швидкість розповсюдження v для всіх променів постійна і визначається формулою (16.1). Якщо на вхід світловоду поступає короткий світловий імпульс, то на кінець перш за все через час t_0 надходить промінь по осі, а відповідно пізніше – все більш нахилені промені. У градієнтному світловоді коефіцієнт заломлення до зовнішнього боку зменшується і швидкість променю v зростає. Тому всі моди надходять приблизно однаково із променем осі. Таким чином вихідний імпульс значно вужчий, а пропускна здатність відповідно вища.

Таким чином, промені, що піддаються багатьом вигинам під час проходження світловоду, повинні пройти у градієнтному світловоді довший шлях, ніж промінь осі, але їх швидкість вища від швидкості проміню осі і тим більша, чим більше відхиляються вони від осі. Таким чином при правильному виборі розподілення показника заломлення у поперечному перетині світловоду практично повністю зникає різниця у часі проходження окремих променів.

Ще одним способом зменшення розширення вихідного імпульсу світловоду є зменшення розміру осердя до таких розмірів, щоб згідно із хвильовою теорією в ньому мала змогу розповсюджуватися одна єдина мода, тобто лише промінь, що просувається вздовж осі світловоду. Це вдається тоді, коли розмір стержня зменшують до значення декількох довжин хвиль. Така конструкція має назву *одномодового* чи *мономодового світловоду*. Фізика процесу в цьому випадку не може описуватися спрощено, необхідно мати уяву про точну картину світлового поля. У таких світловодах можна передавати імпульси із швидкістю до 50 Гбіт/с на один кілометр довжини лінії. Для сучасних ліній зв'язку це цілком достатньо, але є певні технологічні труднощі у виготовленні світловодів товщиною 5 ... 10 мкм, їх з'єднанні тощо.

Розкид елементів вихідного сигналу в часі, що викликається різною довжиною пробігу променів у світловоді і внаслідок цього призводить до розсіювання частини енергії на виході світловоду, називається *модовою дисперсією*. На жаль це не єдина причина обмеження пропускну здатності. Необхідно додати ще *матеріальну дисперсію*. Вона полягає в тому, що показник заломлення $n_{ос}$ стержня світловоду залежить від довжини хвилі (довгохвильові червоні промені відхиляються менше ніж короткохвильові сині). Цей ефект не мав би значення для техніки світлового зв'язку, якби джерело повідомлення випромінювало б сигнал лише однієї довжини хвилі.

На практиці, хоча ширина спектра напівпровідникового лазера відносно вузька, він випромінює світло у деякому інтервалі довжин хвиль шириною декілька нанометрів. Обмеження цієї смуги неможливе без втрати енергії. Саме ці різні спектральні складові проходять світловодом з різною швидкістю, що і обмежує пропускну здатність світловоду.

У волокні зі ступінчастим профілем показника заломлення переважає модова дисперсія внаслідок великої різниці часів пробігу між променем осі та граничними. У градієнтному світловоді з оптимальним профілем показника заломлення обидві дисперсії стають приблизно однаковими. У одномодовому волокні модова дисперсія практично не має значення і лише матеріальна дисперсія визначає характеристику передавання.

Хвильова дисперсія виникає лише у одномодових світловодах саме тому, що єдина спроможна до передавання мода має швидкість розповсюдження, яка залежить від довжини хвилі.

Аналіз показав, що розширення вихідного імпульсу, що викликається матеріальною дисперсією, визначається мікроструктурою залежності показника заломлення від світлопровідного матеріалу та довжини. Якщо на графіку такої функції є ділянка, де крива наближується до нуля, то саме на цій довжині хвилі можна очікувати мінімального розширення імпульсу і знехтувати впливом матеріальної дисперсії. Для кварцового скла ця точка відповідає довжині хвилі 1,27 мкм. Розрахунки показують, що навіть для світловипромінювального діода (зі спектральною шириною близько 40 нм) можна очікувати швидкості передавання більше ніж 1 Гбіт/с на 1 Км. Для лазерів експериментально було отримане значення 1,4 Гбіт на 1 Км. Зрозуміло, що ця область довжин хвиль нульової дисперсії викликає найбільшу цікавість. Зрозуміло, що ці параметри відповідають ідеальним умовам, а реальні будуть дещо нижчими.

Реальний світловід ніколи не буває ідеально прямим та циліндричним, а завжди має випадкові вигини, еліптичність у перерізі тощо, в зв'язку з чим хід променя піддається випадковим впливам. Це призводить до того, що в місцях вигину змінюється кут нахилу променя у світловоді. Енергія пучка при цьому залишається тією самою, але вид моди змінюється. В області викривлення світловоду похилі промені можуть стати ще більш плоскими (моди високого порядку перетворюються на моди більш низького порядку) та навпаки. В останньому випадку може статися так, що промінь залишить осердя. В результаті неоднорідностей світловоду крім перетворення мод можлива небезпека додаткового ослаблення за рахунок збільшення кута повного внутрішнього відбиття. При цьому світловий пучок виходить зі світловоду і випромінюється у навколишнє середовище.

Це перетворення мод має деякі практичні наслідки. Воно є причиною того, що лише після проходження певного відрізка світловоду (від декількох метрів до декількох сотень метрів) встановлюється енергетична рівновага між окремими модами. Це важливо перед усе для вимірювальної техніки – безпосередньо після місця з'єднання чи зв'язку світловодів енергія розподіляється інакше ніж в однорідному довгому тракті передавання. За рахунок цього часто використовується *змішувач мод*, який створює енергетичну рівновагу на коротких відрізках світловоду. Він являє собою сильно вигнутий відрізок світловоду, чи відрізок світловоду, розташований між двома аркушами шліфованого паперу, чи відрізок світловоду, що намотується на циліндр із шорсткою поверхнею. Такі пристрої найчастіше використовуються у вимірювальній техніці. Іншим корисним наслідком перетворення мод є те, що час пробігання окремих складових енергії від різних мод дещо різний. Якщо оптичний кабель настільки довгий, що окремі складові під час передавання світла зазнають ряд перетворень мод, то розширення імпульсу здійснюється не пропорційно довжині світловоду, а про-

порційно квадратному кореню від довжини пройденого шляху. При цьому суттєво змінюється форма вихідного імпульсу, який стає значно вужчим внаслідок втрат енергії (приблизно 6 дБ). Це додаткове ослаблення в результаті перетворення мод небажане і його потрібно зменшувати. Під час виготовлення оптичних кабелів, які вмщують декілька світловодів, уважно слідкують за зменшенням мікровигинів для уникнення додаткового ослаблення.

Розподільник мод призначений для того, щоб вилучити світло, яке попадає в оболонку світловоду не лише в місцях вигинів, але й при кожному оптичному з'єднанні волокон, особливо при переході від напівпровідникового джерела світла до світловоду, а також в результаті можливого осьового зсуву. У довгій лінії світло, що попадає в оболонку, в значній мірі поглинається. При коротких відрізках світловодів (наприклад у вимірювальних приладах) це явище може призвести до значних похибок вимірювання. Важко запобігти також попаданню світла з оболонки разом зі світлом осердя світловоду на приймальний елемент. В цьому випадку прилад реєструє збільшену потужність. Розподільник мод складається з оголеного відрізка світловоду, що поміщений у середовище, показник заломлення якого якнайбільше співпадає з показником заломлення оболонки світловоду. Для цього добре використовувати гліцерин. Світло, що попадає до оболонки, не буде мати умов для повного внутрішнього відбиття від границі між скляною оболонкою та повітрям і одразу ж вийде з оболонки у навколишнє середовище, де й буде поглинатися. Таким чином на виході розподільника мод оболонка світловоду фактично не пропускає світла, в той час як потужність світла осердя під час проходження через збільшену оболонку не змінюється.

Поодинокий двопровідний ланцюг та поодинока коаксіальна пара у електричній техніці зв'язку дуже рідкі. Здебільшого електричний кабель

складається з декількох пар. Спільна броня захищає їх від навколишнього впливу різного роду – пошкодження шкідниками, вологості та механічних впливів.

Світловід, так само як і електричний провідник, крім використання у вигляді поодинокого провідника світла використовується у складі оптичного кабелю і до нього пред'являються певні вимоги, аналогічні тим, що пред'являються до електричних кабелів:

- ⌘ захист від електричних та магнітних завад;
- ⌘ вологозахищеність;
- ⌘ захист від механічних впливів;
- ⌘ температурна стабільність;
- ⌘ опір старінню;
- ⌘ мала маса;
- ⌘ малі розміри.

Електричні провідники і світловоди дуже розрізняються між собою за властивостями. Разом з тим є багаторічний досвід механічного захисту тонких провідників, який може використовуватися для захисту чутливих скляних волокон. Найбільша різниця між світловодами та металевими провідниками полягає в тому, що перші абсолютно нечутливі до електричного та магнітного полів. Тобто здійснювати екранування світловодів для захисту їх від зовнішніх електромагнітних завад непотрібно.

Розгляд економічних показників необхідно розпочинати з матеріалів (міді та скла). Враховуючи, що запаси міді постійно виснажуються, а ціни зростають, зрозуміло, що кварцовий пісок – основний матеріал світловодів надає великі переваги. Якщо ж порівнювати матеріали за одиницею пропускну здатності, то один кілограм кварцового піску відповідає декільком кілограмам міді. Що ж стосується ваго-габаритних параметрів, то оптичні

кабелі легші за електричні. Це особливо стосується кабелів з високою пропускнуою здатністю за рахунок малого діаметра світловоду.

Безумовною перевагою є гальванічне розв'язування передавача та приймача в оптичній системі зв'язку. Електрично вони повністю ізольовані один від одного і багато вимог, пов'язаних із заземленням, електричним узгодженням опорів тощо, в даному випадку не потрібні.

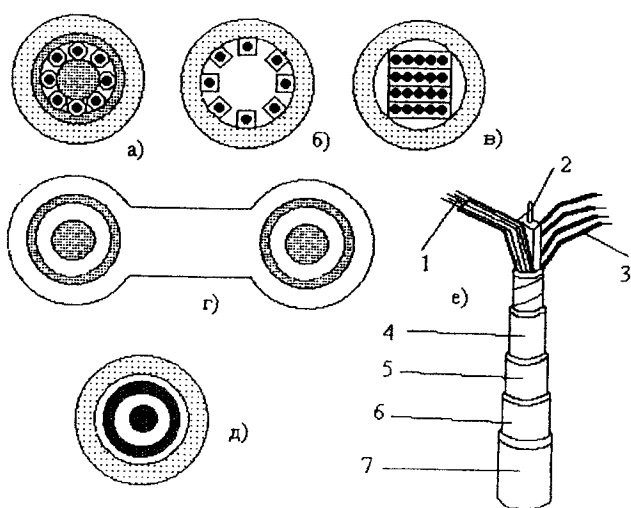
Разом з тим є декілька чинників, за якими світловоди поступаються електричним дротам. Перш за все це чутливість незахищеного волокна до водяної пари. Ця критична властивість була визначена практично одразу, але практично слідом світловоди почали захищати відповідною плівкою товщиною у декілька мікрон. Ця захисна полімерна оболонка практично повністю захищає світловід і збільшує його механічну міцність та пружність. Вона забезпечує і постійність параметрів за несприятливих зовнішніх умов (без неї параметри починають "пливти" вже через декілька годин).

Механічна межа міцності за розривом для волокна досить висока і відповідає міцності сталі, але скло крихке, вигини з малим радіусом волокно не витримує і ламається. За рахунок вже згаданої полімерної оболонки цей недолік вилучається. Під час виготовлення кабелів з декількох світловодів обов'язково потрібно цю властивість враховувати, оскільки кабель має вигинатися, скручуватися, намотуватися на барабани тощо. Конструкція кабелю повинна запобігати механічним перевантаженням світловодів. Але небезпечні не лише руйнації волокна, а й мікрівигини. Вони виникають коли світловоди лежать на шорсткій поверхні в умовах прикладання розтягувальної сили і можуть викликати додаткові світлові втрати.

Для зменшення механічних зусиль на волокна був випробуваний ряд технічних рішень (рисунок 16. 5). Окремі провідники вільно укладаються в поперечному перерізі кабелю (під час виготовлення слідкують щоб волокна були дещо довші ніж кабель). На рисунку 16.5.а наведена повинно-

концентрична конструкція. Світловоди вільно лежать у тонких гнучких трубках чи на них накладається пориста ізоляція. Рисунок 16.5.б показує профільований стержень, світловоди у якому розташовуються в пазах. На рисунку 16.5.в подано стрічкову плоску структуру. Якщо вибране концентричне розташування окремих провідників у кабелі, то їх необхідно захищати пластмасовим покриттям товщиною близько 1,5 мм. У спільну конструкцію обов'язково додають силові елементи, що захищають від натягувань, наприклад у вигляді центрального сталевого дроту чи пучка синтетичних волокон. Вже перші досліди з прокладання оптичних кабелів були вдалими. В жорстких умовах оптичні кабелі прокладали звичайним для електричних кабелів способом, обривів волокон при цьому не було.

В умовах коливань навколишньої температури від конструкції кабелю суттєво



залежать механічні зусилля, що впливають на світловід. Єдиним слабким місцем є оболонка волокон із ступінчастим показником заломлення. Її показник заломлення,

Рисунок 16.5 – Конструкції оптичних кабелів

який лише трохи менший від показника заломлення осердя, може збільши-

тися при низькій температурі, чим буде порушуватися умова повного внутрішнього відбиття і відповідно з'являться додаткові втрати на випромінювання. В кварцових волокнах із пластичною кремнійорганічною оболонкою такі явища спостерігаються при температурі приблизно мінус 50⁰С. Це є основою для того, щоб покриття пластмасою, товсті кварцові світловоди, зручні для передавання на близькі відстані, замінити на світловоди із скляною оболонкою та осердям.

В теперішній час найчастіше використовується радіально-оптична конструкція кабелів. Разом з тим використовуються і спеціальні конструкції, наприклад світловодний кабель, який може підвішуватись до сталевого троса, двожилний кабель для схованого прокладання (рисунок 16.5.г) чи спеціальні комбінації світловодів та мідних провідників. Він вміщує світловод стрічкової структури. Силові елементи найчастіше являють собою сталевий трос 2, алюмінієву 4 та сталеву оболонки 6. Між ними розташовуються внутрішня 5 та зовнішня 7 полімерні оболонки. Разом із світловодами в кабелі прокладаються мідні жили 3. Але в цьому випадку можуть виникнути проблеми під час жорсткого з'єднання двох світловодів. Існує багато способів компонування світловодів та мідних провідників. Це стосується перед усе мідних провідників, які використовуються для забезпечення живлення далеких об'єктів (в основному підземних проміжних підсилювачів). Чи потрібно об'єднувати їх до одного кабелю чи прокласти паралельно? Кожний з варіантів має свої переваги, але при їх об'єднанні кабель суттєво дорожчає, а велика їх різноманітність ще збільшує ціну.

16.3 Завади в оптичних лініях зв'язку

Те, що під час передавання інформації оптичною лінією зв'язку на сигнали не впливають електричні та магнітні поля, не означає, що завад

взагалі не існує. Вони виникають в основному в електричних ланцюгах передавальної та приймальної частини. Основними джерелами їх є:

- ⊖ температурні завади;
- ⊖ шуми квантування світлових пучків;
- ⊖ корпускулярні шуми електричного струму;

Приймач світла також вносить до системи шумові складові за рахунок фотоелемента та кінцевого підсилювача. Якщо використовується лавинний фотодіод, то додаткові шумові складові виникають за рахунок ефекту множення на цьому елементі.

Якщо розглянути електричний сигнал на виході фотоприймача, то можна встановити, що різні шумові джерела проявляють себе в ньому тим чи іншим чином. Замість чистої форми сигналу, якою модулювалась вихідна потужність світлового сигналу передавача, на вхід приймача поступає сигнал, амплітуда якого випадково змінюється поблизу середнього значення. Початковий сигнал можна лише приблизно виділити з комбінації корисного сигналу та завади.



Рисунок 16.6 – Спотворення сигналів

Довжина лінії зв'язку до проміжного підсилювача визначається аналогічно електричним лініям зв'язку з урахуванням декількох чинників:

- ⊖ для фотоприймача є певна нижня границя потужності сигналу, що приймається, і визначається вона характеристиками приймального чутливо-

го елемента. Сигнал, що надходить з лінії зв'язку, не повинен бути менше, ніж ця гранична потужність;

- ☞ до ослаблення сигналу, що передається, призводять також дисперсії, про які сказано вище;
- ☞ передавання інформації оптичною лінією зв'язку супроводжується розширенням імпульсів. Відстань лінії зв'язку між двома ділянками не повинна призводити до перекриття імпульсів між собою.

Таким чином довжина підсилювальної ділянки визначається з урахуванням втрат потужності у лінії, але її обов'язково треба перевіряти за часовим критерієм надходження імпульсів до приймача. При цьому необхідно враховувати особливості використовуваних світловодів, оскільки вплив вищезгаданих складових може бути різним навіть в залежності від типу використовуваного світловоду (багатомодовий, одномодовий, градієнтний).

16.4 Мережі з оптичними лініями зв'язку

Переваги оптичних кабелів перед електричними вже розглянуті раніше, але:

- ☞ поки що вони дорожчі за електричний дріт;
- ☞ для функціонування телефонних мереж, як і усіх інших металеві дроти вже прокладені, тобто зроблені капітальні вкладення. Для того, щоб прокласти світловодні кабелі, знову потрібно робити капітальні вкладення.

В техніці автоматизації та при оброблюванні даних, при передаванні команд управління та вимірювальної інформації постають дещо інші проблеми. Тут не фігурують відстані у сотні та тисячі кілометрів між джерела-

ми інформації та кінцевими пристроями, але дуже часто передавання сигналів здійснюється на фоні постійних потужних промислових завод (рисунок 16.7). Заважають електродвигуни, зварювальні апарати та перемикачі, що іскрять, трансформатори та силові кабелі з їх потужними електромагнітними полями, електронні пристрої автоматичного регулювання, що впливають на мережу піками напруги та імпульсами. Велику роль відіграє також напруга завод, що створюється іншими електронними вузлами. Докладно проблеми заводозахищеності електронної апаратури розглянуті вище. При цьому виникає задача передавання інформації у найстислішому вигляді для максимального завантаження лінії. Світловід вирішує цю задачу однозначно. Він не чутливий до електромагнітних полів будь-якого вигляду і потужності. Заземлення йому не потрібне, бо джерело і приймач за самим принципом передавання гальванічно розв'язані.



Рисунок 16.7 – Джерела промислових завод

Використання світловодів в апаратурі передавання інформації виключає можливість перехоплення інформації на лінії зв'язку. Світловід не лише не сприймає завади випромінювання, але й не випромінює їх. Навколо нього не утворюється поле, яке заважало б іншим чи давало б змогу фіксувати інформацію, що передається.

Таким чином можна виділити дві основних галузі використання світловодної техніки: передавання сигналу на малі відстані (*об'єктовий зв'язок*) і *техніка дальнього зв'язку*. Їх різниця суттєва і виходить за межі звичайної різниці відстаней, що перекриваються. Кожна волоконно-оптична лінія вміщує лінію зв'язку, передавальний світловий елемент на її початку і світловий приймач на кінці лінії. Крім цього до її складу входять з'єднувачі, зрошувачі та інші пасивні елементи, у яких відбуваються втрати енергії. У відношенні до всіх чинників, що впливають на характеристики передавання, в кожній з галузей є особливості.

Лінія дальнього зв'язку складається з підсилювальних ділянок, які в свою чергу комплектуються з будівельних довжин оптичного кабелю. Для кожної підсилювальної ділянки потрібні комутаційний вузол, оптоелектронне перетворення, електронне підсилення та зворотне електронно-оптичне перетворення. Таким чином вартість кабельної лінії буде складати суттєву частину загальної вартості системи передавання. Потрібна висока потужність передавального сигналу і низьке ослаблення, щоб зробити якомога довгими підсилювальні ділянки і зменшити вартість передавання.

Для об'єктового зв'язку при передаванні на коротких відрізках лінії, де перекриваються ділянки 50 ... 100 м, вагома доля вартості передавання припадає на з'єднувачі, зрошувачі, передавальні та приймальні пристрої тощо. Ослаблення у тракті відіграє другорядну роль. Якщо мала передавальна потужність світла і фотоприймачі невисокої чутливості, можна передавати відносно вузькосмугові сигнали, інформаційний потік яких рідко перевищує декілька мегабіт на секунду. Виходячи з цього, для об'єктового зв'язку використовується більш товсте волокно (із діаметром осердя 200 мкм та діаметром оболонки 250 мкм чи більше), оскільки з'єднання такого волокна простіше і дешевше. Дешеві і надійні світловипромінювальні і фотодіоди в цьому випадку мають перевагу перед дорогими лазерами та ла-

винними фотодіодами саме тому, що у товстішому світловолокні може бути введена і використана більша частина світлової потужності. Коефіцієнт ослаблення такого волокна коливається в межах 10 ... 30 дБ/Км, а числова апертура – 0,25 ... 0,4, тобто якість самого волокна не повинна бути виключною.

Проте для техніки дальнього зв'язку потрібно тонке оптичне волокно (діаметр осердя – 50 мкм, діаметр оболонки – 125 мкм) із високими характеристиками (коефіцієнт ослаблення менше 3 дБ/Км, числова апертура 0,16 ... 0,2). Оптичний кабель повинен бути якомога тоншим і легшим. Тому необхідно використовувати складні та дорогі з'єднувачі. Широко використовуються світловипромінювальні і фотодіоди, але при високих швид-

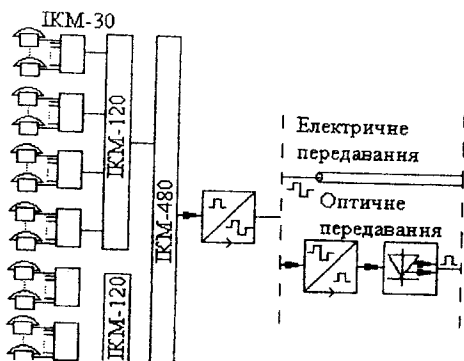


Рисунок 16.8 – Структура системи з імпульсно-ковою модуляцією

костях передавання (34 Мбіт/с) необхідно переходити до лазерних діодів, а у приймачі використовувати лівінні діоди, якщо працювати на довжинах хвиль до 0,85 мкм. Тому оптичний кабель, призначений для передавання сигналів на великі відстані, є елементом, що визначає основну вартість.

В телефонній мережі з її великими відстанями між комутаційними станціями і абонентами економічно доцільно ввести техніку багатоканального зв'язку. На першому етапі розвитку електронної техніки зв'язку в основному використовувався частотний спосіб утворення каналів. Щільність передавання складала до 10000 мовних каналів. Але цей режим вимагає високих характеристик передавального тракту. Тому розвиток

отримала техніка часового розподілу каналів. В теперішній час він використовується як для оптичного так і для електричного передавання повідомлень (рисунок 16.8). В системі з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ) посилення імпульсів і кодування здійснюються в основному пристрої ІКМ-30,

Таблиця 16.1 – Параметри систем передавання

Система	Швидкість передавання, Мбіт/с	Кількість телефонних каналів	Кількість телевізійних каналів кольорового зображення
Первинна	2	30	-
Вторинна	8	120	-
Третинна	34	480	-
Четвертинна	140	1920	2
П'ятинна	565	7680	8

де відбувається первинне перетворення на двійковий сигнал із швидкістю 2,048 Мбіт/с. Там утворені двійкові сигнали оброблюються далі, кодуються, а в приймачі – декодуються.

Передавання однієї телефонної розмови при необхідних 8000 імпульсів на секунду і точності кодування 8 біт вимагає швидкості передавання 64000 біт/с. З урахуванням особливостей техніки високочастотного зв'язу,

в техніці часового передавання утворилась ієрархія для потужності тракту (таблиця 16.1).

Значний розвиток отримали і мережі кабельного телебачення. На вході і виході телевізійної радіорелейної лінії – оптичне зображення. Між входом та виходом – електричний сигнал (електрична копія зображуваного об'єкта). Це приблизно 500000 точок зображення для отримання його зміни 25 разів на секунду. В свою чергу це вимагає ширини смуги каналу 5 МГц. Навіть звукове супроводження телевізійного зображення не відіграє суттєвої ролі і лише трохи підвищує потрібні параметри каналу. Це є причиною

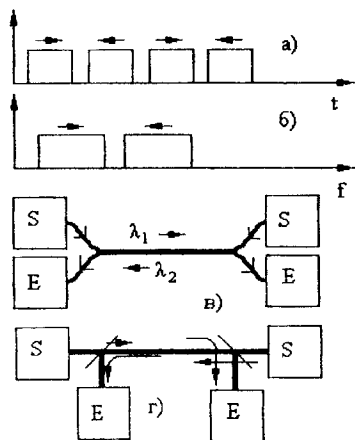
того, що сигнали телевізійного зображення передаються на дуже високих частотах (сотні мегагерц), умови розповсюдження яких не дуже сприятливі. Вихід з цього становища у розповсюдженні кабельного телебачення із використанням оптичних кабелів замість коаксіальних. Це дозволить ще й розширити їх смугу пропускання. Але нелінійність каналу є перешкодою тому, що коаксіальним кабелем передається декількох телевізійних програм у стандартному діапазоні частот, тобто вихідний сигнал коаксіального кабелю можна підводити безпосередньо до гнізда підключення антени. Цей принцип неможна безпосередньо використовувати у світловоді, оскільки нелінійності передавального діода призводять до взаємних завад.

16.5 Двонаправлене передавання інформації оптичними каналами зв'язку

Будь-яка телефонна лінія передбачає двобічний обмін інформацією. Для реалізації двобічного обміну однією лінією зв'язку можна було б використати ті самі принципи, що й для електричних дротів. Прямий та зворотний сигнали передають чи з різними жорстко встановленими часовими інтервалами чи з різними смугами частот (рисунок 16.9). Перший спосіб використовується коли передбачається двійкове передавання сигналів. Виходячи з цього на коротких ділянках між абонентом і кінцевою центральною станцією закодовані імпульсні послання можна передавати разом в обох напрямках. Другий спосіб навіть не вимагає часової синхронізації обох передавачів. Мова йде про простий пристрій частотного утворення каналів, при цьому кожному напрямку призначається окремий обмежений діапазон частот. Обидва способи абсолютно не залежать від виду передавання –

електричного чи оптичного. В обох випадках спільна надана пропускна здатність розподіляється на дві частини для двох напрямків.

При цьому для спеціального варіанта оптичного зв'язку можна ви-



- а – часовий розподіл в системі передавання;
- б – часовий розподіл в системі передавання;
- в – утворення оптичних каналів;
- г – розподіл за напрямком.

Рисунок 16.9 – Можливості двобічного зв'язку

користовувати спектральний розподіл (рисунок 16.9.в). Для цього використовують *пристрій спектрального передавання*. Перший передавач випромінює світло з однією довжиною хвилі, а передавач іншого боку – з другого. Обидві частоти оптичного випромінювання можна розділити на обох кінцях лінії за допомогою фільтра і виділити прямий та зворотний сигнали. Такий оптичний розподільний фільтр будується за допомогою лінз та фільтрів з нанесених діелектричних плівок. У японській конструкції двонаправленого передавання телевізійних сигналів був введений такий фільтр. Дзеркала із хвильовою селекцією за рахунок напиленого металевому шару пропускають світло із однією довжиною хвилі (800 нм) та відбивають з іншою (880 нм).

Додаткове ослаблення, що вноситься цим фільтром складає приблизно 3 дБ.

Ще одна японська система дозволяє на чотирьох довжинах хвиль (0,75; 0,83; 0,90 та 1,06 мкм) абонентською мережею передавати мовний сигнал та два сигнали зображення в обох напрямках. На нижній довжині хвилі λ_1 мовні сигнали трьох абонентських введів, об'єднуючись за частотним принципом, передавались до абонента, а на верхній довжині хвилі λ_4

мовні сигнали від абонентів та команди вибору бажаних телевізійних програм знов передаються на станцію. Обидва сигнали зображення передаються на середніх довжинах хвиль λ_2 та λ_3 від станції до абонента. Завдяки великим інтервалам між довжинами хвиль до фільтра не пред'являються підвищені вимоги і можуть використовуватися світловипромінювальні діоди з досить широкою спектральною смугою випромінювання. Теж японська система дозволяє передавати в одному напрямку чотири ІКМ-сигнали із довжинами хвиль, що змінюються незначно (0,73; 0,75; 0,7 та 0,79 мкм). Але цю систему довелось будувати на базі лазерів.

Незалежно від використовуваної довжини хвилі та електричних способів утворення каналів передавання є розподіл напрямків прямого та зворотного випромінювань (рисунок 16.9.г). Два напівпрозорих дзеркала кожної приймально-передавальної станції пропускають за необхідністю одну частину власного передавального променя і відхиляють іншу частину від його власного приймального діода. Відхилена частина пропадає. Але дзеркала пропускають промінь, що надходить на половину поверхні передавального джерела – ця частина також губиться – і на іншу половину поверхні приймального діода, якому вона належить. Цей спосіб цілком працездатний, але має великі втрати енергії і за рахунок відбиття створює завади, для уникнення яких потрібне спеціальне стикування кінців світловоду.

Широко використовуються також і тонкі плівки, яким вірогідно і належить майбутнє у цій галузі.

Питання для самоконтролю

1. Яким чином здійснюється зовнішня модуляція оптичного сигналу?
2. Що таке внутрішня модуляція і як вона здійснюється?
3. Яким чином здійснюється демодуляція оптичних сигналів?

4. Яким чином здійснюється передавання оптичних сигналів?
5. Які вимоги пред'являються до світловодів?
6. Які функції впливу можна визначити для оптичного сигналу світловоду?
7. За рахунок чого здійснюється розширення вихідного імпульсу?
8. Які види світловодів використовуються?
9. Яким чином можна компенсувати дисперсії?
10. Для чого призначений розподільник мод?
11. Яким чином об'єднуються світловоди до кабелів?
12. Які завади діють у системах оптичного передавання інформації?
13. Як визначається підсилювальна ділянка оптичної лінії зв'язку?
14. Що таке об'єктовий зв'язок і техніка дальнього зв'язку? Чим вони відрізняються?
15. Що таке системи з ІКМ-модуляцією?
16. Які вимоги пред'являються до систем кабельного телебачення?
17. Яким чином здійснюється розподіл каналів в оптичних лініях зв'язку?
18. Що являє собою пристрій спектрального передавання?
19. Як здійснюється розподіл напрямків передавання?

Рекомендована література

1. Глазер В. Световодная техника. Введение. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Гонда С., Сэко Д. Оптоэлектроника в вопросах и ответах. – Л.: Энергоатомиздат, 1989.
3. Верещагин И.К., Косяченко Л.А., Кокин С.М. Введение в оптоэлектронику. – М.: Высшая школа, 1991.
4. Семёнов А.С., Смирнов В.Л., Шмалько А.В. Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации. – М.: Радио и связь, 1990.

17 Захист інформації у комп'ютерних мережах та системах передавання

В теперішній час у зв'язку з формуванням широких комп'ютерних інформаційних мереж, розрахованих на зберігання та передавання конфіденційної інформації, електронних пошт, систем банківських електронних розрахунків тощо, виникає потреба у забезпеченні заходів захисту інформації.

Раніше в літературі розглядалися лише окремі аспекти цієї досить складної проблеми на рівні захисту від несанкціонованого копіювання програмного забезпечення або захисту від комп'ютерних вірусів та черв'яків. Але останнім часом ситуація суттєво змінилась. Дуже багато авторів підкреслюють необхідність комплексного вирішування питань захисту інформації. При цьому на всіх етапах проектування та конструювання системи необхідно приділяти увагу передбаченню та розроблюванню заходів щодо захисту інформації.

З урахуванням галузей можливого використання цих систем, обов'язково потрібно звертати увагу на юридичне забезпечення розробки. Питання юридичного захисту інтелектуальної власності постійно розглядаються на різних рівнях у країнах Європи та Америки, хоча у нашій країні їм приділяється ще недостатньо уваги.

Класифікація засобів захисту інформації у комп'ютерних мережах та засобах передавання інформації наведена на рисунку 17.1.

Проникнення до системи або до комп'ютерної мережі супроводжується певними діями: вивченням та аналізом заходів захисту системи (збиранням початкової інформації) з наступним впливом на систему, який має певну мету:

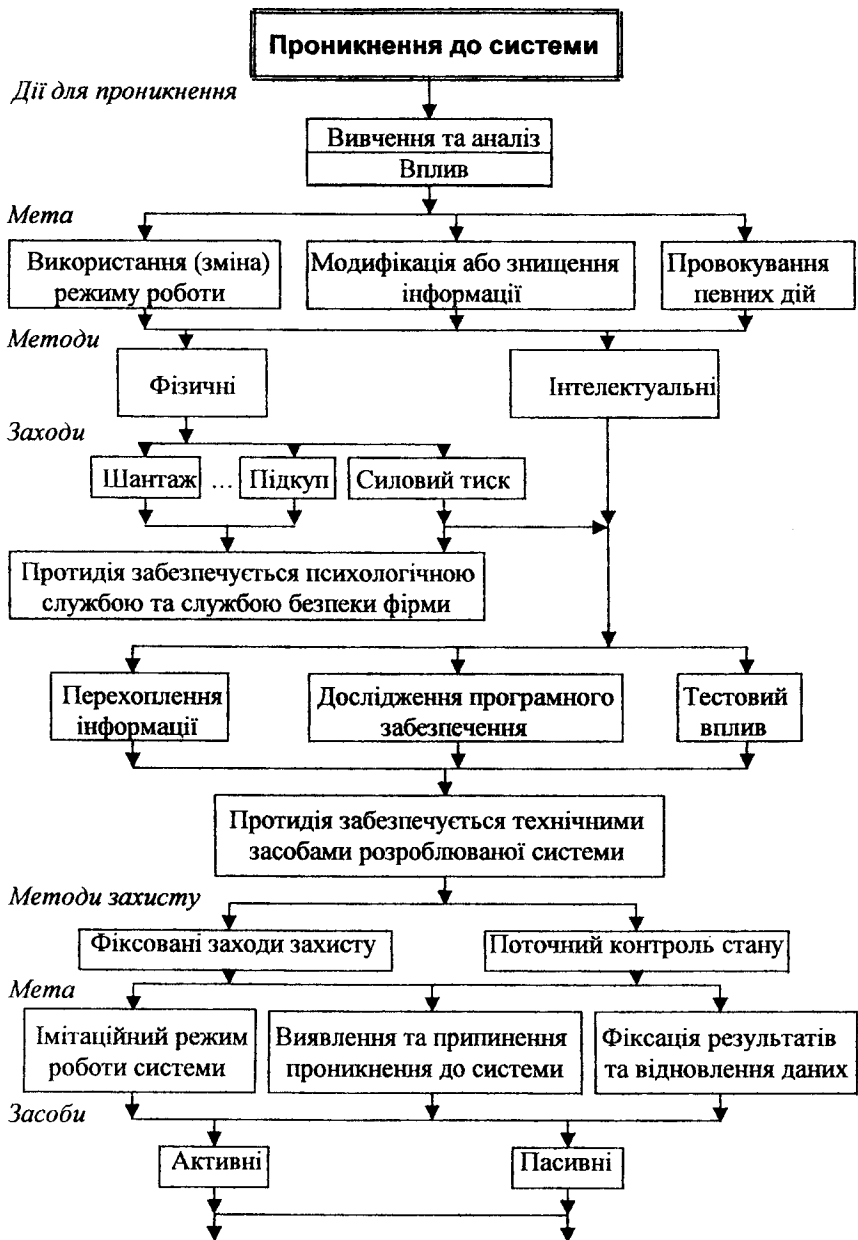


Рисунок 17.1 - Основні принципи захисту інформації

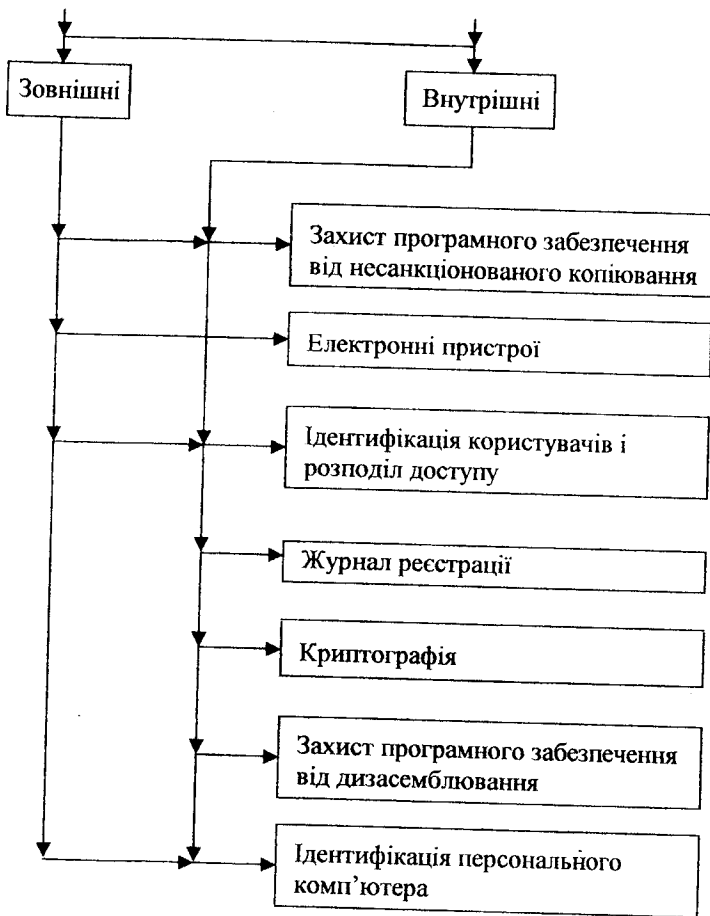


Рисунок 17.1 - Продовження

- використання системи у зміненому режимі роботи;
- модифікацію або знищенні певної інформації;
- провокування певних дій.

Якщо комп'ютерна система використовується у банківській сфері, то метою проникнення до системи може бути:

- ✓ перерахування грошей на особистий рахунок;
- ✓ одержання конфіденційної банківської інформації про кредитоздатність клієнта;
- ✓ модифікація певної інформації у комп'ютерах банку;
- ✓ проведення або не проведення банківських платежів;
- ✓ тощо.

При цьому методи проникнення умовно можна розподілити на фізичні та інтелектуальні. Перші з них спрямовані на конкретних фізичних осіб, які мають доступ до системи. Інтелектуальні методи базуються на роботі з самою системою.

17.1 Фізичні методи проникнення до системи

Фізичні методи впливу досить докладно описані в літературі. При цьому можуть використовуватися не лише принципи фізичного та психологічного тиску на конкретну людину, але й зав'язування знайомства, прохання консультації щодо роботи даної системи тощо. Боротьба з цими заходами стосується більше психологічної служби фірми та її служби безпеки.

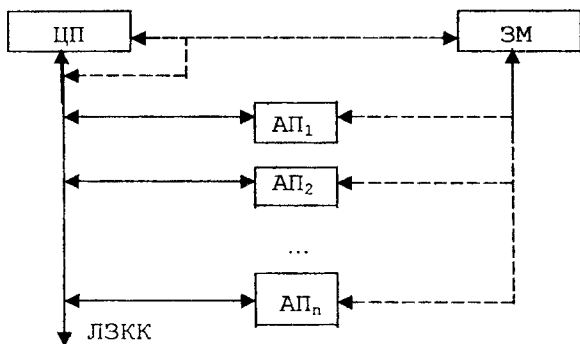
Необхідно зауважити, що в реальному житті хакер спочатку збирає можливу інформацію, використовуючи для цього співробітників фірми, або тих, хто тільки-но звільнився і чимось незадоволений, в кого є фінансові або сімейні проблеми. Можуть використовуватись та аналізуватись рекламні або періодичні видання, в яких теж міститься певна інформація про систему чи мережу. В деяких випадках хакери одержували доступ до системи,

вивчаючи лістинги, що викидалися на сміття. При цьому керівники та співробітники фірми не звертали на це уваги, вважаючи їх чернетками, що не вміщують в собі конфіденційної інформації. Після цього зловмисник може починати пошук слабких місць у системі захисту інформації, використовуючи різні засоби (тобто використовуючи інтелектуальні заходи проникнення).

17.2 Інтелектуальні методи проникнення до системи

З початку розроблення системи або формування комп'ютерної мережі необхідно ці місця визначити і, на засадах їх аналізу, вибрати необхідний набір заходів захисту інформації. Тільки після цього можна починати проектування системи або формування мережі. Якщо розглянути узагальнену структуру комп'ютерної мережі, банківської комп'ютерної системи платежів або електронної пошти (рисунок 17.2), то можна зробити певні припущення:

- ☞ хакер (зловмисник) може проникнути на центральний пункт зв'язку, на абонентський пункт або підключитись до лінії колективного користування;
- ☞ найчастіше у вигляді ліній зв'язку колективного користування використовуються телефонні канали. Це пов'язано з їх розповсюдженістю та простотою підключення;
- ☞ можна вважати, що хакер (зловмисник) не може проникнути на центральний пункт зв'язку, обминувши систему захисту, бо інакше проектування самої системи захисту не має сенсу;
- ☞ програмне забезпечення, що міститься на центральному пункті зв'язку є недосяжним для хакера (зловмисника).



ЦП - центральний пункт зв'язку;

АП_n - *n*-тий абонентський пункт;

ЗМ - зловмисник;

ЛЗКК - лінія зв'язку колективного користування.

Рисунок 17.2 - Структура електронної пошти

В залежності від місця підключення до системи засоби досягнення мети хакера можуть полягати у:

- ↗ перехопленні та вивченні інформації, що передається лінією зв'язку;
- ↗ вивченні програмного забезпечення, яке є у одного з користувачів системи, та імітуванні атрибутів цього користувача;
- ↗ тестових впливах на комп'ютер центрального пункту зв'язку і відшукуванні вузлів та рівнів захисту.

Система захисту повинна розроблюватися таким чином, щоб забезпечувати перекриття усіх цих можливостей. Крім цього необхідно прийняти до уваги можливість того, що клієнта силовим шляхом примусили до роботи за комп'ютером і передбачити режим "роботи під контролем".

В залежності від принципу дії методи захисту можна розподілити на фіксовані міри запобігання (тобто ті, що забезпечують постійний рівень за-

хисту) і міри, пов'язані з поточним контролем під час функціонування системи.

Вказані методи повинні переслідувати конкретні фактори мети захисту. Імітаційний режим використовується під час роботи клієнта "під контролем". Виявлення та припинення відбувається на початковому етапі проникнення. Фіксація результатів та прийняття мір відбувається після спроби (успішної чи ні) зламування захисту і фактично являє собою ревізорську перевірку наявного стану інформації в системі, при необхідності її відновлення і внесення необхідних змін до системи захисту.

Засоби захисту можуть бути активними або пасивними, а також внутрішніми або зовнішніми у відношенні до центрального комп'ютера системи.

За основними напрямками засоби захисту можна розподілити на:

- ⇒ захист програмного забезпечення від несанкціонованого копіювання;
- ⇒ використання електронних пристроїв захисту;
- ⇒ ідентифікацію користувача та розмежування доступу до інформації;
- ⇒ організацію журналу реєстрації сеансів зв'язку;
- ⇒ використання криптографії;
- ⇒ захист програмного забезпечення від дизасемблювання та одержання початкових лістингів;
- ⇒ ідентифікацію персонального комп'ютера клієнта.

Захист від несанкціонованого копіювання магнітних дисків і програмного забезпечення на носію взагалі виконується різними способами, які полягають у нестандартному завданні форматів даних або каталогів, зміні розміру секторів, збільшенні кількості синхронізуючих бітів та заміні інформаційних заголовків. Більш складними шляхами захисту є використання сигнатур, пов'язаних з формуванням та використанням додаткової доріжки, спеціальному форматуванні дискети, тобто визначенні проміжних доріжок, або унікальній ідентифікації кожного диску. Використовуються

також інші методи, але повної гарантії захисту програми від копіювання вони не дають.

Захист програмного забезпечення від дослідження (дизасемблювання) здійснюється написанням програмного забезпечення на декількох мовах - С, Паскалі, асемблері тощо. В цьому випадку дизасемблюванням можна одержати початковий лістинг, але він буде асемблерним, який не вміщує інформації про логіку написання програми, тобто несуттєво полегшить дослідження програмного забезпечення.

Єдиною реальною гарантією захисту програмного забезпечення, що зберігається у клієнта, може бути тільки відсутність на дискеті будь-якої індивідуальної інформації клієнта, атрибутів користувача та комп'ютера тощо. На цій дискеті може бути лише драйвер обміну інформацією між центральним та абонентським пунктами, система (але не ключі) шифрування і таке інше, що може бути досить просто реалізовано, і в принципі не становить таємниці.

Електронні засоби захисту являють собою замки різного типу, що підключаються до послідовного інтерфейсу, з'єднувачів дисководів або інших пристроїв, розташованих у персональному комп'ютері. Крім цього можуть використовуватись спеціалізовані ППЗП. Найбільш перспективними у теперішній час є оптоелектронні ключі, що формують гамму кольорів, яка перевіряється порівнянням із заданою. Для цього використовуються пластмасові пластини з подвійним променепереламуванням або набори призм. В теперішній час використання електронних пристроїв захисту у комп'ютерних мережах та системах передавання інформації поширюється, але лише небагато з цих пристроїв можуть забезпечити довгочасний захист. Крім того, в більшості своїй, вони розраховані на захист від несанкціонованого копіювання і можуть використовуватись лише як складова частина загальної концепції захисту інформації.

Великий ефект дає використання заходів ідентифікації. Звичайні паролі не можна повністю вважати засобами захисту, в більшій мірі вони є механізмами управління доступом. За їх допомогою визначається та контролюється доступ певних користувачів до певних об'єктів системи. Цей механізм може функціонувати на рівні груп користувачів, що мають один і той самий пароль (ідентифікатор), або на рівні унікально ідентифікованих користувачів (коли кожен з користувачів має особистий пароль і його особа ідентифікується за допомогою спеціальних технічних засобів). При цьому в таблиці, що фіксує доступ користувачів до інформації, необхідно відмічати не тільки файли, до яких даному користувачеві дозволено доступ, але й ті, доступ до яких йому категорично заборонено. Цікавим психологічним аспектом проблеми організації доступу є виведення на екран каталогу тільки тієї інформації, доступ до якої клієнтові дозволено. Якщо клієнт не бачить каталогу забороненої для нього інформації і не підозрює про її існування, у нього не виникає бажання її продивитись і не провокується намагання зламування захисту.

Паролі повинні бути простими для запам'ятовування, але не тими, що легко розгадуються (ім'я, прізвище, по батькові, назва фірми, адреса тощо). Збільшує надійність пароля використання декількох певних літер слова (наприклад першої, четвертої, п'ятої). При цьому, навіть якщо хтось почув умовне слово, скористатись ним зловмисник не зможе. За реальний термін часу відновити пароль, у якому є сім або більше символів, практично неможливо. Тому система повинна чітко фіксувати кількість звертань до неї та введень паролю. Якщо пароль декілька разів введено неправильно, це може свідчити про намагання проникнути до системи. При цьому доступ до системи даному користувачеві повинен бути заборонений до того часу, поки він особисто не з'явиться на центральний пункт зв'язку і не з'ясує всі непорозуміння.

Для об'єктивної ідентифікації клієнта використовуються спеціальні пристрої, які фіксують деякі біометричні характеристики конкретної людини: відбитки пальців, розмір та форму долоні, спектральний склад голосу, рисунок сітчатки ока, підпис тощо. Ці методи вважаються найбільш надійними. Фірма Phoenix Software International випускає систему розпізнавання особистої властивості людини працювати за клавіатурою комп'ютера. Американська фірма Neurometric Vision System здійснює розроблення апаратури, що за допомогою відеокамери може розпізнавати особу людини. На жаль, ці системи досить дорогі і їх доцільно використовувати в тих випадках, коли клієнтів досить багато і концентруються вони в одному місці. Ще одним недоліком біометричних систем є низька швидкодія (процедура перевірки може тривати декілька хвилин).

З метою ідентифікації використовуються також різноманітні жетони, магнітні картки тощо, але їх використання вимагає додаткових технічних засобів зчитування інформації, що обмежує їхнє використання.

В більшості випадків ідентифікація клієнта є недостатньою і потрібна також ідентифікація апаратури, за допомогою якої здійснюється зв'язок. Вважаючи, що зв'язок здійснюється телефонною лінією, то звичайних заходів виявляється недостатнім. Персональний комп'ютер може бути ідентифікований за допомогою контрольної суми BIOS та вмісту окремих комірок пам'яті. Так, адреси FFFF6h - FFFFEh вміщують дані, що є унікальними для кожної запрограмованої партії мікросхем і їх можна використовувати для ідентифікації. Суму BIOS доцільно підраховувати за якимось унікальним алгоритмом (брати кожну другу комірку, кожну третю тощо). Вважаючи, що найважливішою частиною персонального комп'ютера є материнська плата, перевірку конфігурації комп'ютера, ідентифікацію жорсткого диску, контроль даних, що зберігаються в ОЗП, робити недоцільно.

Поточний контроль у системі необхідний для відстежування поточного стану безпеки в системі, своєчасного визначення можливості порушення безпеки і попередження про це відповідних осіб, а також для забезпечення можливості зворотного трасування здійсненого проникнення з метою визначення причин даного порушення і встановлення рівня відповідальності конкретних осіб. Ця підсистема повинна забезпечувати можливість збирання і зберігання необхідних даних про всі події, що відбуваються у будь-якому місці захищеної системи, і мають відношення до безпеки. Найпростіше це реалізується за допомогою реєстраційного журналу, де фіксуються всі звернення до системи, час, режими роботи тощо. Природно, що сам механізм контролю, параметри, середовище зберігання даних та самі результати повинні бути надійно захищеними від несанкціонованого доступу. Найефективнішим є контроль, який фіксує виникнення та накопичування в системі подій, що загрожують її безпеці, та попереджує про це адміністративний персонал. У випадку, коли зростання погрозуючих факторів продовжується, підсистема повинна самостійно блокувати погрозуючі дії.

Для того, щоб зафіксувати дії хакера (зловмисника) потрібно чітко слідкувати за роботою системи і регулярно перевіряти контрольний журнал. Ознаками спроб проникнення до системи можуть бути:

- телефонні дзвінки різної тривалості до центрального пункту з використанням автоматичних систем;
- неправильно введені паролі;
- невідповідність ідентифікаційних характеристик клієнта або його комп'ютера;
- повторювані намагання входу до системи;
- використання повторюваних команд управління комп'ютером або модемом;

- ☐ часте використання підказок або інструкцій;
- ☐ недозволена чи незапланована робота комп'ютера або зміна режиму роботи комп'ютера та модему;
- ☐ образливі або наклепницькі повідомлення;
- ☐ знищена або спотворена інформація;
- ☐ переміщені або змінені файли, утворені каталоги, довідники тощо;
- ☐ скарги клієнтів та користувачів на несподіване ускладнення роботи з системою, помилки та труднощі під час організації обміну інформацією.

Під час розслідування того чи іншого випадку неоціненну допомогу може надати оперативний реєстраційний журнал, тому його заповненню треба надавати особливу увагу.

Питання для самоконтролю

1. Як класифікуються заходи проникнення до систем?
2. Як класифікуються засоби захисту систем?
3. Яким чином можна захистити програмне забезпечення від дослідження?
4. Яким чином здійснюється ідентифікація клієнта та його комп'ютерного обладнання?
5. Навіщо потрібна реєстрація поточного стану безпеки системи і як це можна реалізувати?

Рекомендована література

1. Вегнер В. и др. Анализ отечественных систем защиты программ // Монитор, 1992, № 2, с. 36-40, № 3, с. 48-50.

2. Защита программного обеспечения / под ред. Гроувера Д. - М.: Мир, 1992.
3. Расторгуев С. На боевом посту // КомпьютерПресс, 1992, №9, с. 4-6.
4. Карасик И. Программные и аппаратные средства защиты информации для персональных компьютеров // КомпьютерПресс, 1992, № 3, с. 37-46.
5. Воловик Е.М. Защита данных в распределенных системах // Мир ПК 1995, № 10, с. 166-170.
6. Малков Л.П. Правовая охрана программ: применимость европейского опыта // Журнал д-ра Добба, 1992, № 1, с. 7-11.
7. Моисеенков И. Американская классификация и принципы оценивания безопасности компьютерных систем // КомпьютерПресс, 1992, № 3, с. 47-54.
8. Предпринимательство и безопасность / под ред. Ю.Б. Долгополова. В 3 томах. - М.: Универсум, 1991.
9. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

18 Криптографічне закриття інформації у системах передавання та комп'ютерних мережах

Тисячоріччями криптографія використовувалась з метою захисту військового та дипломатичного зв'язку. До останнього часу вважалось, що використання криптографії є суто державним правом. Але з початком розвитку інформаційних систем виявилась необхідність використання криптографії у недержавному секторі. В теперішній час велика кількість конфіденційної інформації, що зберігається та передається персональними комп'ютерами звичайними лініями зв'язку (історії хвороб, юридичні документи, дані про фінансові угоди, кредитні ставки тощо), вимагає її закриття.

Класифікація методів криптографії наведена на рисунку 18.1. Існує два основні напрямки закриття інформації. Перший з них полягає у тому, щоб приховати саме існування таємного повідомлення (*стеганографія*). Першим зареєстрованим випадком використання цього напрямку є війна Дарія з греками. Коли греки, які жили у Персії, почули, що Дарій намагається вторгнутися на Пелопоннеський півострів, вони надряпали на дерев'яній дошці повідомлення, а зверху наклали шар воску. На восковій пластині написали невинне повідомлення і надіслали до Спарти. Жінка спартанського царя Леоніда здогадалась, що воскова списана поверхня приховує дещо важливе. Вона зняла шар воску і прочитала надіслане повідомлення, яке допомогло грекам. Відоме також намагання прикрити повідомлення дитячими малюнками. З інших різновидів стеганографії можна відзначити використання симпатичних (невидимих) чорнил, радіопристроїв, що спресовують довге повідомлення в один короткий радіосигнал, жар-

гонні шифри, у яких невинні слова мають таємну суть та системи записування у яких лише певні літери чи слова повідомлення дещо означають, а інші потрібні лише для прикриття.

Криптографія має за мету зробити повідомлення незрозумілим для сторонніх, для чого початковий текст піддається різноманітним перетворенням до того, як у вигляді зашифрованого повідомлення має бути переданим за призначенням. Для теперішньої криптографії є характерним використання двох видів ключів - закритих (таємних) та відкритих.

Криптографія *із закритими ключами* базується на трьох методах перетворення інформації - перестановці, підстановці та комбінації цих двох дій. Під час *перестановки* літери початкового тексту змінюються місцями (перемішуються). Під час *підстановки* символи початкового повідомлення замінюються іншими. Можна обидва методи використовувати разом.

Для метода перестановки можна виділити основні алгоритми:

- ⇒ простої підстановки:
- ⇒ Альберті;
- ⇒ Віженера;
- ⇒ з використанням автоключа;
- ⇒ n - грами;
- ⇒ "Плейфейр";
- ⇒ Вернама;
- ⇒ векторний;
- ⇒ n - значної підстановки;
- ⇒ п'ятизначний одноразовий;
- ⇒ кодування.

Алгоритм прямої заміни є найпростішим серед усіх, що реалізують підстановку символів. При цьому символи початкового тексту безпосередньо замінюються іншими символами даного або іншого алфавіту.



Рисунок 18.1. Класифікація криптографічних алгоритмів

Для реалізації алгоритму складається таблиця однозначної відповідності, за якою символи початкового повідомлення перетворюється на зашифрований текст (таблиця 18.1).

Таблиця 18.1 - Таблиця прямої заміни

А	Б	В	Г	Д	Е	Є	Р	Ж	Х	З	Г	И	І						
І	У	Ї	Б	Й	У	К	Д	Л	А	М	Е	Н	Ф	О	Ш	П	Я	Р	Щ
С	Ь	Т	И	У	О	Ф	Л	Х	Є	Ц	Й	Ч	Н	Ш	М	Щ	К	Ю	Ж
Я	Ї	Б	Ч																

Таким чином:

$$l = f(m), \tag{18.1}$$

де l - код i -того символу шифрованого тексту;

m - код i -того символу початкового тексту.

Складання таблиці відповідності відбувається цілком випадково.

Початковий текст	т а є м н с п о в і д о м л е н н я
Шифрограма	н з р е ф с я ш т у в ш е а с ф ф і

В 1466 році італійський архітектор *Альберті* опублікував невеличкий трактат з описанням багатоалфавітного криптографічного принципу. В ньому використовується декілька алфавітів, що утворюються послідовним циклічним зсувом літер на один символ (таблиця 18.2). Заміна відбувається за таблицею, що являє собою квадратну матрицю з числом елементів n (де n - кількість символів алфавіту). У першому рядку матриці записуються лі-

тери алфавіту в порядку черги, в другому - та сама послідовність, але з циклічним зсувом вліво на одну позицію, в третій - на дві позиції і так далі. Шифрування проводиться таким чином, що кожна наступна літера вибирається з наступного рядка таблиці.

Таблиця 18.2 - Таблиця Альберті

АБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬ
 БВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬА
 ВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБ
 ГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВ
 ДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГ
 ЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГД
 ЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕ
 ЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄ
 ЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖ
 ІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗ
 ЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИ
 ЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІ
 КЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙ
 ЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙК
 МНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛ
 НОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМ
 ОПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМН
 ПРСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНО
 РСТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОП
 СТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПР
 ТУФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРС
 УФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТ
 ФХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУ
 ХЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФ
 ЦЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХ
 ЧШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦ
 ШЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧ
 ЩЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШ
 ЮЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩ
 ЯЬАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮ
 ЪАБВГДЕЄЖЗИІЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЮЯ

Початковий текст	т а є м н е п о в і д о м л е н н я
Зсув	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18
Шифрограма	у в и р т і ц ц і с м ю щ щ с а б н

Для *алгоритму Віженера* використовується таблиця Альберті, але для шифрування встановлюється літерний ключ і з таблиці вибираються перший рядок та ті рядки, крайні ліві літери яких відповідають літерам ключа.

Таблиця 18.3 - Підматриця Віженера з ключовим словом

```

А Б В Г Д Е Є Ж З И І Й К Л М Н О П Р С Т У Ф Х Ц Ч Ш Щ Ю Я Ъ
Ш Щ Ю Я Ъ А Б В Г Д Е Є Ж З И І Й К Л М Н О П Р С Т У Ф Х Ц Ч
И І Й К Л М Н О П Р С Т У Ф Х Ц Ч Ш Щ Ю Я Ъ А Б В Г Д Е Є Ж З
Ф Х Ц Ч Ш Щ Ю Я Ъ А Б В Г Д Е Є Ж З И І Й К Л М Н О П Р С Т У
Р С Т У Ф Х Ц Ч Ш Щ Ю Я Ъ А Б В Г Д Е Є Ж З И І Й К Л М Н О П

```

Вибрані рядки розташовуються в порядку літер ключа, формуючи підматрицю. Після цього під кожною літерою тексту, що шифрується, записуються літери ключа, повторюючи його необхідну кількість разів. Кожна літера початкового тексту замінюється у відповідності з підматрицею літерами, що знаходяться на перехресті ліній, які поєднують літери тексту (перший рядок підматриці) та літери ключа, що знаходиться під нею:

Початковий текст	т а є м н е п о в і д о м л е н н я
Ключ	ш и ф р ш и ф р ш и ф р ш и ф р ш и
Після заміни	н и ю в і л и д ю р ш д і ф щ г ї ж

Фактично, якщо присвоїти літерам цифрові значення, то початкова та ключова послідовності посимвольно складаються за модулем кількості літер у алфавіті:

$$l_i = m_i + k_i \pmod{a}, \quad (18.2)$$

де a - кількість символів у алфавіті.

Шифр Віженера з періодом, що дорівнює одиниці, називають *шифром Цезаря*. Він являє собою просту підстановку, у якій кожна літера початкового повідомлення зсувається вперед на фіксоване число місць за алфавітом.

Шифр Бофора та *змінений шифр Бофора* подібні до шифру Віженера, але в першому випадку від коду ключового символу віднімається код початкового, а в другому - від коду початкового символу віднімається код ключового (відповідно вирази (18.3) та (18.4)):

$$l_i = k_i - m_i \pmod{a} \quad (18.3)$$

$$l_i = m_i - k_i \pmod{a} \quad (18.4)$$

Подвійне використання двох або більше шифрів Віженера являє собою *складений шифр Віженера*.

Алгоритм Віженера, у якому початкове повідомлення або результуюча шифрограма використовуються у вигляді ключа, називаються *алгоритмом з використанням автоключа*. Шифрування розпочинається за допомогою первинного ключа, потім використовується повідомлення:

Початковий текст	т а є м н е п о в і д о м л е н н я
Ключ	ш и ф р т а є м н е п о в і д о м л

Після заміни н и ю в е е х а п м у в о х и б ь й
 Якщо для шифрування використати криптограму, то можна одержати:

Початковий текст т а є м н е п о в і д о м л е н н я
 Ключ ш и ф р н и ю в а л м р в х р д о є
 Після заміни н и ю в а л м р в х р д о є х с б д

Для *n*-грамної підстановки замість однієї літери можна використати підстановку діграм, триграм тощо. Для таких підстановок можлива кількість варіантів складає:

$$N = a^j, \tag{18.5}$$

де *j* - кількість літер в алфавіті.

Цей шифр може бути поданий у вигляді таблиці, в якій ряд відповідає першій літері, причому клітинки таблиці заповнюються замінювальними символами (найбільш часто також діграмами).

Таблиця 18.4

Шифрування діграмами

	А	Б	В	Г	Д	Е	Є	Ж	З	И	І	Ї	Й	К	Л	...	Я	Ь
А	юм	шл	шк	чй	ці	хі	фи	уз	тж	се	ре	пд	ог	нв	яб	лб	кв	
Б	йг	ід	іе	иж	зь	ню	ощ	пш	рч	сц	тх	уф	аю	на	об	сд	те	
...																		
В	ує	фж	хз	ци	чі	ші	щй	юк	мл	яь	ан	бо	вп	гр	дс	жф	зх	

Початковий текст т а с м н е п о в і д о м л е н н я
 Після заміни ф у ф и з х л к х і р у о ю з ж е с б ю в ш і г ш д ч е ц х р с р в г

Система “Плейфейр” відноситься до багатоелементних і полягає у використанні таблиці матричного типу, складеною за допомогою ключового слова (таблиця 18.5). Цей шифр був розроблений наприкінці ХІХ сторіччя англійським фізиком сером Чарльзом Уїтсоном і названий на честь Леона Плейфейра. Матричний вигляд дозволяє шифрувати по дві літери одразу. Під час шифрування користуються такими правилами:

- * якщо літери розташовані в одному рядку, то для підстановки беруть символи, що розташовані справа від початкових;
- * якщо літери розташовані в одному стовпчику, то для підстановки беруть символи, що розташовані знизу від початкових;
- * якщо літери розташовані в різних стовпчиках та рядках, то вважається, що вони є діагонально прямокутника, і для підстановки береться друга діагональ цього прямокутника, при цьому порядок зчитування символів з таблиці повинен відповідати початковому (зверху вниз або знизу вверху).

Таблиця 18.5 - Шифрувальна таблиця системи “Плейфейр”

В	И	Ш	Е	Н	Ь	К	А
Б	Г	Д	Є	Ж	З	І	Ї
Й	Л	М	О	П	Р	С	Т
У	Ф	Х	Ц	Ч	Щ	Ю	Я

В даній таблиці у вигляді ключового слова вибрано слово “Вишенька”. До таблиці вносяться усі літери, що не входять до ключового слова.

Початковий текст	та єм не по ві до мл ен ня
Після заміни	яї до ьн рп кб єм ом нь ач

Алгоритм Вернама пов'язаний з перетворенням літерних повідомлень на кодові і винайдений в 1926 році Гільбертом Вернамом, співробітником американської телефонної та телеграфної компанії. Він у вигляді ключа використав випадкову послідовність кодів, яка більше ніде не повторювалась. Ця послідовність у вигляді перфорованої телетайпної стрічки кодів Бодо автоматично шифрувала символи початкового тексту, що вводились до телетайпного апарату. На іншому кінці лінії зв'язку одержувач за допомогою ідентичної стрічки вилучав з прийнятого тексту ключову послідовність. Те, що ключова послідовність не повторюється, робить шифр абсолютно надійним, хоча сам шифр описується виразом:

$$l_i = k_i + m_i \pmod{2} \quad (18.6)$$

і полягає у порозрядному додаванні за модулем 2 кодів початкового та ключового символів. Це вимагає формування таємного ключа, який за обсягом дорівнює довжині повідомлення, що передається, але гарантує нерозкриття шифру.

Початковий текст	т а с м н е п о в і д о м л е н н я
Кодове значення	22 01 07 16 17 06 19 18 03 11 05 18 16 15 06 17 17 31
Ключ	17 31 24 06 30 24 10 04 17 05 14 29 18 04 08 17 14 05
Після заміни	35 30 23 10 27 22 09 1С 14 14 11 31 0В 11 0В 00 03 34

Векторний алгоритм базується на правилах множення матриць, наприклад множення матриці на вектор і полягає в тому, що:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}b_1 + a_{12}b_2 + a_{13}b_3 \\ a_{21}b_1 + a_{22}b_2 + a_{23}b_3 \\ a_{31}b_1 + a_{32}b_2 + a_{33}b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}. \quad (18.7)$$

У відповідності до цього правила матрицю можна вибрати у вигляді ключа, тоді як вектор **V** являє собою початковий текст або його частину. Вектор **C** являє собою криптограму. Для шифрування текстових повідомлень необхідно знаки алфавіту замінити їх числовими еквівалентами (наприклад А - 01, Б - 02 тощо). У вигляді ключової можна вибрати матрицю:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

Тоді:

Початковий текст	т а с м н е п о в і д о м л е н н я
Кодове значення	22 01 07 16 17 06 19 18 03 11 05 18 16 15 06 17 17 31
Після заміни	88 05 28 64 85 24 76 90 12 44 25 72 64 75 24 68 85 124

Розшифровування інформації здійснюється за допомогою цих самих правил множення матриці на вектор, але у вигляді ключової береться обернена матриця **A'**, яка являє собою приєднану, кожен елемент якої поділений на визначник матриці. Приєднана матриця утворюється з алгебраїчних доповнень до елементів даної матриці, обчислюваних за формулою:

$$a_{ij} = (-1)^{i+j} \cdot D_{ij} , \tag{18.8}$$

де D_{ij} - визначник матриці, утвореної з даної викреслюванням i -того рядка та j -того стовпчика.

Визначник матриці третього порядку визначається формулою:

$$D_3 = a_{11}a_{22}a_{33} + a_{12}a_{23}a_{31} + a_{13}a_{21}a_{32} - a_{13}a_{22}a_{31} - a_{11}a_{23}a_{32} - a_{12}a_{21}a_{33} \dots \quad (18.9)$$

Алгоритм n -значної підстановки полягає у послідовному використанні n простих підстановок таким чином, що криптограма має вигляд:

$$L = f_1(m_1) f_2(m_2) \dots f_n(m_n) f_1(m_{n+1}) \dots f_n(m_{2n}) \dots \quad (18.10)$$

Для реалізації цього метода потрібно скласти n шифрувальних таблиць типу таблиці 18.1 і кожний наступний символ шифрувати за наступною таблицею.

На початку 20 років цього сторіччя німецьке міністерство іноземних справ почало використовувати одноразові блокноти, а оскільки шифр розбивався на групи по 5 символів, то його назвали ще *п'ятизначним*. Випадкові цифри друкувались на аркушах, а аркуші брошурувались у блокноти. Кожен аркуш виривали з блокноту, використовували для написання однієї криптограми і одразу після цього знищували. Потім цей шифр набув розповсюдження у інших країнах і став досить популярним завдяки своїй надійності.

Алгоритм шифрування полягає в тому, що за шифрувальною таблицею відбувається заміна тексту на цифрову послідовність. Літери ключового слова кодуються однією цифрою, всі інші - двома (спочатку за вертикаллю, потім за горизонталлю). Похила риска відокремлює в початковому тексті цифри від тексту і навпаки, якщо вони зустрічаються (... через /3/ дні...). Це робиться для того, щоб можна було цифри відокремити від шифрованих літер. Одержана цифрова послідовність попарно додається до випадкової послідовності цифр за правилами десяткової системи без обмежування знаків. Результат утворюється розбиттям на групи по п'ять цифр і являє собою кінцеву криптограму.

Таблиця 18.6 - Шифрувальна таблиця 5-значного одноразового шифру

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

Початковий текст	таємне повідомлення
Після заміни	11546170619127434912174460076
Випадкова послідовність цифр	6605286485247690124425726475246885124
Сума	7710748185307718132118591638514964128851910
Криптограма	77107 48185 30771 81321 18591 63851 49641 28851 910

Код являє собою перелік, у якому міститься від сотень до десятків тисяч елементів початкового тексту) слова, фрази, склади, числа тощо. Кожному елементу відповідає його таємний еквівалент (декілька літер або цифр). Так, у кодових книгах Британських ВМС під час першої світової війни словам та фразам відповідали числові коди. Кожна з таких книг складалася з двох частин - шифрувальної та дешифрувальної. В першій з них слова та фрази були впорядковані за алфавітом, в другій - числа йшли по порядку. Щоб ускладнити роботу криптоаналітиків супротивника, коди можна поєднувати з якоюсь з шифрувальною системою, але здебільшого цього не робили. Враховуючи, що кодові комбінації реалізують порівняно невеликий набір слів, словосполучень та фраз, їх використання пов'язано з досить великим ризиком.

Таблиця 18.7 - Фрагмент кодової книги

- 52666 С... Ship's papers	- 07461 В... My 749
- 00547 С... Ship ready for	- 07462 А... Property of
- 07197 С... Ship Rock	- 07463 С... Shall not

Перестановки базуються на перемішуванні символів повідомлень і втілюють в собі алгоритми:

- ◆ геометричний;
- ◆ матричний;
- ◆ гіперкубічний;
- ◆ транспозицію з фіксованим періодом.

Геометричний алгоритм полягає в тому, що для перестановки літер використовується геометрична фігура з багатьма кутами. У кути фігури вписують літери, а їх зчитування відбувається за певним шляхом.

Текст початкового повідомлення розбивається на групи по шість символів (за умови, що фігура є шестикутником). Можливими шляхами перестановки можуть бути: 3-5-1-2-6-4, 2-4-1-5-3-6, 1-4-3-6-2-5 тощо. За вибраним порядком групи літер зчитуються.

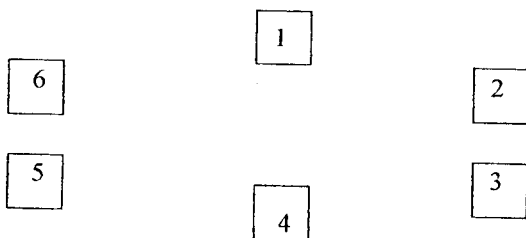


Рисунок 18.2 - Приклад реалізації геометричного алгоритму

Початковий текст

таємнеповідомлення

Після перестановки 241536

амтнееоіпдволнмнея

Гіперкубічний алгоритм використовує для перестановок n -мірні гіперкуби. Згідно цього метода літери блока відкритого тексту записуються у вершини куба за одним гамільтоновим шляхом, а літери шифрованого тексту зчитуються за іншим. Знайти гамільтонові шляхи допомагає та обставина, що вони еквівалентні кодам Грея. Програма формування гамільтонових шляхів проста і не вимагає великого обсягу пам'яті.

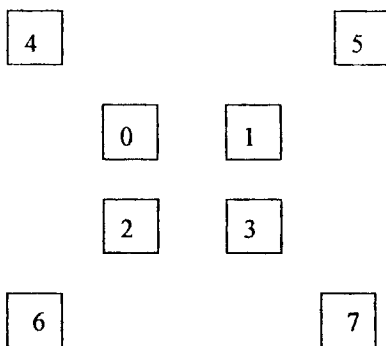


Рисунок 18.3 - Таблиця для заповнення початковим текстом

Можливими маршрутами зчитування повідомлення є 4-5-1-0-2-3-7-6, 4-0-3-2-1-5-7-6, 4-6-2-0-1-5-7-3, 4-5-7-6-2-0-1-3, 4-0-1-3-2-6-7-5.

Початковий текст

таємнеповідомлення

Після перестановки 40321576

нтмаеопмвдоінлеян

Матричний алгоритм полягає в тому, що вибирається ключове слово, під яким початковий текст записується послідовними рядками. Кри-

птограма формується зчитуванням за колонками матриці в алфавітному порядку літер ключового слова.

Ш И Ф Р
Т А Є М
Н Е П О
В І Д О
М Л Е Н
Н Я

Початковий текст таємнеповідомлення

Після перестановки аеілямоонепдетнвмн

Транспозиція з фіксованим періодом полягає в тому, що повідомлення поділяється на групи символів довжиною n і до кожної групи використовується одна і та сама перестановка (наприклад 2 - 3 - 1 - 5 - 4). Подальше використання двох транспозицій є складеною транспозицією.

Початковий текст таємнеповідомлення

Після перестановки аєтнмпоеі вомделнян

За допомогою комбінованого методу (використання підстановки та перестановки) реалізуються алгоритми:

- удосконалений Віженера;
- DES (The Data Encryption Standard) - стандарт шифрування даних;
- система Lucifer;
- дробовий.

Удосконалений алгоритм Віженера використовує перемішаний один раз випадковим способом алфавіт (метод простої підстановки) з подальшим використанням алгоритму Віженера:

$$l_i = f(m_i) + k_i \quad (18.11)$$

Зворотним до нього є алгоритм Віженера з наступною простою підстановкою:

$$l_i = g(m_i + k_i) \quad (18.12)$$

Дробовий алгоритм полягає в удосконаленні підматриці Віженера. В цьому випадку в усіх (крім першого) рядках таблиці літери алфавіту розташовуються у випадковому порядку за рахунок виконання перестановок. Таким чином формується 10 (не рахуючи першого) рядків, які нумеруються цифрами від 0 до 9. У вигляді ключа використовуються ірраціональні дроби (можна використовувати типові числа $e = 2,7182818285\dots$, $\pi = 3,14159265\dots$). Шифрування та дешифрування здійснюються у тій самій послідовності, що й за алгоритмом Віженера.

Система Lucifer розроблена фірмою IBM і алгоритм шифрування полягає в тому, що з ключової послідовності вибирається 72 біти інформації. В залежності від значення певних бітів у кожному байті початкового повідомлення відбувається або не відбувається перестановка напівбайтів. Після цього відбувається додавання за модулем 2 розрядів початкового повідомлення та останнього результату і перестановка усіх 64 бітів інформації. Після цього результат додається за модулем 2 з 64 бітами ключа, що ще не використовувались. Після виконання кожної з 16 ітерацій цього перетворення біти ключа циклічно зсуюються. Умовою є повернення ключа в кінці циклу до початкового стану. Система залишилась експериментальною, хоча розроблена наприкінці 60-х років, тому існує декілька її модифікацій.

Стандарт шифрування даних (The Data Encryption Standard, DES) розроблений фірмою IBM і затверджений в 1975 році. Історія створення цього алгоритму та його випробувань досить докладно подана у технічній літературі. Він базується на тому, що початкова інформація розбивається на блоки довжиною 64 біти. Блок інформації підлягає первинній перестановці. Після цього за допомогою логічної функції додавання за модулем 2 та подальших перестановок формується кінцева криптограма. Алгоритм є досить складним, але на практиці доведена його надійність.

До методу шифрування з відкритим ключем можна віднести алгоритми:

- ✓ шарад Меркля;
- ✓ експоненціального ключового обміну;
- ✓ ранцевий;
- ✓ RSA;
- ✓ Макеліса.

Криптографія з відкритим ключем народилася у травні 1975 року. З'явилась вона у зв'язку з проблемами розсилання ключів та формування підпису. При цьому до певної міри вони протилежні. З одного боку за класичною криптографією потрібно, щоб таємний ключ був невідомий нікому, крім двох користувачів, які обмінюються інформацією. З іншого боку потрібно, щоб одержувач цифрового електронного повідомлення зміг демонструвати іншим людям, що воно надійшло від конкретної особи, так само як підпис дозволяє одержувачеві пов'язати автора листа з його змістом.

Алгоритм шарад Меркля розроблений в 1974 році і полягає в тому, що перший користувач вигадує велику кількість шарад (не менше 1000000), які передає другому користувачеві незахищеним каналом. Кожна з шарад у типовій формі вміщує криптографічний ключ. Розмір ключа досить невеликий. Одержавши шаради, другий користувач випадково виби-

рає одну з них і вирішує її за допомогою повного перебирання, тобто підбирає ключ, за допомогою якого за розшифруванням виявляється потрібний відкритий текст. Це вимагає великої, але виконуваної роботи. Для повідомлення першому користувачеві про те, яка з шарад була вирішена, другий користувач зашифровує повідомлення з фіксованим текстом за допомогою ключа цієї шаради і передає повідомлення. Перший користувач за допомогою повного перебирання ключів, знаходить потрібний, з яким текст стає відкритим. Для порушника задача є більш складною. Для того, щоб знайти ключ, він повинен вирішити приблизно половину усіх шарад. Обсяг його роботи має порядок квадрату обсягу роботи законного абонента.

Експоненціальний ключовий обмін ґрунтується на тому, що показову функцію у кінцевому полі Галуа $\mathbf{GF}(q)$, яке складається з q елементів, обчислити досить просто порівняно з важкістю обчислення логарифмів у тому ж полі. Якщо

$$Y = \alpha^x \text{ mod}(q), \quad 1 < Y < q - 1, \quad (18.13)$$

де α - фіксований примітивний елемент поля $\mathbf{GF}(q)$, тобто степені α дають всі ненульові елементи $1, 2, \dots, q - 1$ поля $\mathbf{GF}(q)$.

При цьому X називають логарифмом Y за основою α над полем $\mathbf{GF}(q)$:

$$X = \log_{\alpha} Y \text{ над } \mathbf{GF}(q), \quad 1 < Y < q - 1 \quad (18.14)$$

Знаючи X , можна легко обчислити Y , але обчислення X з Y є суттєво складнішим завданням. Для здійснення зв'язку перший користувач вибирає

випадкове число X_a з чисел $1, 2, \dots, q - 1$. Це число утримується в таємниці, а другому користувачеві надсилає повідомлення:

$$Y_a = \alpha^{X_a} \bmod(q) \quad (18.15)$$

Аналогічно до цього другий користувач вибирає випадкове число X_b і надсилає першому відповідне повідомлення Y_b . Обидва користувачі можуть обчислити:

$$K_{ab} = \alpha^{X_a X_b} \bmod(q) \quad (18.16)$$

і використати це число у вигляді ключа. Для обчислення K_{ab} потрібно:

$$K_{ab} = Y_b^{X_a} \bmod(q) = \alpha^{X_b X_a} \bmod(q) \quad (18.17)$$

Ніхто, крім користувачів, не знає X_a та X_b . Тому, третя людина повинна обчислювати K_{ab} , маючи тільки Y_a та Y_b . Завдання є досить складним.

Ранцевий алгоритм винайдений в 1976 році Р. Мерклем. Якщо задано вектор цілих чисел $A = (a_1, a_2, \dots, a_n)$, який описує вантаж, то легко знайти суму елементів будь-якого фіксованого підвектора. Але, задавшись цілим числом S , нелегко знайти підвектор вектора A , сума елементів якого дорівнює S , навіть якщо відомо, що цей вектор існує. Ця задача про укладання ранця добре відома у комбінаториці. Вектор цілих чисел може бути використаний для зашифрування n -бітового повідомлення $X = (X_1, X_2, \dots, X_n)$. Криптограма являє собою скалярний добуток:

$$S = A \cdot X \quad (18.18)$$

Оскільки X - бінарний вектор, скалярний добуток обчислити досить просто. Алгоритм генерації ключів полягає в тому, що вибирають випадковий зростаючий вектор вантажу A' (зі ста або більше компонентами) і тримають його у таємниці. Після цього генерується випадкове число:

$$m > \sum a_i, \quad (18.19)$$

а також випадкове ціле число w , яке є взаємно простим з m , обернене до якого w^{-1} за модулем m буде використовуватися під час дешифрування. Відкритий вектор вантажу A , який є ключем шифрування, одержується за допомогою множення кожної компоненти вектора A' на w за модулем m :

$$A = w \cdot A' \text{ mod } (m) \quad (18.20)$$

У вигляді свого відкритого ключа перший користувач використовує вектор, транспонований відносно A . Таємним ключем є транспонований вектор - простий вектор A' , помножувач w , обернений до нього w^{-1} , а також модуль m . Коли другий користувач бажає надіслати першому повідомлення X , він розраховує:

$$S = A \cdot X \quad (18.21)$$

та посилає цей результат. Оскільки за $m > \sum a_i$:

$$\begin{aligned} S' &= w' \cdot S \text{ mod } (m) = w^{-1} \cdot \sum a_i x_i \text{ mod } (m) = w^{-1} \cdot \sum (w a_i \text{ mod } (m)) \cdot x_i \text{ mod } (m) = \\ &= \sum (w^{-1} \cdot w \cdot a_i \text{ mod } (m)) \cdot x_i \text{ mod } (m) = A' \cdot X \end{aligned} \quad (18.22)$$

то перший користувач може використати свою таємну інформацію w^{-1} та m з метою перетворення будь-якого повідомлення S , зашифрованого відкритим ключем і знаходження:

$$S' = A' \cdot X \quad (18.23)$$

та знайти X .

В 1982 році ранцева система була розкрита спочатку Шаміром, потім іншими криптоаналітиками.

Алгоритм RSA винайдений Р. Рівестом, А. Шаміром та І. Алдманом в 1977 році. За першими літерами їх прізвищ і названо цей метод шифрування. Суть метода полягає в тому, що, знаючи відкритий текст M , модуль N та показник степеня e , можна визначити $M^e \bmod(N)$. Функція зведення у степінь є однобічною функцією з точки зору обчислення коренів та логарифмів. У системі RSA використовується той факт, що знаходження добутку великих простих чисел не вимагає тривалих обчислень, в той час як розкладання добутку двох таких чисел є обчислювально важким завданням. Для того щоб утворити таємний та відкритий ключі, перший з користувачів за випадковим законом вибирає два великих простих числа P та Q , перемноживши які, одержує двоскладовий модуль N . У вигляді відкритого ключа вибирається N та спеціально вибраний показник степеня e , а у вигляді таємного ключа - числа P та Q . Будь-яка людина, яка знає N , може здійснити процедуру шифрування, яка полягає у зведенні в степінь за модулем N . Але лише той, кому відомі P та Q , може текст розшифрувати. Використовуючи числа P та Q , можна визначити значення функції Ейлера $\varphi(N)$, що показує кількість позитивних цілих чисел від 1 до N , які є взаємно простими з N :

$$\varphi(N) = (P - 1) \cdot (Q - 1). \quad (18.24)$$

Знаючи $\varphi(N)$, користувач може визначити таке число d , що:

$$e \cdot d \equiv 1 \pmod{\varphi(N)}. \quad (18.25)$$

Якщо криптограму $M^e \pmod{N}$ звести у степінь d , то в результаті можна одержати відкритий текст M :

$$(M^e)^d = M^{ed} \equiv 1 \pmod{N}. \quad (18.26)$$

Алгоритм Макеліса використовує заводо захищені коди Гоппи, які характеризуються швидким алгоритмом декодування. Суть полягає у розробленні коду Гоппи і маскуванні його під звичайний лінійний код, для якого задача декодування є NP -повною. У системі Макеліса таємний ключ складається з породжувальної матриці коду Гоппи G , а також невідродженої матриці та матриці підстановок P , які її маскують. Відкритим ключем є матриця кодування:

$$G' = S \cdot G \cdot P \quad (18.27)$$

звичайного лінійного коду. Для того, щоб перекодувати блок даних A та повідомлення X , користувач помножує його на відкриту матрицю кодування G' другого користувача і додає локально генерований шумовий блок Z . Для декодування одержаного повідомлення X , другий користувач помножує його на P^{-1} декодує XP^{-1} , одержуючи слово у коді Гоппи, потім помножує це слово на S^{-1} і відновлює початкову інформацію. Алгоритм Макеліса має великий розмір відкритих ключів (порядку мегабіт) і обсяг даних після шифрування суттєво збільшується.

Використання криптографії у комп'ютерних системах має певні особливості:

- ❖ невідомий характер інформації, що зберігається у файлі, який має бути закритим (інформація може бути текстовою, графічною, початковими або об'єктними модулями програм тощо);
- ❖ інформація зберігається на носіях та у пам'яті комп'ютера у цифровому вигляді (в кодах ASCII) байтами і значення їх лежать у діапазоні 00h - FFh;
- ❖ передавання інформації здебільшого здійснюється байтами;
- ❖ комп'ютерні системи зберігання інформації мають високу швидкодію процесорних модулів, але дуже часто взаємодіють з повільними електромеханічними системами (принтерами, телефонними лініями тощо);
- ❖ підключення зовнішніх пристроїв до персонального комп'ютера пов'язано з деякими незручностями.

Враховуючи згадані особливості, система шифрування, що обирається для реалізації, повинна втілювати в собі певні риси:

- ⇒ алгоритм шифрування повинен бути максимально простим, швидкодіючим, але з достатньою криптостійкістю;
- ⇒ алгоритм шифрування/дешифрування не повинен бути пов'язаний з принципами представлення інформації на носіях та у пам'яті персонального комп'ютера;
- ⇒ реалізація алгоритму повинна забезпечуватись програмно або з невеликими апаратними витратами;
- ⇒ швидкодія алгоритму повинна задовольняти меті його використання (особливо узгоджуватися під час передавання інформації);
- ⇒ обсяг закритої інформації не повинен бути набагато більшим за обсяг початкової інформації;

- ⇒ під час передавання помилка у дешифруванні не повинна набувати лавинного характеру;
- ⇒ реалізація алгоритму шифрування повинна виключати зберігання у пам'яті комп'ютера того, що може полегшити розв'язування криптограми несанкціонованими спостерігачами (наявність відкритого та закритого примірників документа в один і той самий час, ключів до шифру тощо);
- ⇒ зашифрована інформація повинна розподілюватись на байти з можливістю її комп'ютерного оброблення.

Питання для самоконтролю

1. Яким чином класифікуються криптографічні алгоритми?
2. Які алгоритми реалізують метод підстановки?
3. Які алгоритми реалізують метод перестановки?
4. Як реалізується комбінований метод?
5. В чому полягає криптографія з відкритим ключем?
6. Які вимоги пред'являються до криптографічних алгоритмів закриття інформації у комп'ютерних системах передавання?

Рекомендована література

1. Месси Дж.Л. Введение в современную криптологию // ТИИЭР, 1988, т. 76, № 5, с. 24-42.
2. Воловик Е.М. Защита данных в распределённых системах // Мир ПК, 1995, № 10, с. 169.

3. Дорошкевич П.В., Медников В.Н. Криптография в вашем компьютере // Мир ПК, 1991, № 6, с. 24-39.
4. Кан Д. Секреты шифровального дела. Явное становится тайным // Техника молодёжи, 1970, № 6, с. 36-39.
5. Герасимов В., Владиславский В. Криптографические методы защиты информации в автоматизированных системах // Зарубежная радиоэлектроника, 1975, № 10, с. 53 - 68.
6. Шеннон К. Теория связи в секретных системах. / В кн.: Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. - М.: Иностранная литература, 1963, с. 333 - 402.
7. Курмит А.А. Криптографические методы защиты информации в системах ЭВМ // Зарубежная радиоэлектроника, 1979, № 7, с. 17-41.
8. Смит М.Э., Бранстед Д.К. Стандарт шифрования данных: прошлое и будущее // ТИИЭР, 1988, т. 76, № 5, с. 43-53.
9. Файстель Х., Нотц У.А., Смит Дж.Л. Криптографические методы в межмашинном обмене информацией // ТИИЭР, 1975, т. 63, № 11, с. 10-20.
10. Дейтел Г. Введение в операционные системы. - М.: Мир, 1987, т. 2, с. 357-371.
11. Диффи У. Первые десять лет криптографии с открытым ключом // ТИИЭР, 1988, т. 76, № 5, с. 54-74.
12. Мак-Вильямс Ф.Дж., Слоен Н.Дж.А. Теория кодов, исправляющих ошибки. - М.: Связь, 1979.
13. Васюра А.С. та ін. Мікропроцесорні засоби передавання інформації. – Вінниця: ВДТУ, 1998.

Навчальне видання

Роман Наумович Кветний,
Микола Миколайович Компанець,
Сергій Григорович Кривогубченко,
Анатолій Ярославович Кулик

ОСНОВИ ТЕХНІКИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Підручник

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор Т. А. Ягельська

Видавництво ВДТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від 25.12.2001

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГНК, к. 114

Тел. (0432) 44-05-32

Підписано до друку 17.04.2002 Гарнітура Times New Roman

Формат 29,7 × 42 1/4 Папір офсетний

Друк різнографічний Ум. др. арк. 20,7

Наклад 250 прим.

Зам. № 2002-114

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі

Вінницького державного технічного університету

Свідоцтво Держкомінформу України

серія ДК № 746 від

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95