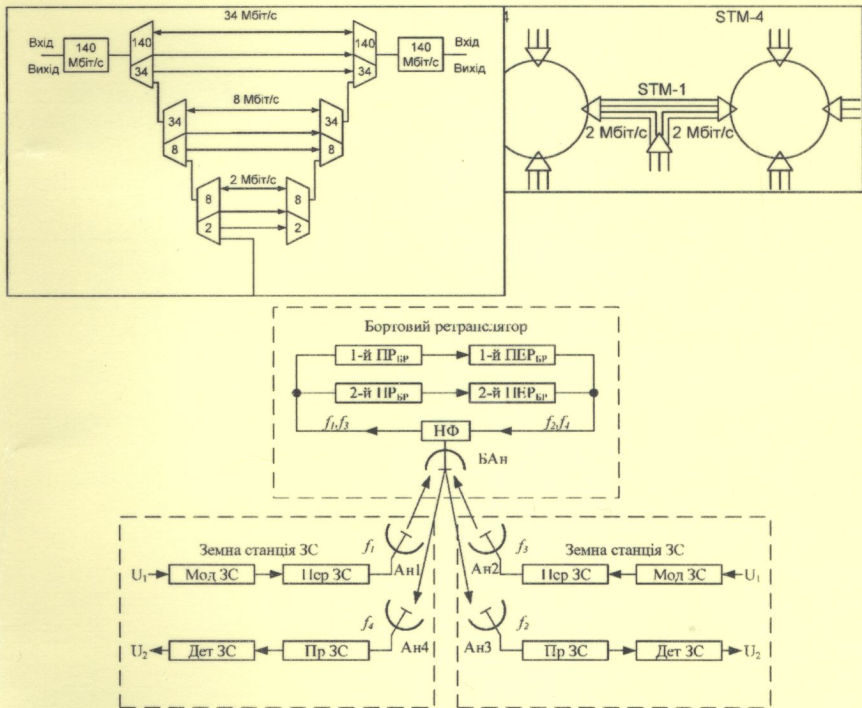


# ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

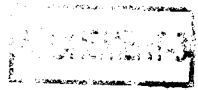


621.39(075)  
Т31

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

# ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

Навчальний посібник



621.39(075) Т31 2015

Телекомунікаційні системи передачі

Вінниця  
ВНТУ  
2015

УДК 621.391 (075)

ББК 32.811.я73

Т31

Автори:

**Бортник Г. Г., Кичак В. М., Пунченко Н. О., Стальченко О. В.**

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 6 від 29.01.2015 р.).

Рецензенти:

**Й. Й. Білинський**, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)

**В. М. Лисогор**, доктор технічних наук, професор (ВНАУ)

**О. В. Осадчук**, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)

464345

**Телекомунікаційні системи передачі : навчальний посібник / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, Н. О. Пунченко, О. В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 145 с.**

Наведені методи передавання сигналів на основі частотного та часового розділення каналів. Викладені особливості та принципи побудови аналогових та цифрових систем передачі.

Розглянуті структури асинхронних та синхронних цифрових телекомунікаційних систем, радіорелейних і супутникових систем передачі.

Призначений для студентів спеціальностей “Телекомунікаційні системи та мережі”, „Технології та засоби телекомунікацій”.

УДК 621.391 (075)

ББК 32.811.я73

**НТБ ВНТУ**  
**м. Вінниця**

## ЗМІСТ

Вступ.....	5
1 Загальні відомості про телекомунікаційні системи передачі.....	6
1.1 Основні поняття та означення.....	6
1.2 Класифікація ТСП.....	6
1.3 Первинні сигнали електровз'язку.....	7
1.4 Канали передавання та їх характеристики.....	13
2 Мережі електровз'язку.....	23
2.1 Основні показники мережі зв'язку.....	23
2.2 Первинні та вторинні мережі.....	23
2.3 Основні структури мереж зв'язку.....	24
3 Аналогові системи передачі.....	27
3.1 Формування та передавання каналних сигналів в аналогових СП.....	27
3.2 Двосторонні канали передавання.....	30
3.3 Багатократне та групове перетворення частоти.....	39
3.4 Утворення стандартних груп каналів.....	42
3.5 Підсилювальні станції аналогових СП.....	44
3.6 Системи передачі на основі коаксіальних кабелів.....	46
3.7 Системи передачі на основі симетричних кабелів.....	48
3.8 Системи передачі повітряними лініями.....	50
3.9 Особливості аналогових СП для місцевих мереж.....	51
3.10 Перспективи розвитку аналогових СП.....	52
4 Загальні відомості про системи передавання цифрової інформації.....	53
4.1 Характеристики цифрових систем передачі.....	53
4.2 Аналого-цифрове та цифроаналогове перетворення у ЦСП.....	55
4.3 Способи передавання цифрових сигналів і вимоги до ЦСП.....	62
5 Апаратура кінцевої станції ІКМ-ЧвРК.....	66
5.1 Основи побудови кінцевої станції ІКМ-ЧвРК і часового циклу передавання.....	66
5.2 Кодери та декодери з нелінійною шкалою квантування.....	68
5.3 Генераторне обладнання.....	75
5.4 Особливості передавання цифрових сигналів лінійними трактами.....	77
5.5 Регенератори цифрових сигналів.....	85
6 Асинхронні цифрові системи передачі.....	89
6.1 Стандартизація цифрових систем передачі.....	89
6.2 Первинні цифрові системи передачі ІКМ-30 та ІКМ-30С.....	90
6.3 Система передачі ІКМ-120.....	93
6.4 Система передачі ІКМ-480.....	94
6.5 Система передачі ІКМ-1920.....	96
7 Синхронні цифрові системи передачі.....	100
7.1 Передумови створення синхронних СП.....	100
7.2 Загальна характеристика синхронної цифрової ієрархії.....	102

7.3 Основні переваги SDH .....	103
7.4 Особливості побудови синхронної ієрархії SDH .....	105
7.5 Віртуальні контейнери та інші елементи синхронної ієрархії .....	108
7.6 Детальний приклад схеми формування модуля STM-1 .....	112
7.7 Функціональні модулі мереж SDH .....	113
7.8 Топологія мереж SDH .....	117
7.9 Архітектура мереж SDH .....	120
8 Основи побудови систем радіозв'язку .....	122
8.1 Основні поняття і визначення .....	122
8.2 Загальні принципи організації радіозв'язку .....	124
8.3 Особливості поширення радіохвиль .....	128
9 Побудова радіорелейних і супутникових ліній передачі .....	131
10 Особливості побудови обладнання радіорелейних і супутникових систем передачі .....	136
10.1 Принципи побудови обладнання радіорелейних ліній передачі прямої видимості .....	136
10.2 Супутникові системи передачі .....	137
Література .....	144

## ВСТУП

Науково-технічна революція в електротехніці, оптиці, комп'ютерній техніці надала потужний імпульс розвитку телекомунікаційних систем. Системи передачі (СП) є великими технічними комплексами, до складу яких входять функціональні пристрої різного призначення та складності. Їх вивчення повинно виконуватись на різному змістовному рівні в залежності від робочої програми дисципліни. При цьому треба приділяти рівноцінну увагу питанням як системного, так і схемотехнічного рівня. На системному рівні система передавання вивчається як велика система, що складається з великих блоків і пристроїв, які структурно пов'язані між собою.

Сучасні телекомунікаційні системи і мережі являють собою складний комплекс різноманітних технічних засобів, що забезпечують передачу різних повідомлень на будь-які відстані із заданими параметрами якості. Основу телекомунікаційних систем складають багатоканальні системи передачі по електричних, волоконно-оптичних кабелях і радіолініях, призначені для формування типових каналів і трактів. На основі систем передачі будується телекомунікаційна мережа країни, що реалізовується у вигляді комплексів технологічно пов'язаних мереж електрозв'язку загального користування, відомчих і приватних мереж електрозв'язку на території України, охоплена загальним централізованим управлінням і названа Взаємозв'язаною мережею зв'язку України. Взаємозв'язана мережа зв'язку як інформаційне транспортне середовище окрім мереж передачі звичних повідомлень дозволяє створити:

- цифрову мережу зв'язку з інтеграцією служб, що забезпечують повністю цифрові з'єднання між кінцевими пристроями (терміналами) для надання абонентам широкого спектра послуг з передачі телефонних і нетелефонних повідомлень, доступ до яких здійснюється через обмежений набір стандартизованих багатфункціональних інтерфейсів;

- інтелектуальну мережу, яка може надати абонентам розширений набір послуг в заданий час в заданому місці, наприклад, встановлення телефонного з'єднання з оплатою за рахунок абонента, що викликається, виклик за кредитною картою, спілкування за скороченим набором номера, телеголосування та ін.;

- стільникові мобільні мережі зв'язку, що надають абонентові, який знаходиться в русі, можливість отримати послуги зв'язку у будь-якому місці;

- широкосмугові цифрові мережі з інтеграцією послуг зі швидкістю обміну інформацією понад 140 Мбіт/с;

- високошвидкісні мережі на основі транспортування інформації за допомогою технології асинхронного режиму перенесення.

# 1 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

## 1.1 Основні поняття та означення

Телекомунікаційні системи передачі (ТСП) є великими і складними технічними системами, які втілюють у собі найсучасніші знання і технології, отримані в різних областях науки та техніки. Щоб дати компактний і в той же час вичерпний опис цих систем, потрібно використовувати загальноприйняті (бажано узгоджені на міжнародному рівні) терміни та означення різних об'єктів, процесів і пристроїв, які стосуються цієї області.

Процес передавання (транспортування) повідомлення від джерела до одержувача відповідно до прийнятих правил називають зв'язком. При цьому використовують будь-який матеріальний носій повідомлення (папір, магнітну стрічку і т. і.) або фізичний процес, що відображає повідомлення, яке передається. Останній називають сигналом. Тип сигналу визначається характером фізичного процесу передавання інформації. Сигнал називають електричним, якщо фізичний процес являє собою передавання електричного струму (напруги), звуковим – якщо використовується передача акустичних коливань і т. і.

Сукупність засобів, які забезпечують передавання повідомлень від джерела до одержувача, утворює канал зв'язку.

Передавання повідомлень за допомогою електричних сигналів називається електрозв'язком, відповідно канал зв'язку, який забезпечує таке передавання – каналом електрозв'язку.

Для передавання будь-яких повідомлень неелектричної природи каналом електрозв'язку вони повинні зазнати перетворень за допомогою первинних перетворювачів повідомлень (ППП). ППП являє собою пристрій, який формує в пункті передавання первинний електричний сигнал (ПЕС) – електромагнітне коливання, зміна параметрів якого відповідає повідомленню неелектричної природи. Прикладами ПЕС є телефонний, телеграфний, телевізійний, сигнал звукомовлення й інші сигнали. Як типові ППП можна назвати мікрофон, фотодіод, телевізійну передавальну камеру і т. і.

## 1.2 Класифікація ТСП

ТСП є комплексом технічних засобів, що забезпечують одночасне та незалежне передавання декількох сигналів з необхідною якістю однією лінією зв'язку. ТСП класифікують за такими ознаками.

1. За типом напрямного середовища: проводові та безпроводові.

В свою чергу розрізняють: а) проводові повітряними лініями – ПСП; по кабельних лініях – КСП; по волоконно-оптичних лініях – ВОСП;

б) безпроводові по радіорелейних лініях передачі – РРСП; по супутникових лініях – ССП.

2. За кількістю джерел повідомлень (кількістю каналів  $N$ ): а) малоканальні –  $N \leq 12$  (зазвичай, по повітряних лініях зв'язку); б) середньо-канальні –  $N = 12-60$  (зазвичай, КСП по симетричних кабелях або РРСП); в) багатоканальні –  $N > 300$  (зазвичай, КСП по коаксіальних кабелях або РРСП, а також ВОСП); г) надбагатоканальні –  $N \gg 3000$  (тільки ВОСП або КСП по „великих” коаксіальних кабелях, наприклад, система К-3600).

Для уніфікації СП кількість джерел повідомлень (каналів) визначають за кількістю еквівалентних телефонних повідомлень, які можуть бути передані в СП.

3. За формою сигналів, що передаються: а) аналогові (АСП) – використовуються для передавання аналогових електричних сигналів, які за скінченний інтервал часу можуть приймати нескінченну кількість станів. Прикладом таких АСП є системи типу В-12, К-1920 і т. п.; б) дискретні – використовуються для передавання дискретних сигналів, які на скінченному інтервалі часу мають скінченне (дискретне, зчисленне) число станів; в) цифрові (ЦСП) – використовуються для передавання цифрових сигналів, які дискретні у часі та мають два дозволених рівні „1” і „0” миттєвих значень. Прикладом ЦСП є апаратура типу ІКМ-30 та ІКМ-1920.

### 1.3 Первинні сигнали електров'язку

Первинні сигнали відповідають повідомленням різної природи і являють собою випадкові процеси. Тому слід розглянути деякі поняття та означення з теорії інформації та теорії випадкових процесів.

Як було зазначено вище, первинні електричні сигнали (ПЕС) формуються на виході первинних перетворювачів повідомлень. Основними типами ПЕС в електров'язку є телеграфний сигнал (ТЛГ); сигнал звукомовлення (ЗВ); телефонний сигнал (ТЛФ); сигнал факсимільного зв'язку (ФС); телевізійний сигнал (ТВ). Всі вони з точки зору одержувача змінюються випадковим чином у часі та за рівнем, тобто є випадковими процесами.

Для випадкового процесу  $x(t)$  найбільш повною характеристикою є багатовимірна щільність ймовірності  $W_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)$ , яка відображає ймовірність прийняття значень  $x_1, x_2, \dots, x_n$  у моменти часу  $t_1, t_2, \dots, t_n$ .

Стационарний ергодичний випадковий процес – це процес, в якому усереднення у часі та за реалізацією дає один і той же результат. Властивість ергодичності полягає у тому, що середнє за множиною з імовірністю „одиниця” дорівнює середньому за часом.

Спектральна щільність  $G_x(f)$  випадкового процесу характеризує розподілення потужності окремих спектральних компонентів сигналу  $x(t)$ .



Якщо сигнал  $x(t)$  періодичний, то функція  $G_x(f)$  дискретна; якщо сигнал  $x(t)$  неперіодичний, то функція  $G_x(f)$  неперервна.

Оскільки  $x(t)$  – випадковий процес, то в окремі моменти часу викиди сигналу  $x(t)$  і відповідно миттєве значення потужності  $P_x(t)$  (усередненої за малий інтервал  $\Delta T$ ) може бути дуже великими. Зазвичай, за максимальну потужність сигналу приймається така величина  $P_{x \max} = X_{\max}^2$ , перевищити яку миттєве значення  $P_x$  може тільки з дуже малою ймовірністю  $\varepsilon$ . Зазвичай,  $\varepsilon = 0,01$  або  $0,001$ .

Пік-фактор сигналу – це відношення його максимальної потужності  $P_{\max}$ , що визначена вище, до середньої довготривалої потужності  $P_{cp}$ , яке виражене в логарифмічних одиницях (децибелах):

$$K_{\Pi} = 10 \lg \frac{P_{x \max}}{P_{xc}} = 20 \lg \frac{X_{\max}}{(X^2)^{1/2}}. \quad (1.1)$$

Для синусоїдального сигналу  $K_{\Pi} = \sqrt{2}$  або  $K_{\Pi} = 3 \text{ дБ}$ .

Для більшості сигналів  $K_{\Pi}$  не перевищує 13–18 дБ.

Одержувач „не помічає” спотворення сигналу, якщо  $P_e$  не перевищує деякого допустимого значення  $P_{e \max}$ . Динамічний діапазон сигналу визначається як

$$D_x = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{e \max}}, \text{ дБ}, \quad (1.2)$$

де  $P_{\max}$  – максимально можлива потужність сигналу.

У процесі передавання каналом зв'язку змінюються енергетичні характеристики сигналу – напруга, потужність і струм. Їх можна виміряти в абсолютних (вольти, амperi, вати) або відносних (відносно деяких еталонних значень напруги  $U_{em}$ , струму  $I_{em}$ , потужності  $P_{em}$ ) одиницях. Відносні оцінки, виміряні в децибелах, називаються рівнями відповідно за потужністю, напругою, струмом:

$$p_n = 10 \lg \frac{P}{P_{em}}; \quad p_u = 10 \lg \frac{U}{U_{em}}; \quad p_i = 10 \lg \frac{I}{I_{em}}. \quad (1.3)$$

Як еталонні одиниці в електровз'язку прийняті  $P_{em} = 1 \text{ мВт}$  на еталонному навантаженні  $R_{em}$ , рівному 600, 150 або 75 Ом. Кожному з трьох значень  $R_{em}$  відповідає окреме значення  $U_{em}$  і  $I_{em}$ :

$$U_{em} = (P_{em} \cdot R_{em})^{0,5}; \quad I_{em} = \left( \frac{P_{em}}{R_{em}} \right)^{0,5}. \quad (1.4)$$

Найчастіше використовуються рівні за потужністю (в дБп) і за напругою (в дБн). В останньому випадку обов'язково вказується, на якому опорі навантаження  $R_n$  вимірюється рівень напруги  $p_n$ . З виразу

$$\begin{aligned}
 p_n &= 20 \lg \frac{U}{U_{em}} = 10 \lg \frac{U^2 R_n R_{em}}{U_{em}^2 R_n R_{em}} = 10 \lg \frac{U^2 R_{em}}{U_{em}^2 R_n} + \\
 &+ 10 \lg \frac{R_n}{R_{em}} = 10 \lg \frac{P}{P_{em}} + 10 \lg \frac{R_n}{R_{em}} = p_M + 10 \lg \frac{R_n}{R_{em}}
 \end{aligned}
 \tag{1.5}$$

впливає, що при  $R_n = R_{em}$  маємо  $p_n = p_M$ , при  $R_n > R_{em} - p_n > p_M$ .

Вимірювання рівнів виконується за допомогою вольтметра, шкала якого проградуєвана відносно одного з певних значень  $U_{em}$ , вказаних нижче:  $U_{em} = 0,775 \text{ В}; 0,3875 \text{ В}; 0,275 \text{ В}$ .

Діаграма рівнів – це графік зміни рівнів сигналу між окремими блоками багатоканальної системи передавання (рис. 1.1, а). Якщо змінюється рівень сигналу на вході системи (наприклад, при зміні одного абонента іншим (криві 1, 2), діаграма рівнів зміщується паралельно (вище або нижче) в залежності від відношень  $p_1$  і  $p_2$  (рис. 1.1, б).

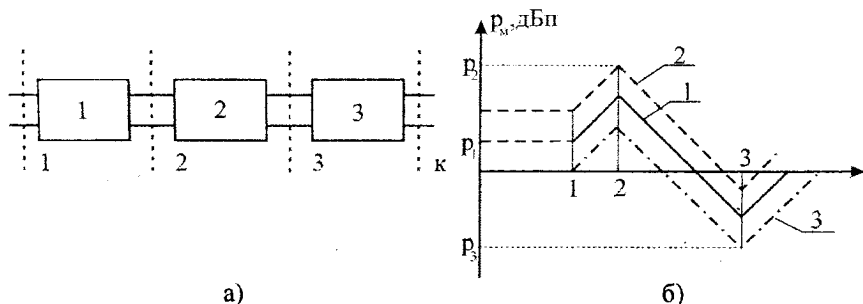


Рисунок 1.1 – Діаграма рівнів багатоканальної системи

Вимірювальна діаграма рівнів відповідає деякому вимірюваному абоненту з фіксованим рівнем потужності на вході  $p_{ex}$ . Відносна діаграма рівнів – це діаграма, при якій рівень у довільній точці системи порівнюється з рівнем передавання в обраній точці. Вона показує, наскільки рівень сигналу у заданій точці більше (менше) опорного рівня. Для прикладу на рис. 1.1, б наведена діаграма 3 (штрих-пунктирний графік), де як опорний обраний рівень сигналу на вході:

$$p_{вд.к.} = 10 \lg \frac{P_k}{P_1} = 10 \lg \left( \frac{P_k}{P_{em}} \cdot \frac{P_{em}}{P_1} \right) = p_k - p_1, \text{ дБ}.
 \tag{1.6}$$

Як видно з рис. 1.1, відносна діаграма не залежить від рівня абонента. Для опорної точки відносний рівень дорівнює нулю, і тому називається точкою нульового відносного рівня (ТНВР).

Кожен блок системи може бути охарактеризований значеннями сигналу на його вході та виході, що виміряні в абсолютних одиницях (наприклад,  $U_{ax}, U_{вих}, P_{ax}, P_{вих}$ ) або у відносних ( $p_{ax}, p_{вих}$ ).

Щоб виключити неоднозначність в оцінюванні параметрів блока, пов'язану зі змінами сигналу на вході (наприклад, при зміні абонента), вводять такі характеристики блока:

- коефіцієнт підсилення блока за потужністю

$$K_M = P_{вих} / P_{ax}; \quad (1.7)$$

- підсилення за потужністю (в децибелах)

$$S_M = 10 \lg \frac{P_{вих}}{P_{ax}} = p_{вих} - p_{ax}; \quad (1.8)$$

- згасання блока за потужністю (в децибелах)

$$a_M = 10 \lg \frac{P_{ax}}{P_{вих}} = p_{ax} - p_{вих}, \quad (1.9)$$

при цьому видно, що  $S_M = -a_M$ ;

- коефіцієнт підсилення блока за напругою

$$K_N = U_{вих} / U_{ax}; \quad (1.10)$$

- підсилення блока за напругою (в децибелах)

$$S_N = 20 \lg \frac{U_{вих}}{U_{ax}} = p_{вих} - p_{ax}; \quad (1.11)$$

- згасання блока за напругою (в децибелах)

$$a_N = 20 \lg \frac{U_{ax}}{U_{вих}}. \quad (1.12)$$

Типовими первинними сигналами вважають сигнали з нормалізованими параметрами. Для аналогових сигналів нормалізують смугу частот, у якій в основному зосереджена енергія сигналу, а для цифрових сигналів – тактову частоту елементарних символів.

**Телефонний (мовний) сигнал.** Частота імпульсів тону мови знаходиться у межах від 50 – 80 Гц (дуже низький голос – бас) до 200 – 250 Гц (жіночі і дитячі голоси). Імпульси основного тону містять велику кількість гармонік (до 40), причому амплітуди гармонік зменшуються зі збільшенням частоти зі швидкістю приблизно 12 дБ/октава. Величина

$$y = 10 \lg \frac{P_{млф}}{P_{ем}} = 20 \lg \frac{U}{U_{ем}} \quad (1.13)$$

називається динамічним рівнем (волюмом) сигналу. Тут  $P_{\text{млф}}$  – потужність сигналу одного абонента.

Однією зі специфічних особливостей телефонного зв'язку є неперіодичність надходження мовного сигналу в канал зв'язку. Окремі слова і фрази розділяються паузами різної тривалості. Крім того, при двосторонньому зв'язку кожен з абонентів у середньому розмовляє лише протягом 50% часу зайняття каналу. Для кількісного оцінювання цієї особливості вводиться поняття коефіцієнта активності телефонного джерела  $\eta$ , який дорівнює відношенню часу, протягом якого потужність сигналу на вході каналу перевищує задане граничне значення, до загального часу зайняття каналу для розмови. Як граничний приймають рівень – 40 дБп. Дослідження статистичних властивостей телефонних сигналів показало, що середня величина коефіцієнта активності  $\eta$  близька до 0,25 – 0,35. Це значення використовується у розрахунках.

Згідно з вимогами Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) середня потужність телефонного сигналу на інтервалах активності 88 мкВт у точці з нульовим вимірювальним рівнем. З урахуванням коефіцієнта активності  $\eta = 0,25$  середня потужність телефонного сигналу у точці з нульовим вимірювальним рівнем у час найбільшого навантаження (ЧНН) складе  $P_{\text{ср}} = \eta \cdot 88 = 22$  мкВт. Динамічний діапазон мовного сигналу  $D_m = 35 - 40$  дБ, пік-фактор  $Q \approx 14$  дБ. Встановлено, що якість мови є цілком задовільною при обмеженні спектра частотами 300 і 3400 Гц. Ці частоти МСЕ встановив як межі ефективного спектра мови. При вказаній смузі частот розбірливість по складах складає близько 90%, а розбірливість фраз – більше 99%.

Для оцінювання кількості інформації, яка міститься у мовному сигналі, скористаємося такою формулою:

$$I_m = \eta \Delta F \log_2(1 + P_{\text{ср}} / P_{\text{ш}}), \quad (1.14)$$

де  $\Delta F$  – ефективна ширина спектра мови;

$P_{\text{ср}}$  – середня потужність мовного сигналу;

$P_{\text{ш}} = 178000$  пВт – допустима потужність незважених шумів.

Підставляючи ці значення в (1.14), отримуємо  $I_p = 8000$  біт/с.

**Сигнал звукомовлення.** Частотний спектр сигналу мовлення знаходиться у смузі частот від 15 до 20000 Гц. Однак в залежності від вимог до якості відтворення, смуга частот, яка відводиться для передавання сигналів мовлення, може бути обмежена. Для достатньо високої якості (канали мовлення першого класу) ефективна смуга частот має складати 0,05-10 кГц. Щоб отримати бездоганне відтворення програм мовлення, ефективна смуга частот має складати 0,03-15 кГц (канали вищого класу). Підставляючи в (1.14)  $\Delta F = 10000$  Гц,  $P_{\text{ср}} = 923$  мкВт і  $P_{\text{ш}} = 4000$  пВт, отримуємо оцінку кількості інформації, яка міститься в сигналі звукомовлення:  $I_{\text{мов}} = 180000$  біт/с.

**Факсимільний сигнал.** Факсимільним зв'язком називається передавання нерухомих зображень (рисуноків, креслень, фотографій, текстів і т. д.) каналами електрозв'язку. Частотний спектр первинного факсимільного сигналу визначається характером зображення, що передається, швидкістю розгортки і розмірами пікселя (точки). Максимальну частоту первинного факсимільного сигналу  $f_{\text{фис}}$  можна розрахувати, припустивши, що оригінал являє собою поперемінні чорні та білі смуги, перпендикулярні до напрямку розгортки, причому ширина цих смуг дорівнює ширині пікселя. В цьому випадку

$$f_{\text{фис}} = \pi DM / (120d), \quad (1.15)$$

де  $D$  – діаметр барабана, мм;

$M$  – частота обертання барабана, об/хв.;

$d$  – ширина пікселя, мм.

МСЕ рекомендує такі параметри факсимільних апаратів:  $M = 120, 90$  і  $60$  об/хв.;  $D = 70$  мм і  $d = 0,15$  мм. Відповідно з (1.15) отримуємо  $f_{\text{фис}} = 1465$  Гц при  $M = 120$  об/хв;  $f_{\text{фис}} = 1100$  Гц при  $M = 90$  об/хв;  $f_{\text{фис}} = 732$  Гц при  $M = 60$  об/хв.

При передаванні реальних зображень використовується первинний сигнал складної форми, енергетичний спектр якого знаходиться у смузі частот від 0 до  $f_{\text{фис}}$ . Динамічний діапазон сигналу, який відповідає півтоновому зображенню, дорівнює приблизно  $D \approx 25$  дБ.

Інформаційну спроможність факсимільного сигналу можна визначити за такою формулою:

$$I_{\text{ц}} = -F_{\text{т}} \sum_{i=1}^l p_i \log p_i, \quad (1.16)$$

де  $I_{\text{ц}}$  – кількість інформації, яка міститься у цифровому сигналі;

$F_{\text{т}}$  – тактова частота;

$p_i$  – ймовірність появи сигналу з  $i$ -м рівнем;

$l$  – кількість дозволених рівнів.

Нехай  $l = 2$  для штрихового зображення,  $l = 16$  для півтонового зображення і  $F_{\text{т}} = 2f_{\text{фис}}$ . В результаті розрахунків, отримаємо:  $I_{\text{факс}} = 2,93 \cdot 10^3$  біт/с для штрихового зображення при  $M = 120$  об/хв і  $I_{\text{факс}} = 11,7 \cdot 10^3$  біт/с для півтонового зображення при  $M = 120$  об/хв.

**Телевізійний сигнал.** В телебаченні, так як і при факсимільному зв'язку, первинний сигнал формується методом розгортки. Електричний сигнал, що складається з сигналу зображення та керувальних імпульсів, називається повним телевізійним сигналом. Для сигналу телебачення основні електричні параметри: динамічний діапазон  $D = 45$  дБ та гранична частота спектра  $F_{\text{в}} \approx 6,0$  МГц. Тоді інформаційна спроможність телевізійного сигналу дорівнює:

$$I \cong F_b \log_2 D = F_b D / 3 \cong 80 \text{ Мбіт/с.}$$

**Телеграфний сигнал і сигнал передавання даних.** Первинні телеграфні сигнали і сигнали передавання даних, зазвичай, мають вигляд послідовності двополярних або однополярних прямокутних імпульсів. Тривалість імпульсів визначається швидкістю передачі  $B$ , яка вимірюється у бодах (імпульсах у секунду). Введемо поняття тактової частоти  $F_T = 1/\tau$ , яка чисельно дорівнює швидкості передачі  $B$ . Часто смугу частот  $\Delta F$  приймають рівною  $\Delta F = F_T = B$ .

## 1.4 Канали передавання та їх характеристики

Каналом передавання називається сукупність технічних засобів, включаючи середовище поширення, які забезпечують передавання сигналів між двома точками (в тому числі між джерелом і одержувачем повідомлення) в заданому діапазоні потужностей (рівнів), частот і швидкостей (часу) передавання. Канал передавання називають цифровим, якщо між вказаними точками передається сигнал тільки у цифровій формі; аналоговим – при використанні аналогових методів передавання; змішаним аналого-цифровим – якщо на одних його ділянках використовуються аналогові, а на інших – цифрові методи передавання сигналів електровз'язку.

У загальному випадку канал передавання повинен вносити малі спотворення в повідомлення, що передається, тому доречно розглядати його як лінійний електричний чотириполюсник, що характеризується набором (блоком) таких параметрів і характеристик:

- номінальні та реальні значення вхідного ( $Z_{вх.ном}$ ,  $Z_{вх}$ ) і вихідного ( $Z_{вих.ном}$ ,  $Z_{вих}$ ) опорів і відповідно згасання неузгодженості (відбиття) на вході і виході  $a_{відб}$ ;

- номінальні рівні сигналу на вході ( $p_{вх}$ ) та виході ( $p_{вих}$ ), залишкове згасання каналу передавання  $a_{к.ном}$ , розкид згасання  $\Delta a_k$ ;

- номінальна частотна характеристика згасання каналу передавання та граничні частоти каналу  $F_{к.н}$ ,  $F_{к.в}$ ;

- амплітудно-частотні спотворення (АЧС), перехідні (ПХ) та імпульсні (ІХ) характеристики.

Відмінність реального каналу передавання від лінійного пристрою оцінюється другим блоком параметрів, які містять амплітудні характеристики (АХ) та коефіцієнт нелінійних спотворень  $K_{н.с}$ . Нарешті третій блок параметрів оцінює канал передавання з точки зору дії завад (завадозахищеність каналу) і за узагальненими характеристиками, такими, як динамічний діапазон  $D_k$  і пропускна здатність каналу передавання  $S_k$ .

Розглянемо більш детально ці параметри.

Згасання неузгодженості (відбиття) на вході визначається в децибелах виразом

$$a_{\text{відб.вх}} = 20 \lg \left| \frac{Z_{\text{вх}} + Z_{\text{вх.ном}}}{Z_{\text{вх}} - Z_{\text{вх.ном}}} \right|. \quad (1.17)$$

Аналогічно визначається згасання відбиття на виході. Як правило, відносне відхилення вхідного (вихідного) опору від номінального значення не повинно перевищувати 10%, тоді з (1.17) випливає, що  $a_{\text{відб.вх}} \geq 26$  дБ.

Залишкове згасання на частоті  $f_0$  дорівнює

$$a_{\kappa}(f_0) = P_{\text{вх}}(f_0) - P_{\text{вих}}(f_0), \text{ дБ}. \quad (1.18)$$

Частотна характеристика згасання визначається виразом

$$a_{\kappa}(f) = P_{\text{вх}}(f) - P_{\text{вих}}(f), \text{ дБ}. \quad (1.19)$$

Вигляд номінальної характеристики згасання показаний на рис. 1.2 (суцільна крива 1). Частоти  $F_{\kappa.н}$ ,  $F_{\kappa.в}$ , на яких згасання зростає від номінального значення  $a_{\kappa}(f_0)$  до деякого допустимого  $a_{\kappa.дон} = a_{\kappa}(f_0) + \Delta a_{\kappa.дон}$ , тобто задовольняє умову  $a_{\kappa}(F_{\kappa.н}) = a_{\kappa}(F_{\kappa.в}) = a_{\kappa.дон}$ , називаються граничними частотами каналу передавання. Зазвичай,  $\Delta a_{\kappa.дон}$  дорівнює 3 або 6 дБ. Реальна характеристика згасання (штрих-пунктирна крива 2 на рис. 1.2) відрізняється від номінальної, але повинна залишатися у межах заданого поля допуску, який обмежений кривими 3 і 4 на рис. 1.2.

Для кожного каналу або тракту передавання в залежності від його призначення задають свої значення  $a_{\kappa}(f_0)$ ,  $F_{\kappa.н}$ ,  $F_{\kappa.в}$  і поле допуску частотної характеристики згасання.

Лінійні спотворення характеризують спотворення форми та спектрального складу сигналу, що пройшов канал передавання. Розрізняють амплітудно-частотні спотворення (АЧС) і фазочастотні спотворення (ФЧС). Перші обумовлені відхиленням частотної характеристики згасання (або коефіцієнта передачі  $K_{\kappa}(\omega)$  за напругою) каналу передавання від номінального значення в діапазоні частот, де зосереджений спектр сигналу. Другі обумовлені відхиленням фазочастотної характеристики  $\varphi_{\kappa}(\omega)$  каналу передавання від лінійної. Якщо записати вираз для коефіцієнта передачі за напругою в комплексній формі:

$$K_{\kappa}(j\omega) = \frac{U_{\text{вих}}(t)}{U_{\text{вх}}(t)} = K_{\kappa}(\omega) \exp j\varphi_{\kappa}(\omega), \quad (1.20)$$

то перший співмножник в (1.20) характеризує зміну коефіцієнта передачі для різних частотних компонентів спектра сигналу, що передається.

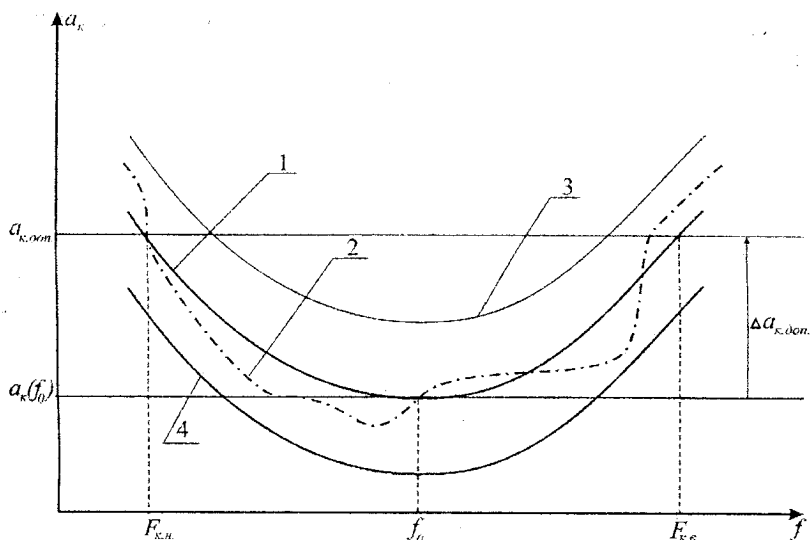


Рисунок 1.2 – Характеристики згасання

При передаванні мови фазочастотні спотворення каналу передавання порівняно мало впливають на якість зв'язку. Але якщо такий канал використовується також для передавання даних і факсимільного зв'язку, то тоді великі ФЧС в ньому недопустимі. Для оцінювання та нормування ФЧХ, зазвичай, розглядають характеристику групового часу запізнення (ХГЧЗ)

$$\Delta\tau(f_i) = \tau(f_i) - \tau(f_0). \quad (1.21)$$

ХГЧЗ показує відмінність у часі надходження різних компонентів сигналу відносно компоненти на частоті  $f_0$  ( $F_{к.н.} < f_0 < F_{к.в.}$ ).

Вимоги до рівномірності ХГЧЗ і АЧХ каналу передавання залежать від всіх сигналів. Так, для ТЛФ форма сигналу не є критичною, а важливо зберегти неспотвореним тільки відношення між амплітудами спектральних складових. Для факсимільного і телевізійного сигналів необхідно зберегти як спектральний склад, так і форму.

Лінійні спотворення можна оцінювати та нормувати окремо за АЧХ, ФЧХ, ХГЧЗ і за спотворенням форми тестових сигналів (ТС). Тип і кількість ТС варіюють для різних каналів. Практично для оцінювання всіх каналів використовуються імпульсна та перехідна характеристики. Імпульсна характеристика (ІХ)  $g(t)$  – це відгук каналу передавання на тестовий сигнал у вигляді короткого за тривалістю  $\delta$ -імпульса. Аналітично  $g(t)$  визначається з виразу



$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_k(\omega) \exp[-j\varphi_k(\omega)] e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.22)$$

Перехідна характеристика (ПХ)  $h(t)$  – це реакція каналу передавання на нескінченну прямокутну сходику  $l(t)$ . Теоретично ПХ розраховується з виразу

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_k(\omega) \exp[j\varphi_k(\omega)] \frac{\exp j\omega t}{j\omega} d\omega. \quad (1.23)$$

Амплітудна характеристика (АХ) каналу передавання визначається декількома способами.

1. Миттєва динамічна характеристика (МДХ) – це залежність між миттєвими значеннями напруги на вході і виході:  $U_{вих}(t) = \varphi[U_{вх}(t)]$ . Якщо  $U_{вих}(t) = K \cdot U_{вх}(t)$ , де  $K = const$ , то МДХ такого типу характеризує лінійний канал (тракт) передавання. Реальна МДХ (штрих-пунктирна крива 2 на рис. 1.3) відрізняється від лінійної (пряма 1 на рис. 1.3) в області великих миттєвих значень  $U_{вх}(t)$ . При подачі малого вхідного сигналу (крива 3) вихідний сигнал (крива 5) не змінює своєї форми, а отже, і спектрального складу. При подачі великого вхідного сигналу (крива 4) відбувається різке спотворення форми вихідного сигналу (крива 6), і в його спектрі з'являються нові компоненти – гармоніки з частотами  $2f_0$ ,  $3f_0$  і т.д. ( $f_0 = 1/T_0$  – частота основної гармоніки).

2. Залежність амплітуди основної гармоніки на виході  $U_{вих.г}$  від амплітуди основної гармоніки на вході  $U_{вх.г}$ :  $U_{вих.г} = \varphi(U_{вх.г})$ . Часто використовують аналогічну залежність між діючими (ефективними) напругами на вході і виході:  $U_{вих.д} = \varphi(U_{вх.д})$ .

3. Характеристика передавання рівнів (ХПР) – залежність рівня сигналу (за напругою або потужністю) на виході від відповідного рівня на вході:  $P_{вих} = \varphi(P_{вх})$ .

4. Залежність згасання каналу передавання від рівня сигналу на вході (або виході):  $a_k = \varphi_1(P_{вх})$  або  $a_k = \varphi_2(P_{вих})$ .

Нелінійні спотворення у каналі передавання з'являються за рахунок нелінійності амплітудної характеристики. Нелінійні спотворення сигналу виявляються:

- у спотворенні форми (див. рис. 1.3, криві 5, 6);
- у збагаченні спектра вихідного сигналу порівняно з вхідним сигналом.

Збагачення спектра оцінюють за допомогою коефіцієнта гармонік. При цьому розрізняють:

- парціальний коефіцієнт спотворення за  $i$ -ою гармонікою  $K_{zi}$ , який визначається з виразу

$$K_{zi} = \frac{U_{вих.m}(i \cdot \omega_0)}{U_{вих.m}(1 \cdot \omega_0)} = \frac{U_{вих.i}}{U_{вих.1}}, \quad (1.24)$$

де  $U_{вих.i}$  – амплітуда або діюче значення напруги  $i$ -ї гармоніки частоти на виході каналу передавання,  $i=1,2,3,\dots$ ;

- сумарний коефіцієнт гармонік, що враховує потужність усіх вищих гармонік ( $i = 2,3,4,\dots$ ), відносно першої:

$$K_{\Sigma} = \frac{\left[ \sum_{i=2}^{\infty} U_{вих.m}^2(i \cdot \omega_0) \right]^{0,5}}{U_{вих.m}(1 \cdot \omega_0)}. \quad (1.25)$$

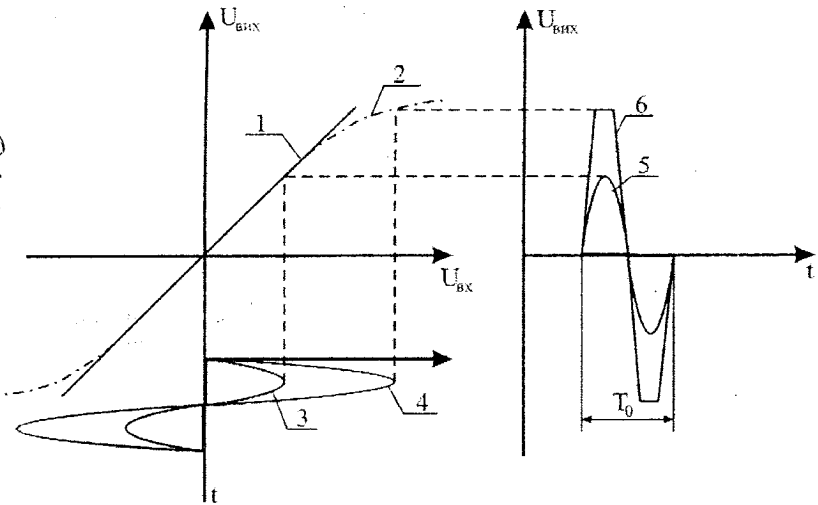


Рисунок 1.3 – Миттєві динамічні характеристики

Аналогічно можна визначити згасання за  $i$ -юю гармонікою

$$a_{zi} = -20 \lg K_{ri}, \text{ дБ}. \quad (1.26)$$

Для блоків МСП, через які проходить аналоговий телефонний сигнал тільки одного абонента, типові норми на нелінійні спотворення мають вигляд:  $K_{zi} \cong 1\%$ ,  $a_{zi} \cong 40$  дБ.

При подачі полігармонічного вхідного сигналу, наприклад, з частотами  $\omega_j$  і  $\omega_k$ , на виході тракту, крім гармонік  $n\omega_j$  і  $n\omega_k$ , утворюються комбінацій-

НТБ ВНТУ

ні продукти другого порядку з частотами  $\omega_j \pm \omega_k$  і третього порядку – з частотами  $2\omega_j \pm \omega_k$  і  $2\omega_k \pm \omega_j$ .

**Завади у каналі передавання.** Завадою у каналі передавання називають будь-яке електричне коливання, що частково або повністю збігається за спектром з корисним сигналом і передається разом з ним. Завади у каналі передавання класифікують таким чином.

1. За походженням розрізняють зовнішні та внутрішні завади. До зовнішніх можна віднести фон, наведення, завади сусідніх радіостанцій; до внутрішніх – власні шуми електронних елементів тракту, завади від нелінійних спотворень та інші.

2. За ступенем тождественності сприйняття завади і сигналу споживачем розрізняють виразні та невиразні завади. Виразні – це, наприклад, виразна розмова сусіднього абонента, яку чути у даному каналі; її можна ототожити з сигналом. Невиразні за сприйняттям суттєво відрізняються від сигналу (шум, тріск, клацання і т. д.).

3. За характером спектра завади розрізняють збіжні, частково збіжні, вузькосмугові та широкосмугові. Широкасмугові завади займають увесь спектр (усю смугу) корисного сигналу, вузькосмугові – малу частину смуги каналу.

Для оцінювання впливу завади на якість передавання корисного сигналу недостатньо просто знати рівень (або напругу) завади  $p_n$  у будь-якій точці каналу. Необхідно знати рівень (напругу, потужність) корисного сигналу. Дія завади на корисний сигнал у будь-якій  $i$ -й точці каналу оцінюється:

- відношенням сигнал/шум (завада)

$$\psi_{ci} = \frac{P_c}{P_{шi}} \text{ або } \psi_{ci} = \frac{U_c}{U_{шi}}; \quad (1.27)$$

- захищеністю  $A_3$  у децибелах

$$A_3 = 10 \lg \psi_i = p_{ci} - p_{шi}, \quad (1.28)$$

де  $p_{ci}$ ,  $p_{шi}$  – рівні сигналу і шуму в  $i$ -й точці.

Найменше відношення сигнал/шум і найменша захищеність буде на виході каналу. Для перерахунку рівнів сигналу  $p_{ci}$  і шуму  $p_{шi}$  на вихід можна використовувати діаграму вимірювальних рівнів (рис. 1.1). Рівень сигналу, перерахований з  $i$ -ї точки каналу в  $j$ -ту точку каналу, дорівнює

$$p_{cj} = p_{ci} + (p_{вим,j} - p_{вим,i}), \text{ дБп}, \quad (1.29)$$

де  $p_{вим,j}$ ,  $p_{вим,i}$  – рівні вимірювального сигналу, що визначені за діаграмою рівнів.

Аналогічно (якщо частотний спектр завади збігається зі спектром частот сигналу)

$$P_{шj} = P_{шi} + (P_{вим,j} - P_{вим,i}), \text{ дБп}. \quad (1.30)$$

Неважко переконатися, що  $A_{zj} = A_{zi}$ , тобто захищеність від завади, виміряна в  $i$ -й точці, залишиться незмінною і для інших точок.

Динамічний діапазон каналу передавання визначається через відношення  $D_k = 10 \lg P_{k \max} / P_{\Pi}$ , де  $P_{k \max}$  – максимальна потужність у каналі, при якій нелінійні спотворення не перевищують заданої величини,  $P_{\Pi}$  – сумарна потужність усіх завод у даній точці.

Типовим каналом передавання називають канал з нормалізованими параметрами. Розрізняють два типи каналів (трактів): аналогові та цифрові. Першими можна передавати як аналогові, так і цифрові сигнали. Цифрові канали забезпечують передавання тільки цифрових сигналів. Аналогові канали характеризуються передусім ефективною смугою частот, номінальним підсиленням (згасанням), заводо захищеністю та пропускною здатністю. Цифрові канали характеризуються в першу чергу номінальною швидкістю передавання цифрового сигналу. Якщо в каналі забезпечується передавання нормалізованого числа аналогових сигналів тональної частоти або основних цифрових сигналів у відповідній смузі частот з відповідною швидкістю передавання, то його прийнято називати груповим трактом. У типовому груповому тракті пронормовано число сигналів, що передаються, смуга пропускання, швидкість передавання й інші параметри.

Розглянемо спочатку типові аналогові канали та тракти.

1. Канал тональної частоти (ТЧ) характеризується такими параметрами:

- смуга частот  $F_{к.н} = 0,3$  кГц;  $F_{к.с} = 3,4$  кГц;
- вхідний і вихідний опір  $R_{ax(sux)} = 600$  Ом;
- вимірювальні рівні на вході та виході на частоті 800 Гц:  $p_{ax} = -13$  дБп;  $p_{sux} = +4$  дБп;
- залишкове згасання каналу на частоті 800 Гц:  $a_k(f = 800 \text{ Гц}) = p_{ax(sux)} - p_{sux(ax)} = -17$  дБ; на інших частотах можливі відхилення, які задаються певним полем допуску (див., наприклад, рис. 1.2):

$$\Delta a_k(f) = a_k(f) - a_k(f = 800 \text{ Гц}). \quad (1.31)$$

Допуск залежить від довжини каналу передавання: чим довша лінія передавання (а для міжнародних ліній її довжина може досягати до 25000 км), тим більшим допускається розкид значень  $\Delta a_k(f)$ .

2. Передгруповий тракт має такі стандартизовані параметри:

- смуга частот:  $F_{к.н} = 12$  кГц;  $F_{к.с} = 24$  кГц,  $\Delta F_k = 12$  кГц;
- вхідний і вихідний опір  $R_{ax(sux)} = 600$  Ом;
- середня потужність і рівень групового сигналу у „нульовій” точці:  $P_{c.cpo} = 3 \cdot 32 = 96$  мВт;  $p_{c.cpo} = 10 \lg \frac{P_{c.cpo}}{1 \text{ мВт}} = -10$  дБп;
- номінальна захищеність групового сигналу:  $A_s = 25$  дБ;

- номінальне значення вимірювальних рівнів на вході і виході:  $p_{вх.вим} = -36$  дБп;  $p_{вих.вим} = -14$  дБп;

- залишкове згасання:  $a_k = -22$  дБ.

3. Первинний груповий тракт (ПГТ) призначений для передавання 12 телефонних сигналів. Його основні параметри:

- смуга частот:  $F_{кн} \cong 60$  кГц;  $F_{кв} \cong 108$  кГц,  $\Delta F_k \cong 48$  кГц;

- вхідний і вихідний опір  $R_{вх(вих)} = 150$  Ом;

- номінальні вимірювальні рівні на вході і виході і залишкове згасання:  $p_{вх.вим} = -36$  дБп;  $p_{вих.вим} = -23$  дБп;  $a_k = -13$  дБ;

- середня потужність і рівень групового сигналу в „нульовій” точці:  $P_{с.ср0} = 12 \cdot 32 = 384$  мкВт;  $p_{с.ср0} = -4$  дБп;

- нормована захищеність групового сигналу від завад в цій точці не гірше:  $A \geq 21$  дБ.

4. Вторинний груповий тракт (ВГТ) призначений для передавання 60 телефонних сигналів. Його основні параметри:

- смуга частот:  $F_{кн} \cong 312$  кГц;  $F_{кв} \cong 552$  кГц,  $\Delta F_k \cong 240$  кГц;

- вхідний і вихідний опір  $R_{вх(вих)} = 75$  Ом;

- номінальні вимірювальні рівні на вході і виході і залишкове згасання:  $p_{вх.вим} = -36$  дБп;  $p_{вих.вим} = -23$  дБп;  $a_k = -13$  дБ;

- середня потужність і рівень групового сигналу в „нульовій” точці:  $P_{с.ср0} = 60 \cdot 32 = 1920$  мкВт;  $p_{с.ср0} = +3$  дБп;

- допустима потужність і рівень завади в „нульовій” точці:  $P_{з0} = 16$  мкВт;  $p_{з0} = -18$  дБп.

Параметри каналів (трактів) наведемо в табл. 1.1 і 1.2, де  $L$  – нормована довжина каналу (тракту) передавання.

Таблиця 1.1 – Параметри типових первинних сигналів

Сигнал	$F_{сн}$ , кГц	$F_{св}$ , кГц	$D_c$ , дБ	$A_z$ , дБ	$I_c$ , кбіт/с
Телефонний (мовний)	0,3	3,4	40	21	8
Звукомовлення (I класу)	0,05	10	65	48	180
Факсимільний при $n=120$ ряд/с					
півтоновий	0	1,465	24	35	1,17
штриховий	0	1,465	-	35	2,93
Телевізійний	0	6000	40	57	$80 \cdot 10^3$
Передавання даних	0	0,5	-	20	500

Комплексний аналіз властивостей первинних сигналів та типових каналів і трактів дозволяє зробити такі висновки.

1. Тільки один з первинних аналогових сигналів придатний для безпосереднього передавання типовим аналоговим каналом – телефонний сиг-

нал каналом ТЧ. Інші сигнали потребують додаткових перетворень, оскільки граничні частоти спектра первинних сигналів не збігаються з граничними частотами смуги пропускання типових каналів (трактів).

2. Граничні можливості типових каналів передавання відносно первинних сигналів можна оцінювати, порівнюючи значення пропускної здатності каналу та інформаційної продуктивності сигналу. Якщо  $C_k \gg I_c$ , то цим каналом може бути передано декілька первинних сигналів.

Таблиця 1.2 – Параметри типових аналогових трактів

Параметр	Передгруповий	Первинний	Вторинний	Третинний
Межі ефективного передавання смуги частот, кГц	12,3–23,4	60,6–107,7	312,3–551,4	812,6–2043
Вихідний і вхідний опір, Ом	600	150	75	75
Номінальні вимірювальні рівні на вх/вих, дБп	$\frac{-36}{-14}$	$\frac{-36}{-23}$	$\frac{-36}{-23}$	$\frac{-36}{-23}$
Залишкове згасання, дБ	-22	-13	-13	-13
Нерівномірність частотної характеристики згасання, дБ	0,87	0,87	0,87	0,5
Середня потужність сигналу, мкВт	96	348	1920	9600
Допустима потужність завад ( $L = 25 \cdot 10^3$ км), мкВт	0,8	3,16	16	80
Пропускна здатність ( $L=25 \cdot 10^3$ км), Мбіт/с	0,082	0,336	1,68	8,5

Основні параметри типових цифрових трактів наведені в табл. 1.3, де варіанти під номерами 1–4 відповідають цифровим трактам європейської плезіохронної цифрової ієрархії (PDH), а варіанти 5–7 – міжнародної синхронної цифрової ієрархії (SDH). Крім номінальної швидкості передавання в табл. 1.3 наведені номінальні значення амплітуди і тривалості символу логічної одиниці на вхідному/вихідному опорі, який може бути симетричним (сим.) або несиметричним (н/сим.).

Для повної характеристики цифрових трактів вказують також структуру відповідного цифрового сигналу на вході/виході тракту, трафарет (поле допуску) для допустимої форми імпульсу, лінійний код передавання, за

допомогою якого забезпечується погоджене з'єднання цифрових трактів різних рівнів.

Таблиця 1.3 – Параметри типових цифрових трактів

Цифровий тракт	Швидкість передавання, кбіт/с	Вхідний/вихідний опір, Ом	Амплітуда імпульсу, В	Тривалість імпульсу, нс	Еквівалентне число ОЦК
<b><i>PDH</i></b>					
1. Первинний	2048	120 (сим.)	3,00	244	30
2. Вторинний	8448	75 (н/сим.)	2,37	59	120
3. Третинний	34368	75 (н/сим.)	1,00	14,55	480
4. Четвертинний	139264	75 (н/сим.)	0,55	3,59	1920
<b><i>SDH</i></b>					
5. Первинний	155520	75 (н/сим.)	0,55	3,216	1×1920* (63×30; 3×480)
6. Вторинний	622080	75 (н/сим.)	0,55	0,804	4×1920*
7. Третинний	2488320	75 (н/сим.)	0,55	0,201	16×1920*
8. Основний цифровий канал	64	120 (сим.)	1,00	7800	1

Пропускна здатність цифрових трактів часто характеризують числом еквівалентних основних цифрових каналів (ОЦК). Кожен ОЦК (позиція 8 в табл. 1.3) забезпечує передавання одного основного цифрового сигналу – аналогового телефонного сигналу в цифровій формі з нормалізованими параметрами. Знак \* в табл. 1.3 вказує на те, що первинний цифровий тракт *SDH* еквівалентний або одному четвертинному, або трьом третинним, або 63 первинним трактам *PDH*.

### Контрольні запитання

1. Що таке канал тональної частоти та односторонній канал?
2. Перерахувати та дати означення основних характеристик і параметрів каналу зв'язку, що розглядалися в роботі.
3. Дати означення рівнів передавання та написати формули для їх визначення.
4. Яка розмірність рівнів передавання?
5. Як визначити еталонні величини, необхідні для розрахунків абсолютних рівнів передавання?
6. Навести основні параметри типових цифрових каналів
7. Скільки ОЦК можна помістити у первинному каналі *SDH*? [1-5].

## 2 МЕРЕЖІ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

### 2.1 Основні показники мережі зв'язку

До побудови Єдиної взаємозв'язаної мережі зв'язку України висувається низка вимог. Серед них слід виділити дві, які обов'язково мають бути виконані. Вони повинні бути основою для об'єднання мереж: економічність побудови мереж і надійність доставки інформації.

Економічність означає, що капітальні та експлуатаційні витрати мають бути мінімальними за умови виконання мережею функції передавання та розподілення інформаційних потоків, які надходять від споживачів. Слід зважити, що функцією сучасної телекомунікаційної мережі є також надання різних інформаційних послуг.

Надійність мережі означає, що інформаційні потоки, які надходять від споживачів, можуть проходити мережами із заданою ймовірністю доставки до місця призначення при будь-яких пошкодженнях мережі.

### 2.2 Первинні та вторинні мережі

При побудові єдиної мережі виділяється сукупність мережних вузлів, мережних станцій і ліній передачі, що утворюють мережу типових каналів передавання і типових лінійних трактів, названу первинною мережею. Ця мережа, що містить відповідні пристрої керування й експлуатації, є „скелетом” загальної мережі, канали якої використовуються для створення різних вторинних мереж.

Виходячи з особливостей організації експлуатаційного процесу, а також зі сформованої структури адміністративно-технічного керування, первинна мережа за територіальним принципом поділяється на магістральну, внутрішньозонові і місцеві первинні мережі. Місцеві первинні мережі сільського району є сукупністю каналів, що з'єднують вузли та станції сільського району один з одним і з абонентами. Аналогічно місцеві первинні мережі міст забезпечують можливість організації каналів між усіма типами станцій і вузлів цих мереж, а також між абонентами та станціями.

Мережа зв'язку, побудована на базі каналів первинної мережі, називається вторинною мережею. Таких вторинних мереж може бути багато. Вторинні мережі розрізняють:

- за типом повідомлення – телефонні, телеграфні, передавання даних, цифрові мережі інтегрального обслуговування, комп'ютерні тощо;
- за категорією абонентів – загального користування, відомчі;
- за швидкістю передавання повідомлень – низько-, середньо- та високошвидкісні;
- за розміром мережі – глобальні, локальні;



- за типом структури – ієрархічні, неієрархічні;
- за способом керування – з централізованим та децентралізованим керуванням;
- за способом комутації – з довгостроковою та оперативною комутацією.

У свою чергу, мережі з оперативною комутацією поділяються на мережі з гібридною комутацією (ГК), мережі з комутацією пакетів (КП), каналів (КК) і повідомлень (Кп). Мережі з КП поділяються на дейтаграмні (КП-Д) та віртуальні (КП-В).

Розвиток мереж електров'язку сприяв їх інтенсивній цифровізації та інтеграції, а процес цифровізації – можливості об'єднання вторинних мереж у цифрову мережу інтегрального обслуговування (ЦМІО), де в єдиній цифровій формі передаються мова, дані, зображення. Більше того, процес цифровізації сприяв інтеграції систем передавання і комутації, тобто інтеграції первинної та вторинної мереж у єдину транспортну мережу. Саме тому сучасну телекомунікаційну мережу будемо розглядати не за існуючою класифікацією (первинна і вторинна мережі), а поділяючи її на мережу доступу, транспортну мережу і надбудову, за допомогою якої надаються різні інформаційні послуги.

### 2.3 Основні структури мереж зв'язку

При вивченні процесів функціонування телекомунікаційних мереж увага концентрується на тих властивостях і характеристиках складної системи, що змінюються з часом. Аналізуючи структуру інформаційних мереж, насамперед цікавляться властивостями та характеристиками цих складних систем, що не залежать від часу і зберігаються постійними, незмінними на всьому проміжку функціонування чи значної його частини.

Проте структурні та функціональні властивості тісно пов'язані між собою. Навіть добре вивчивши закони функціонування окремих елементів, але не знаючи структури системи, не можна уявити її як єдине ціле, отже, зрозуміти, як вона функціонує. Так само, не дізнавшись хоча б про загальні закони функціонування системи, неможливо визначити її структуру. Таким чином, аналіз функціонування та вивчення структури взаємозалежні, доповнюють один одного.

Вивчаючи загальні структурні властивості мережі зі стаціонарними пунктами, звичайно, користуються поданням її у вигляді графа

$$G = \{A, B\}, \quad (2.1)$$

де  $A = \{a_1, \dots, a_N\}$  – сукупність вузлів графа – пунктів (вузлів) мережі;

$B = \{b_{ij}\}$  – множина ребер графа між вершинами  $a_i$  й  $a_j$ , що відповідають лініям чи пучкам каналів між відповідними вузлами.

Залежно від властивостей каналів ребра можуть бути спрямованими і неспрямованими. Для різних кількісних оцінок кожному ребру може бути приписана деяка вага, що характеризує властивість ребра як елемента шляху передавання інформації. Такою вагою найчастіше є довжина ребра, пропускна спроможність, надійність, і т. і. Вузлам графа також можуть бути приписані вага (наприклад, пропускна спроможність) чи функції, що показують, наприклад, перетворення потоків, що проходять через вузол. Число ребер, інцидентних вузлу (вхідних чи вихідних з нього), називають рангом вузла  $r(a)$ . Вузол рангу 1 є тупиковим, через нього не можуть проходити ніякі шляхи. Вузли, з'єднані ребром, називають суміжними.

Зупинимось на типових структурах мереж (рис. 2.1).

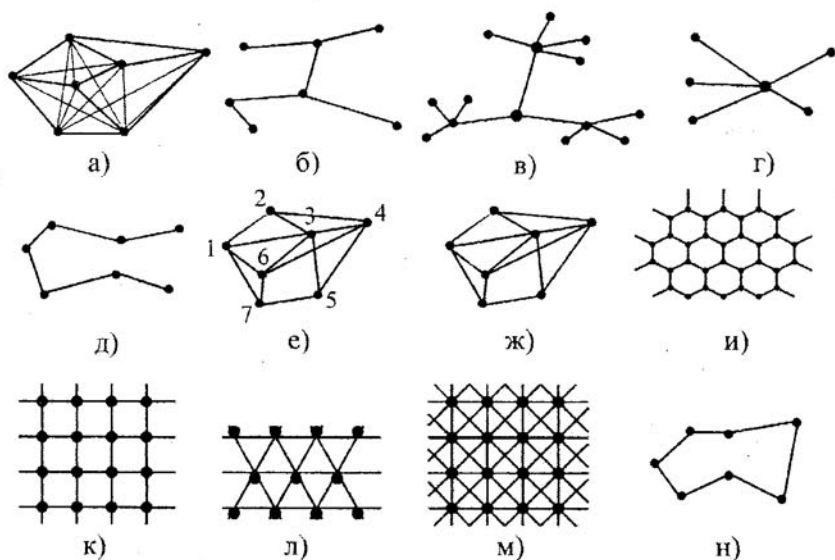


Рисунок 2.1 – Види структур телекомунікаційних мереж

Повнозв'язна (рис. 2.1, а) – з'єднання вузлів за принципом „кожний з кожним”. У такій мережі з  $N$  вузлами число ребер дорівнює  $N(N-1)/2$ .

Деревоподібна (рис. 2.1, б) – між кожною парою вузлів може бути тільки один шлях. Число ребер у такій мережі дорівнює  $N-1$ . Окремими випадками деревоподібної мережі є вузлова мережа (рис. 2.1, в) з ієрархічною побудовою і супідрядністю вузлів, зіркоподібна (рис. 2.1, г) з одним вузлом і лінійна (рис. 2.1, д).

Сітка – сіткоподібна мережа (рис. 2.1, е–м), у якій кожний вузол є суміжним тільки з невеликим числом інших вузлів, звичайно, найближчих або таких, що мають більшу вагу. Планарну сітку можна зобразити на

площині без перетинання ребер (на рис. 2.1, е ребра 3–5 і 6–4 перетинаються, але можуть бути зображені й без перетину). Непланарну сітку не можна зобразити без перетинання ребер (рис. 2.1, ж). Окремим випадком сітки є петльова (шлейфова, кільцева) мережа (рис. 2.1, н), число ребер якої дорівнює  $N$ .

Серед сіткоподібних структур можна виділити ряд „регулярних” структур з рівномірним розподіленням пунктів (вузлів) за територією й однотипними з’єднаннями між сусідніми вузлами. До них насамперед належать структури, у кожному пункті яких (крім розташованих по краях мережі) сходяться три ребра („стільникова” структура, рис. 2.1, и), чотири ребра („гратки”, рис. 2.1, к), шість (рис. 2.1, л) і вісім ребер („подвійні гратки”, рис. 2.1, м), тобто такі, ранг яких  $r=3; 4; 6; 8$ . При великій кількості вузлів  $N$  у таких мережах число ребер приблизно дорівнює  $rN/2$ . На мережі з вузлами різного рангу число ребер дорівнює  $\frac{1}{2} \sum_{r_i=1}^{N-1} r_i N_i$ , де  $N_i$  – число вузлів

рангу  $r_i$ , причому  $\sum N_i = N$ . Реальна мережа, як правило, містить ділянки з різними структурами.

Вибір структури мережі визначається насамперед економічними міркуваннями і вимогами її до надійності та роботоздатності.

### Контрольні запитання

1. Сформулювати основні критерії якості Єдиної взаємозв’язаної мережі зв’язку України.
2. Що розуміють під надійністю мережі зв’язку?
3. Дати означення поняття структури мережі.
4. Виконати порівняльний аналіз первинної та вторинної мережі зв’язку.
5. Навести основні типи вторинних мереж зв’язку, що використовуються в Україні.
6. Які основні структури мереж використовуються найчастіше?
7. Виконати порівняльний аналіз повнозв’язної та шлейфової структури мережі зв’язку.
8. Чому мережі рухомого зв’язку будують за стільниковим принципом? [1, 6-8].

## 3 АНАЛОГОВІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

### 3.1 Формування та передавання каналних сигналів в аналогових СП

В аналогових системах здійснюється передавання неперервних сигналів, які можуть приймати нескінченну множину значень за скінченний інтервал часу. Для організації в одній лінії зв'язку великої кількості каналів в таких системах використовують, як правило, метод частотного розділення каналів (ЧРК), при якому сигнали від різних джерел розміщуються в частотних смугах, що не перекриваються. Для цієї мети можна використовувати різні види модуляції – амплітудну, частотну або фазову. Для більш ефективного використання лінійних споруд бажано у заданій смузі частот розмістити якомога більше каналів, тобто спектр частот, що відводиться для сигналу одного каналу, має бути якомога вузким.

Амплітудна модуляція (АМ) характеризується найвузким спектром модульованого сигналу, який складається з носійного коливання і двох бічних смуг частот. З цієї причини в СП з ЧРК в переважній більшості випадків використовується АМ. Модуляція носійної первинним сигналом здійснюється в модуляторі, на який подається сигнал від джерела повідомлення і носійне коливання. Число таких модуляторів дорівнює числу каналів в системі передавання, тобто модулятори є індивідуальними пристроями, на виході яких формуються каналні сигнали.

Передавання каналного сигналу, що містить носійне коливання і дві бічні смуги частот, є нераціональним, тому що ширина спектра вихідного сигналу  $\Delta F_k$  у два рази ширша, ніж спектр вихідного (первинного) сигналу  $\Delta F_c$ . У сучасних СП з ЧРК використовують метод передавання однієї бічної смуги частот (ОБС) без носійного коливання. На виході модулятора М (рис. 3.1) використовується смуговий фільтр СФ, який подавляє верхню (або нижню) бокову смугу частот. Носійне коливання в основному подавляється в самому модуляторі. Сукупність модулятора та фільтра називають перетворювачем частоти. При використанні методу ОБС спектри первинного і каналного сигналів мають однакову ширину, тобто  $\Delta F_k = \Delta F_c$ . Очевидно, що у порівнянні з передаванням повного АМ-сигналу метод ОБС дозволяє вдвічі збільшити число каналів у заданій смузі частот.

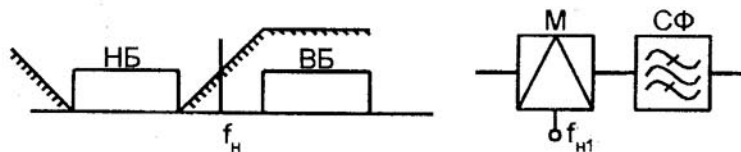


Рисунок 3.1 – Метод передавання однієї бічної смуги частот

Однак застосування методу ОБС призводить до ускладнення приймальної частини аналогової СП, тому що необхідно відновити носійне коливання на приймальній станції. Частота цього коливання має збігатися з частотою носійного коливання на передавальній станції. Якщо частота первинного сигналу дорівнює  $F_c$ , то при передаванні повного АМ-сигналу на вхід демодулятора потрапляють складові з частотами  $f_n, f_n + F_c$  і  $f_n - F_c$ . На виході демодулятора з'являються коливання сумарно-різницевої частоти  $f_n + F_c - f_n = F_c$ ;  $f_n + F_c + f_n = 2f_n + F_c$ ;  $f_n - F_c + f_n = 2f_n - F_c$ . За допомогою фільтра нижніх частот, ввімкненого на виході демодулятора, можна виділити вихідний сигнал з частотою  $F_c$  і подавати всі інші складові. При передаванні однієї бічної частоти, наприклад  $f_n + F_c$ , для отримання вихідного сигналу з частотою  $F_c$  на демодулятор необхідно подати носійне коливання з частотою  $f_n$ , яке в сигналі, що приймається, відсутнє. Тому таке коливання потрібно синтезувати на приймальній частині.

У передавальній і приймальній станціях аналогової СП встановлюються пристрої перетворення первинних сигналів – модулятори та демодулятори і смугові фільтри, що забезпечують подавлення смуги частот, що не використовується і виділення бічної смуги даного каналу зі спектра групового сигналу. Структурна схема аналогової СП з ЧРК показана на рис. 3.2.

У схемі на вході індивідуальних модуляторів кожного з  $N$  каналів подаються носійні коливання з частотами  $f_{n1}, f_{n2}, \dots, f_{nN}$ . Смугові каналні фільтри  $КФ_1, КФ_2, \dots, КФ_N$  виділяють відповідні бічні смуги частот. Ширина смуги пропускання каналного фільтра визначає смугу частот даного каналу. Виходи фільтрів кожного каналу з'єднуються, і в точці з'єднання утворюється багатоканальний (груповий) сигнал.

Груповий сигнал, що передається в лінію необхідно попередньо підсилити, тому що модулятори та фільтри послаблюють сигнали кожного каналу, а отже, і зменшують потужність групового сигналу. Підсилення групового сигналу здійснюється підсилювачем передавання.

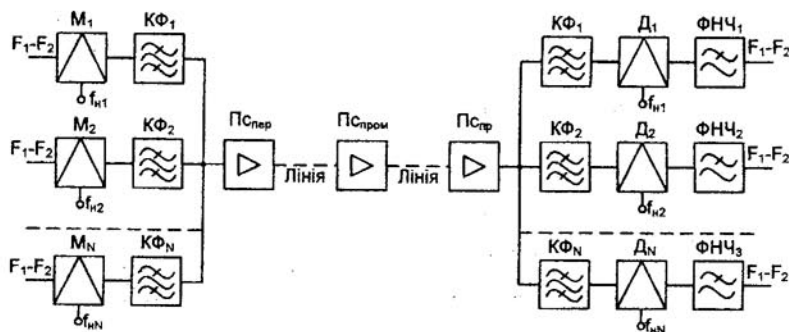


Рисунок 3.2 – Структурна схема аналогової СП

На приймальній стороні груповий сигнал підсилюється за допомогою підсилювача приймання та розділяється на канальні сигнали за допомогою фільтрів  $K\Phi_1, \dots, K\Phi_N$ , смуги пропускання яких збігаються зі смугами пропускання відповідних фільтрів передавальної частини. Виділений фільтром сигнал даного каналу демодулюється у демодуляторі  $D$ , на виході якого фільтром нижніх частот ФНЧ виділяється первинний сигнал. На входи демодуляторів  $D_1, \dots, D_N$  подаються носійні коливання з частотами  $f_{n1}, \dots, f_{nN}$ , які забезпечують можливість виділення первинних сигналів з односмугових сигналів, що подаються на входи демодуляторів.

Сукупність модулаторів, демодуляторів, канальних фільтрів, підсилювачів передавання та приймання утворюють кінцеві станції СП.

Потужність групового сигналу, що передається з кінцевої станції лінії зв'язку, на приймальній частині зменшується, тому що лінія вносить згасання, величина якого залежить від протяжності лінії, її типу і максимальної частоти лінійного спектра системи передавання. Якщо з виходу підсилювача передається сигнал одного каналу з рівнем  $P_{nep}$ , то на вході кінцевої станції приймання цей рівень зменшується і стає рівним

$$P_{np} = P_{nep} - \alpha l, \quad (3.1)$$

де  $l$  – протяжність лінії передачі;

$\alpha$  – коефіцієнт згасання лінії.

Відповідно потужність сигналу на вході кінцевої станції приймання

$$P_{np} = 10^{0,1P_{nep}} = 10^{0,1P_{nep}} \cdot 10^{-0,1\alpha l}, \quad (3.2)$$

тобто, порівняно з потужністю сигналу на передавальній частині потужність сигналу на приймальній зменшується в  $10^{0,1\alpha l}$  разів. Для того, щоб компенсувати це зменшення потужності, можна збільшити на  $\alpha l$  дБ підсилення підсилювача передавання, відповідно збільшивши на таку ж величину рівень передавання. Однак потужність сигналу на виході підсилювача передавання виявляється при цьому дуже великою.

Іншим шляхом компенсації згасання лінії зв'язку є застосування одного підсилювача приймання, що встановлюється на вході кінцевої приймальної станції. Однак рівень сигналу на вході такого підсилювача виявиться нижчим рівня завад, які завжди присутні в лінії зв'язку.

Найбільш раціональним рішенням є рівномірне розміщення вздовж лінії передачі проміжних підсилювачів (див. рис. 3.2). Такі підсилювачі встановлюються на підсилювальних станціях і компенсують згасання ділянки лінії, яка передувє їм. Частина лінії між двома сусідніми підсилювальними станціями називається підсилювальною ділянкою.

Число каналів, утворених за допомогою СП, визначається спектром частот групового сигналу, який може бути переданий лінією зв'язку. Максимальна частота лінійного спектра СП визначається типом лінії зв'язку і те-

хніко-економічними міркуваннями. Для СП на основі повітряних ліній ця частота дорівнює 150 кГц, тому що на вищих частотах великий вплив чинять завади від радіостанцій довгохвильового діапазону.

У СП на основі симетричного кабелю максимальна частота лінійного спектра обмежена величиною 250 кГц. На вищих частотах збільшується взаємний вплив між парами кабелю. Для порівняно коротких ліній максимальна частота може бути збільшена до 1 МГц, тому що перехідне згасання між колами зі зменшенням протяжності лінії зв'язку збільшується.

При використанні коаксіального кабелю максимальна частота лінійного спектра визначається виключно міркуваннями економічної ефективності, зокрема прагненням зменшити вартість одного канало-кілометра при забезпеченні заданої кількості каналів. У СП на основі коаксіального кабелю максимальна частота лінійного спектра складає 60 МГц і більше.

### 3.2 Двосторонні канали передавання

Канали, утворенні за допомогою аналогової СП за схемою рис. 3.2, є односторонніми, тобто передавання сигналів такими каналами здійснюється в одному напрямку. Це визначається тим, що підсилювачі, які встановлюються на кінцевих і підсилювальних станціях, підсилюють сигнали тільки в одному напрямку. При передаванні широкосмугових сигналів односторонні канали можна використовувати, тому що на одному кінці каналу постійно ввімкнено передавальний пристрій, а на іншому – приймальний. При необхідності передавання цих сигналів у зворотному напрямку організують другий односторонній канал передавання. Передавання сигналів цими незалежними каналами можна здійснювати одночасно.

На місцевих телефонних мережах для організації двостороннього зв'язку між абонентами найчастіше використовують двопровідні фізичні кола. Для організації двостороннього зв'язку використовують два зустрічних канали. При цьому виникає необхідність з'єднання чотирипровідного кінцевого блока двостороннього каналу багатоканальної системи з двопровідним локальним зв'язком. Це з'єднання здійснюється за допомогою спеціальних перехідних пристроїв (ПП) як показано на рис. 3.3. З рисунку видно, що при побудові двостороннього каналу утворюється коло зворотного зв'язку  $c-b-c'-b'-c$ , від чого може виникнути самозбудження. Щоб уникнути цього, необхідно забезпечити достатньо велике згасання ПП в напрямках  $c-b$  і  $c'-b'$ , тобто, "розв'язати" напрямок передавання та приймання чотирипровідної частини каналу. Разом з тим в напрямках  $a-c$ ,  $c'-a'$ ,  $a'-b'$  і  $c-a$ , в яких передаються сигнали зв'язку, згасання ПП повинно бути невеликим. Ці вимоги виконуються розв'язувальними пристроями (РП), що входять до складу ПП. Крім того, ПП повинен забезпечити узго-

дження вхідних опорів та рівнів передачі дво- і чотирипроводової частин двостороннього каналу.

Розв'язувальний пристрій є шестиполосником ( $2 \times 3$  – полюсник), умовні позначення якого наведені теж на рис. 3.3. Напрямами пропускання РП називають шляхи передавання сигналів з малим згасанням, напрямком розв'язки (затримки) – шляхи з великим згасанням. Напрямок пропускання знаходиться між полюсами  $a - b$  і  $c - a$ , а напрямком розв'язки – між полюсами  $c - b$ . Ідеальним є такий РП, у якого в частотному та динамічному діапазонах сигналів, що передаються, виконуються такі умови:

- відсутнє згасання в напрямках пропускання, тобто,  $\alpha_{ab} = \alpha_{ca} = 0$ ;
- нескінченно велике згасання в напрямку розв'язки, тобто,  $\alpha_{cb} = \infty$ ;
- вхідні опори на полюсах узгоджені з навантажувальними опорами.

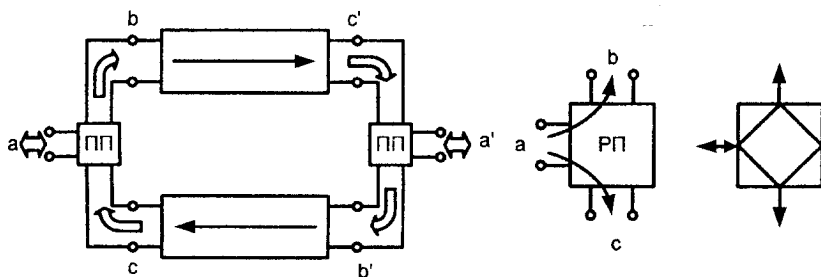


Рисунок 3.3 – Структура двостороннього каналу з двопроводовим закінченням

Можна навести досить багато схем, які задовольняють дані умови. Ці схеми розбиваються на такі три групи:

- лінійні РП на пасивних елементах з незмінними в часі параметрами;
- лінійні РП, в схеми яких увімкнено активні елементи з незмінними в часі параметрами;
- параметричні РП, в схеми яких увімкнені елементи зі змінними в часі параметрами.

Розв'язувальний пристрій називається зворотним, якщо виконується умова:

$$\alpha_{ab} = \alpha_{ba} = \alpha_{ac} = \alpha_{ca} = \alpha_{bc} = \alpha_{cb}. \quad (3.3)$$

В протилежному випадку РП називається незворотним. До зворотних відносяться лінійні пасивні РП. Розглянемо деякі типи розв'язувальних пристроїв.

Диференціальний РП є зрівноваженим мостом (рис. 3.4). В одне з плеч моста вмикають „двопроводову частину” каналу, три інших створюють з допоміжних опорів, а в діагоналі вмикають кола передавання та приймання



„чотирипроводову частини” двостороннього каналу. Підбираючи опори одного з допоміжних резисторів, зрівноважують міст і таким чином створюють велике згасання між напрямками передавання та приймання. В апаратурі багатоканального зв'язку використовують мостові РП двох типів – резисторні (рис. 3.4, а) та трансформаторні (рис. 3.4, б).

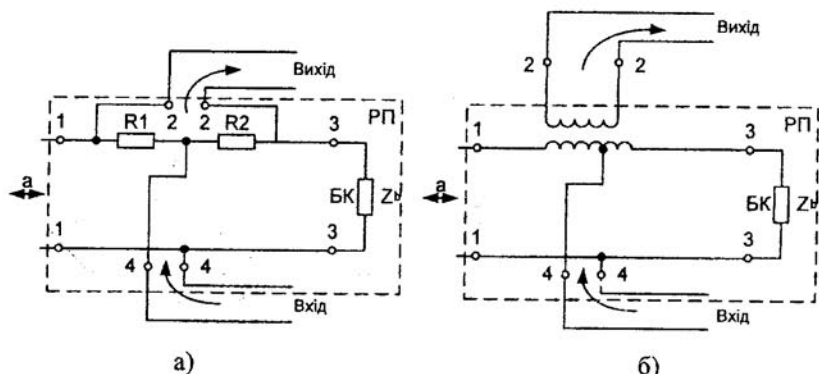


Рисунок 3.4 – Диференціальні (мостові) РП

Проаналізуємо трансформаторний РП. Для спрощення аналізу припустимо, що диференціальний трансформатор ДТ ідеальний, тобто, активні опори обмоток дорівнюють нулю, а індуктивності нескінченно великі. Введемо позначення для коефіцієнтів трансформації:

$$n = \frac{\omega'_1 + \omega'_2}{\omega_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}; \quad m = \frac{\omega''_1}{\omega'_1}. \quad (3.4)$$

Якщо  $m \neq 1$  РП називають нерівноплечим. В апаратурі в більшості випадків встановлюють рівноплечі РП ( $m=1$ ). Розв'язувальний пристрій називається зрівноваженим (збалансованим), якщо згасання в напрямку 4–2 нескінченно велике  $\alpha_{42} = \infty$ . Знайдемо опір  $Z_b$ , при якому виконується ця умова. Для цього під'єднаємо джерело енергії  $G_c$  з внутрішнім опором  $Z_c$  до полюсів 4–4; а полюси 1–1 і 2–2 навантажимо опорами  $Z_a$  і  $Z_b$ . Електрорушійна сила (ЕРС), що наводиться у вторинній обмотці трансформатора, пропорційна результуючій магніторушійній силі (МРС) первинної обмотки. Напрямок струмів  $I_1$  і  $I_3$  протилежні, тому результуюча МРС первинної обмотки дорівнює:  $I_1 \omega'_1 - I_3 \omega''_1$ . Звідки при  $I_1 \omega'_1 = I_3 \omega''_1$  напруга між полюсами 2–2 буде відсутня,  $P_2 = 0$  та  $\alpha_{42} = \infty$ . Але

$$I_1 = \frac{U_{44}}{Z_a}, \quad I_3 = \frac{U_{44}}{Z_b}, \quad (3.5)$$

де  $U_{44}$  – напруга на полюсах 4 – 4. Таким чином, РП буде збалансованим, якщо:

$$\frac{U_{44}}{Z_a} \omega_1' = \frac{U_{44}}{Z_b} \omega_1'' \quad (3.6)$$

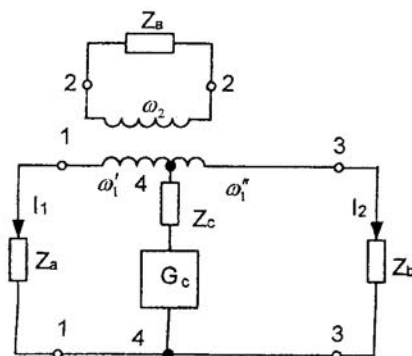


Рисунок 3.5 – Передавання сигналу від полюсів 4 – 4

Звідси умова рівноваги може бути записана так:

$$Z_b = mZ_a \quad (3.7)$$

Двополюсник, що під'єднується до клем 3 – 3 та забезпечує рівновагу РП, називається балансним контуром. Знайдемо тепер вхідний опір РП зі сторони полюсів 4 – 4 ( $Z_{44}$ ). Оскільки у зрівноваженому РП енергія від полюсів 4 – 4 до полюсів 2 – 2 не передається, то опори  $Z_a$  та  $Z_b$  виявляються ввімкнутими паралельно відносно полюсів 4 – 4. Тому

$$Z_{44} = \frac{Z_a Z_b}{Z_a + Z_b} \quad (3.8)$$

звідки отримаємо:

$$Z_{44} = Z_a \frac{m}{m+1} \quad (3.9)$$

Якщо опір резистора  $Z_c$ , під'єданого до полюсів 4 – 4, вибрати рівним цій величині, то на полюсах приймання ( тобто, полюсах 4 – 4 ) буде забезпечено узгодження РП з навантаженням.

Знайдемо вирази, з допомогою яких можна знайти робоче згасання в напрямках 4 – 1 ( $\alpha_{41}$ ) та 4 – 3 ( $\alpha_{43}$ ). Зважаючи на те, що схема, яка розглядається є зворотна, то  $\alpha_{41} = \alpha_{44}$  і  $\alpha_{43} = \alpha_{34}$  при  $Z_c = Z_{44}$  (узгоджене ввімкнення джерела),  $A_{41} = 101g(P_{44}/P_{41})$  та  $\alpha_{43} = 101g(P_{44}/P_{43})$ , де  $P_{41}$ ,  $P_{43}$ ,  $P_{44}$  –

потужності на опорах  $Z_a$ ,  $Z_b$ ,  $Z_{44}$ . Оскільки опори  $Z_a$  і  $Z_b$  увімкнено паралельно відносно полюсів 4 – 4, то  $P_{41} = U_{44}^2/Z_a$ ,  $P_{43} = U_{44}^2/Z_b$  та  $P_{44} = U_{44}^2/Z_{44}$ .

Беручи до уваги формули (3.7) та (3.8), маємо:

$$\alpha_{41} = \alpha_{14} = 10 \lg \left[ \frac{1+m}{m} \right], \quad (3.10)$$

$$\alpha_{43} = \alpha_{34} = 10 \lg(1+m). \quad (3.11)$$

Для випадку, коли джерело енергії з внутрішнім опором  $Z_b$  підімкнено до полюсів 2 – 2 і РП зрівноважений  $Z_b = mZ_a$  (рис. 3.6). Нехай  $Z_{22}$  – вхідний опір РП у напрямках 2 – 1 та 2 – 3. В схемі рис. 3.6 виконується умова рівноваги, тобто  $\alpha_{24} = \alpha_{42} = \infty$ , а різниця потенціалів між полюсами 4 – 4 дорівнює нулю. Опори  $Z_a$  і  $Z_b$  увімкнені послідовно відносно первинної обмотки трансформатора, тому  $Z_{22} = (Z_a + Z_b) \frac{1}{n^2}$ . З урахуванням (3.7) отримаємо:

$$Z_{22} = Z_a \frac{1+m}{n^2}. \quad (3.12)$$

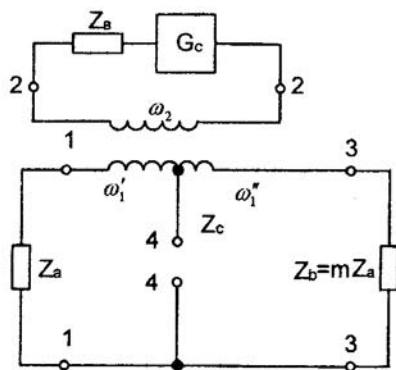


Рисунок 3.6 – Передавання сигналу від полюсів 2 – 2

На полюсах 2 – 2 РП буде узгоджений з навантаженням при  $Z_b = Z_{22}$ .

Для визначення робочих згасань  $\alpha_{21}$  і  $\alpha_{23}$ , допускається, що внутрішній опір генератора  $Z_b$  узгоджено з вхідним опором  $Z_{22}$ . Тоді  $\alpha_{21} = 10 \lg \frac{P_{22}}{P_{21}}$  та

$\alpha_{23} = 10 \lg \frac{P_{22}}{P_{23}}$ , де  $P_{22}$  і  $P_{23}$  – потужності на опорах  $Z_a$ ,  $Z_{22}$  і  $Z_b$ . Зі схеми на рис. 3.6 видно, що

$$P_{22} = \frac{U_{22}^2}{Z_{22}}, P_{21} = \left( \frac{U_{22}n}{Z_a + Z_b} \right)^2 Z_a \quad (3.13)$$

та

$$P_{23} = \left( \frac{U_{22}n}{Z_a + Z_b} \right). \quad (3.14)$$

Враховуючи вирази (3.11) і (3.12), після перетворень, отримаємо:

$$\alpha_{21} = \alpha_{12} = 10 \lg(1+m), \quad (3.15)$$

$$\alpha_{23} = \alpha_{32} = 10 \lg \frac{1+m}{m}. \quad (3.16)$$

Перейдемо до розрахунку випадку, коли генератор з внутрішнім опором  $Z_a$  під'єднано до полюсів 1-1 (рис. 3.7). РП – зрівноважений, тобто,  $Z_b = mZ_a$  та на полюсах 2-2 і 4-4 навантаження під'єднано узгоджено. Згасання  $\alpha_{21}$  і  $\alpha_{14}$ , визначаються згідно з (3.10) і (3.15). Залишається знайти вирази, що визначають робоче згасання  $\alpha_{13}$ , в напрямку 1-3 і вхідний опір РП зі сторони полюсів 1-1. Очевидно,  $\alpha_{13} = 10 \lg \frac{P_{11}}{P_{13}}$ , де  $P_{11}$  – потужність

генератора  $G_c$  на вході 1-1;  $P_{13}$  – потужність, що споживається від джерела  $G_c$  опором  $Z_b$ . Але  $P_{11} = P_{12} + P_{14} + P_{23}$ , де  $P_{12}$ ,  $P_{14}$  – потужності джерела  $G_c$  на опорах  $Z_b$  і  $Z_c$ , причому

$$P_{12} = P_{11} \cdot 10^{-0,1\alpha_{12}}, \quad P_{14} = P_{11} \cdot 10^{-0,1\alpha_{14}}. \quad (3.17)$$

Підставивши в ці формули  $\alpha_{12}$  і  $\alpha_{14}$  із виразів (3.9) і (3.15), отримаємо,

що  $P_{12} = \frac{P_{11}}{1+m}$ ;  $P_{14} = \frac{P_{11}m}{1+m}$ , звідки  $P_{12} + P_{14} = P_{11}$  та  $P_{13} = 0$ . Тому

$$\alpha_{13} = \alpha_{13} = \infty. \quad (3.18)$$

Таким чином, в трансформаторному РП є два напрямки розв'язки: 4-2 та 1-3. Беручи до уваги, що  $P_{13} = 0$ , в схемі рис. 3.7 можна розімкнути полюси 3-3, не змінюючи її стану. Отримаємо схему (рис. 3.8), із якої видно, що

$$Z_{11} = Z_b \frac{\omega_1'}{\omega_2} + Z_c. \quad (3.19)$$

При узгодженому ввімкненні

$$Z_b = \frac{Z_a(1+m)}{n^2}, \quad Z_c = \frac{Z_a m}{m+1}. \quad (3.20)$$

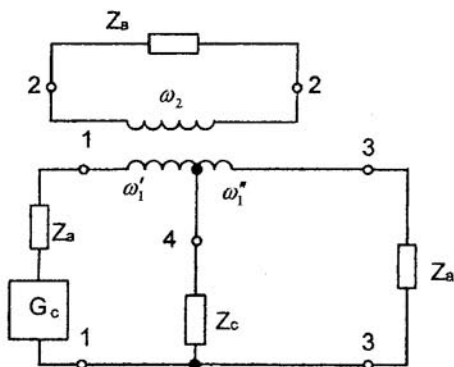


Рисунок 3.7 – Схема передавання сигналу від полюсів 1-1

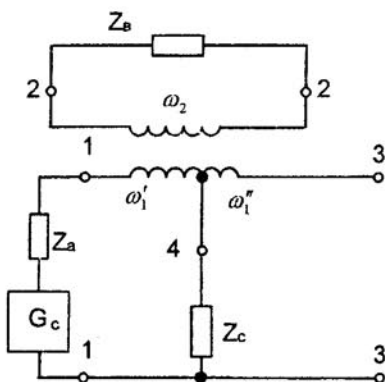


Рисунок 3.8 – Схема визначення вхідного опору

Крім того,  $\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{n}{1+m}$ , підставляючи ці вирази в (3.19), отримаємо:

$$Z_{11} = Z_a. \quad (3.21)$$

Виходячи з умов рівноваги РП, ( $Z_b = mZ_a$ ) можна також записати:

$$Z_{11} = \frac{Z_b}{m}. \quad (3.22)$$

На практиці при під'єднанні до РП реальної двопроводової лінії зв'язку опір балансного опору  $Z_b$  лише наближено дорівнює вхідному опору лінії  $Z_r$ . Опори резисторів  $Z_c$  і  $Z_b$  також неточно відповідають значенням, що визначаються за формулами (3.9) та (3.12). Таким чином, в реаль-

них умовах можна лише наблизитись до умов рівноваги. Знайдемо згасання в напрямках розв'язки 4 – 2 (2 – 4) наближено зрівноваженого РП.

Припустимо, що до полюсів 4 – 4 під'єднано генератор (рис. 3.9) та знайдемо згасання  $\alpha_{42}$ . Вхідний опір  $Z_{11} = \frac{Z_b}{m} \neq Z_n$ , отже в точках 1 – 1 не буде узгодженого ввімкнення лінії. Тому частина енергії, що надходить в ці точки від генератора, відіб'ється в сторону РП і на шляху 1 – 2, зі згасанням  $\alpha_{12}$ , надійде до навантаження  $Z_b$ . Відповідно:

$$\alpha_{42} = \alpha_{41} + \alpha_{відб1} + \alpha_{12}. \quad (3.23)$$

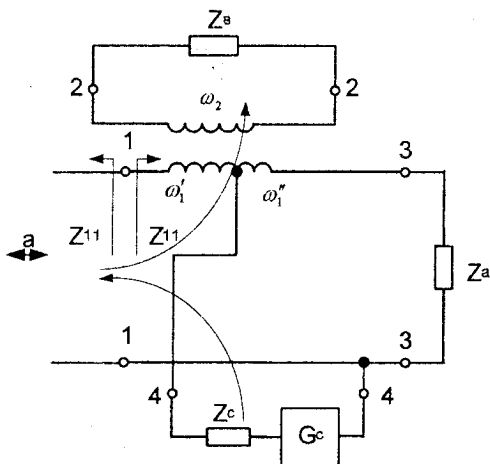


Рисунок 3.9 – Шляхи передавання сигналу в незрівноваженому РП  $Z_{11}$

### Згасання відбиття

$$\alpha_{відб1} = 20 \lg \left| \frac{Z_n + Z_{11}}{Z_n - Z_{11}} \right|. \quad (3.24)$$

Підставимо сюди  $Z_{11}$  і  $Z_b/m$  та позначимо отриману величину через  $A_e$ :

$$A_e = 20 \lg \left| \frac{mZ_n + Z_b}{mZ_n - Z_b} \right|. \quad (3.25)$$

Згасання  $A_e$  називають балансим. Підставляючи в (3.15) величини  $\alpha_{11}$  та  $\alpha_{42}$ , що визначається формулами (3.10) та (3.16), отримуємо:

$$\alpha_{42} = A_e + 10 \lg \left| \frac{(1+m)^2}{m} \right|. \quad (3.26)$$

Для рівноплечого РП  $m=1$  та  $A_{42} = A_e + 6$  дБ,

$$A_e = 20 \lg \left| \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_b} \right|. \quad (3.27)$$

На практиці балансне згасання не перевищує 25 – 30 дБ в тих випадках, коли балансний контур імітує хвильовий опір лінії. Якщо як балансний контур використовується активний опір, що дорівнює мінімальному значенню хвильового опору лінії (наприклад,  $Z_b = 600$  Ом), то балансне згасання складас, звичайно, 5 – 8 дБ. В табл. 3.1 наведено формули, які характеризують трансформаторний РП.

Таблиця 3.1 – Характеристики трансформаторного РП

Напрямок передавання	Згасання РП, дБ		Вхідний опір РП, Ом	
	$m \neq 1$	$M = 1$	$m \neq 1$	$M = 1$
1 – 2, 2 – 1	$10 \lg(1+m)$	$\sim 3$	$Z_{11} = Z_0/m$	$Z_{11} = Z_b$
2 – 3, 3 – 2	$10 \lg[(1+m)/m]$	$\sim 3$	$Z_{22} = Z_a(1+m)/n^2$	$Z_{22} = 2Z_a/n^2$
4 – 1, 4 – 1	$10 \lg[(1+m)/m]$	$\sim 3$	$Z_{44} = Z_a m/(m+1)$	$Z_{22} = Z_a/2$
4 – 2, 2 – 4 Незрівноважений РП	$A_e + 10 \lg[(1+m)^2/m]$	$\sim A_e + 6$	–	–
4 – 3, 3 – 4	$10 \lg(1+m)$	$\sim 3$	$Z_{33} = mZ_a$	$Z_{33} = Z_a$

**Резисторний РП.** Функціональна схема одного з варіантів резисторного РП наведена на рис. 3.4, б. Для випадку, коли джерело сигналу з внутрішнім опором  $Z_c$  під'єднано до полюсів 4 – 4, а полюси 1 – 1 та 2 – 2 навантажено резисторами з опорами  $Z_a$  і  $Z_c$ , схема резисторного РП показана на рис. 3.10. Пристрій називається рівноплечим при  $R_1 = R_2 = R$ . Очевидно, рівновага рівноплечого РП, тобто виконання умови  $\alpha_{42} = \alpha_{24} = \infty$ , досягається при  $Z_b = Z_a$ . Знайдемо робоче згасання рівноплечого РП в напрямках пропускання при умові, що навантаження на всіх полюсах ввімкнуте узгоджено.

Схема, що розглядається, є зворотною. Якщо вибрати опори  $R_1 = R_2 = Z_a$ , то схема буде також симетричною відносно полюсів 4 – 4 і 2 – 2, і  $\alpha_{21} = \alpha_{12} = \alpha_{14} = \alpha_{41} = \alpha_0$ . Позначимо через  $P_{44}$  потужність, що розсіюється на навантаженні, під'єднаному до полюсів 4 – 4 та через  $P_{41}$  – потужність на опори  $Z_a$ .

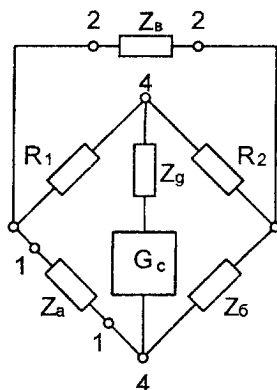


Рисунок 3.10 – Резисторний РП

Безпосередньо зі схеми рис. 3.7 видно, що  $P_{44}/P_{41} = 4$ . Отже,  $\alpha_0 = 10 \lg(P_{44}/P_{41}) \approx 6$  дБ. У симетричній схемі  $Z_{11} = Z_{22} = Z_{44} = Z_b$ . Якщо до полюсів 1 – 1 підведена двопроводова лінія з вхідним опором  $Z_A \neq Z_b$ , то РП буде незрівноваженим. Згідно з методикою аналізу трансформаторного РП, знайдемо згасання незрівноваженого РП в напрямку 4 – 2.

$$\alpha_{42} = A_e + 12, \text{ дБ}, \quad (3.28)$$

$$\text{де } A_e = 20 \lg |(Z_A + Z_b)/(Z_A - Z_b)|.$$

### 3.3 Багатократне та групове перетворення частоти

У сучасних СП використовується метод ОБС, при якому вихідний сигнал переноситься з одного діапазону частот в інший при збереженні абсолютної ширини спектра сигналу. Таке перенесення спектра можна розглядати як перетворення частоти. Воно може здійснюватись без інверсії і з інверсією бічних смуг частот (рис. 3.11).

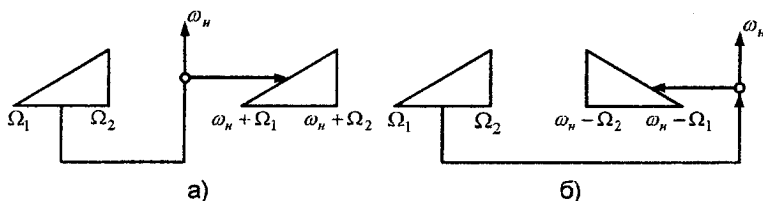


Рисунок 3.11 – Перетворення частоти без інверсії (а) та з інверсією (б)



На цих діаграмах спектр частот вихідного сигналу зображено трикутником, гострий кут якого розміщено зліва. Перетворений без інверсії сигнал має спектр, відображений таким же трикутником (рис. 3.11, а). Спектр інвертованого сигналу зображено трикутником з гострим кутом справа (рис. 3.11, б).

При перетворенні частоти перенесення спектра сигналу не обов'язково виконувати знизу вверху. Можливе і обернене перетворення, при якому спектр деякого сигналу переноситься звверху вниз. Як показано, наприклад, на діаграмах рис. 3.12. Якщо частота носійного коливання при цьому більша максимальної частоти вихідного сигналу, то здійснюється перетворення з інверсією (рис. 3.12, а). У протилежному випадку перетворений сигнал має неінвертований спектр (рис. 3.12, б).

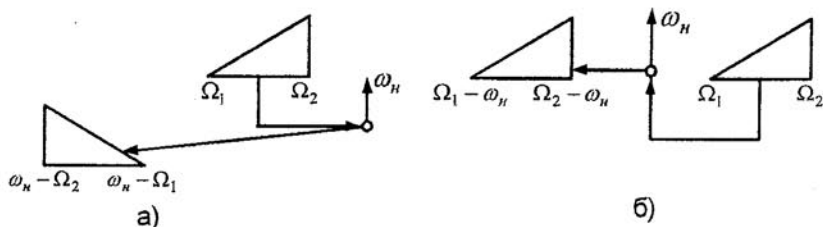


Рисунок 3.12 – Перетворення частоти з перенесенням спектра сигналу звверху вниз з інверсією (а) та без інверсії (б) бічної смуги

Метод ОБС потребує подавлення бічної смуги частот за допомогою смугових фільтрів. На місці бічної смуги одного каналу, що не використовується, передається бічна смуга частот сусіднього каналу, причому спектри цих смуг майже збігаються (рис. 3.13). Якщо бічна смуга частот, що не використовується, буде заглушена недостатньо, то в другому каналі з'явиться перехідна завада, тобто буде прослуховуватися сигнал, що передається по першому каналу. Перехідні завади практично не впливають на якість зв'язку, якщо їх рівень на 60...70 дБ нижче рівня корисного сигналу. Отже, згасання фільтра у смузі затримки  $A_{c,z}$  повинно бути на 60...70 дБ вище згасання цього у смузі пропускання  $A_{c,n}$ , тобто  $A_{c,z} - A_{c,n} \geq 60$  дБ. Перехідна область між смугами пропускання та затримки (смуга розфільтрування)  $\Delta f_p$  невелика (див. рис. 3.13) і не змінюється зі збільшенням частоти  $f_n$  носійного коливання. Для каналу ТЧ, наприклад,  $\Delta f_p = 0,6$  кГц.

Складність фільтра залежить від відносної ширини смуги розфільтрування  $\Delta f_p / \Delta f_n$ , яка зменшується зі збільшенням частоти носійного коливання. Зі зменшенням відносної смуги розфільтрування доводиться застосовувати складніші фільтри (кварцові). При великій відносній смузі розфільтрування можна використовувати простіші фільтри, які містять конденсатори та індуктивності (LC-фільтри). При вказаних вимогах до величини  $A_{c,z}$  дані фільтри можна застосовувати при  $\Delta f_p / \Delta f_n \geq 0,02 \dots 0,025$ .

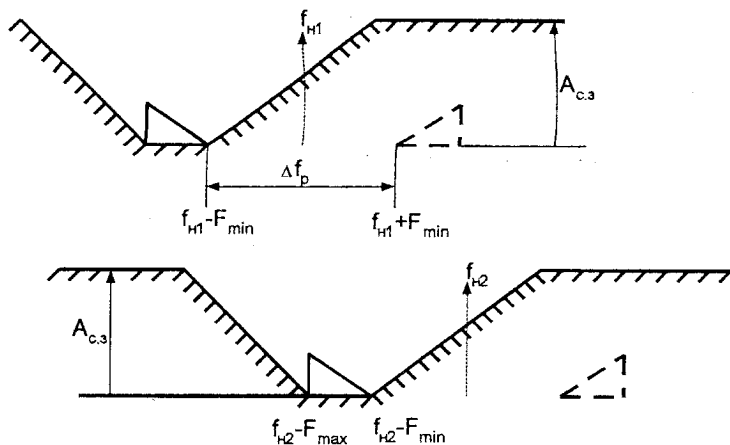


Рисунок 3.13 – Спосіб визначення необхідного ступеня заглушення бічної смуги частот, що не використовується

Якщо перетворенню піддається спектр каналу ТЧ ( $\Delta F_c = 0,6$  кГц), частота носійного коливання у випадку застосування  $LC$ -фільтрів не повинна перевищувати 30 кГц. У цьому випадку каналний сигнал утворюється за допомогою кількох ступенів перетворення. Наприклад, потрібно перенести сигнал 0,3...3,4 кГц з діапазоном частот 104,6...107,7 кГц, забезпечивши інверсію бокової смуги. Застосовуючи носійну частоту 108 кГц, можна розв'язати цю задачу однократним перетворенням. Відносна смуга розфільтровування в цьому випадку  $\Delta f_p / \Delta f_n = 0,0056$ , що потребує застосування складних кварцових або їм подібних фільтрів. Ту ж задачу можна розв'язати іншим шляхом, використовуючи двократне перетворення (рис. 3.14). У цьому випадку на першому ступені перетворення застосовується носійна частота  $f_{н1} = 12$  кГц і виділяється верхня бічна смуга частот 12,3...15,4 кГц, а на другому ступені – носійна частота  $f_{н2} = 120$  кГц. Відносна смуга розфільтровування на першому ступені перетворення  $\Delta f_p / \Delta f_{н1} = 0,6 / 12 = 0,05$ , що дозволяє використовувати каналний  $LC$ -фільтр. На другому ступені мінімальна частота сигналу, що перетворюється, дорівнює 12,3 кГц. Звідси відносна смуга розфільтровування на цьому ступені  $\Delta f_p / \Delta f_{н2} = 2 \cdot 12,3 / 120 = 0,205$ , що дозволяє використати нескладний  $LC$ -фільтр.

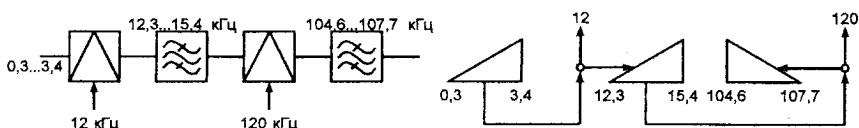


Рисунок 3.14 – Структурна схема та діаграма двократного перетворення каналу ТЧ

Для зменшення загального числа перетворювачів і числа типів фільтрів індивідуальне багатократне перетворення частоти слід поєднувати з груповим, при якому перетворюється спектр групи каналів, тобто використовуються групові модулятори.

### 3.4 Утворення стандартних груп каналів

Застосування багатократного і групового перетворення частоти та пов'язана з цим можливість уніфікації обладнання кінцевих станцій дозволяють створити єдине типове каналоутворювальне обладнання, що придатне для різних СП з ЧРК. Це забезпечується створенням стандартних груп каналів, які є тими „цеглинами”, з яких будується СП.

Основою стандартної групи каналів є первинна група (ПГ), яка складається з 12 стандартних каналів ТЧ і займає спектр частот 60...108 кГц (точніше, 60,6...107,7 кГц), рекомендований МСЕ. Бічні смуги кожного каналу інвертовані відносно вихідного спектра. Нумерація каналів у спектрі ПГ ведеться зверху вниз, тобто перший канал займає смугу 104,6...107,6 кГц, другий – 100,6...103,7 кГц і т. д.

Формування ПГ здійснюється різними способами і в основному визначається типом каналних фільтрів. При використанні високодобротних фільтрів первинну групу формують однократним перетворенням частоти згідно з діаграмою перетворення (рис. 3.15).

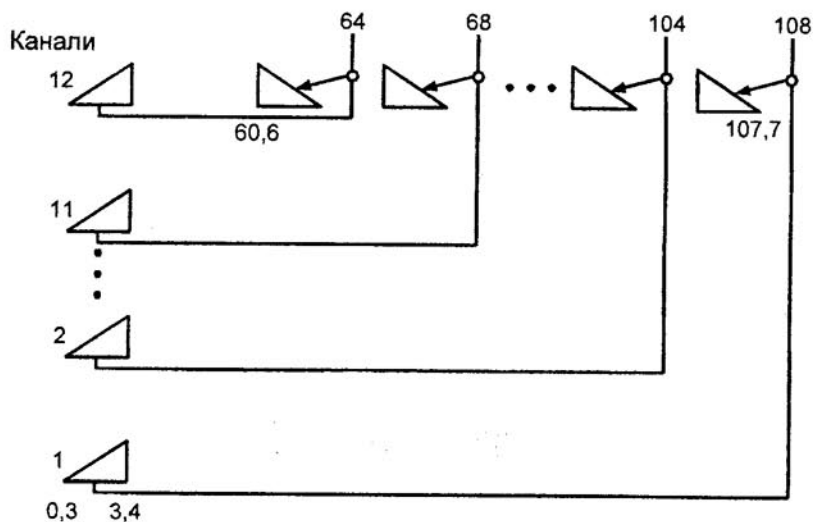


Рисунок 3.15 – Діаграма формування первинної групи із застосуванням високодобротних каналних фільтрів

На індивідуальні перетворювачі частоти подаються носійні сигнали з частотами  $f_{nk} = 108 - 4(k-1)$  кГц, де  $k$  – номер каналу. Канальні фільтри виділяють нижню бічну смугу частот перетвореного сигналу, що забезпечує інверсію бічних смуг. На приймальній станції аналогічні канальні фільтри виділяють смугу відповідного каналу, яка перетворюється в вихідний сигнал. Наприклад, смуга частот третього каналу 96,6...99,7 кГц потрапляє на демодулятор, де взаємодіє з носійною частотою 100 кГц. Фільтр нижніх частот, увімкнений на виході демодулятора, виділяє смугу 0,3...3,4 кГц, а другу бічну 196,6...199,7 кГц подає до виходу. Сказане ілюструє структурна схема рис. 3.16, яка застосовується в тракті приймання.

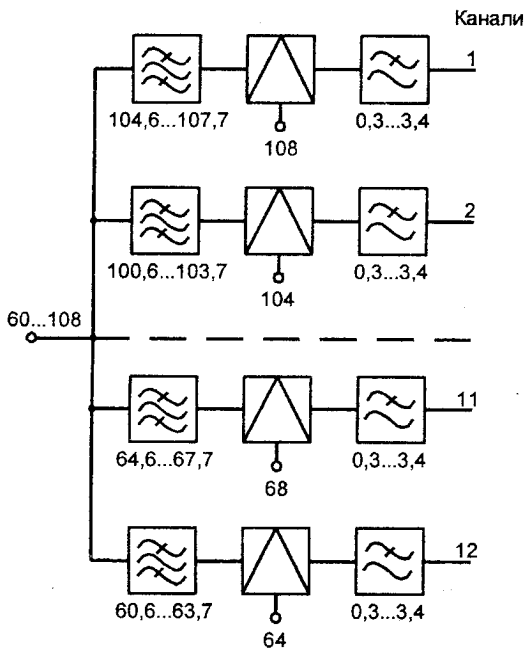


Рисунок 3.16 – Структурна схема формування первинної групи

Перевагою вказаного способу формування ПГ є мінімальне число перетворювачів частоти у тракці кожного каналу. Оскільки кожен перетворювач частоти є джерелом завад і спотворень, зменшення їх числа підвищує якість зв'язку по каналу. Однак число різнотипних фільтрів у цьому випадку дорівнює числу каналів в ПГ, а самі фільтри – досить складні.

Для уніфікації складних канальних фільтрів можна при формуванні ПГ використовувати двократне перетворення частоти. При цьому частота першого перетворення вибирається в залежності від типу канального фільтра, який застосовується. Наприклад, в деяких видах апаратури викорис-

товуються електромеханічні каналні фільтри, які найбільш просто реалізуються на частотах близько 200 кГц. Тому в даній апаратурі використовується ПГ, утворена двома ступенями перетворення. На першому ступені у всіх 12 каналах застосовується носійна частота 200 кГц. Електромеханічний фільтр кожного каналу виділяє верхню бокову смугу перетвореного сигналу  $200,3 \dots 203,4$  кГц. На другому ступені перетворення використовуються нескладні LC-фільтри з різними смугами пропускання в залежності від номера каналу в ПГ. Структурна схема з діаграмою перетворень, що відповідає цьому способу формування ПГ, наведена на рис. 3.17.

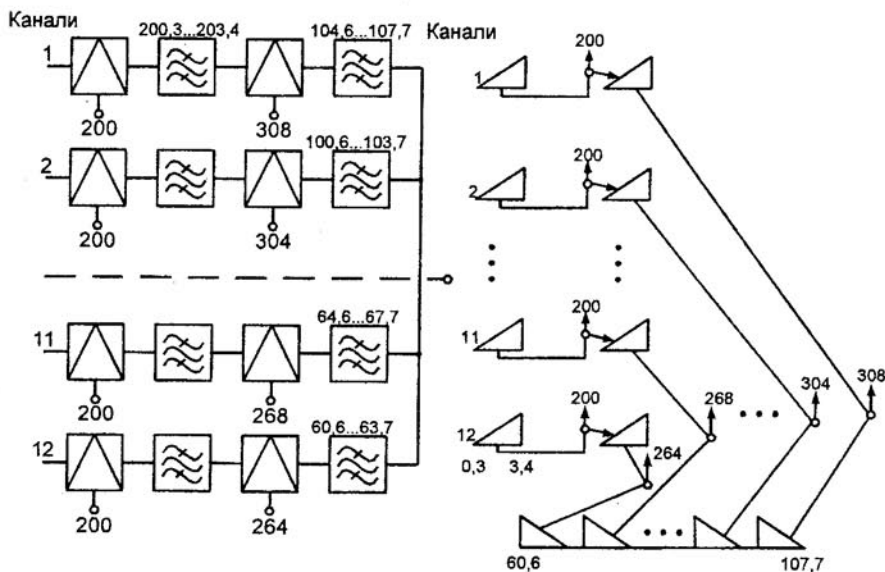


Рисунок 3.17 – Структура та діаграма формування первинної групи з використанням двократного перетворення частоти

У схемі рис. 3.17 застосовується один тип складного каналного фільтра, що суттєво знижує вартість обладнання для формування ПГ порівняно з першим способом.

### 3.5 Підсилювальні станції аналогових СП

Для компенсації згасання, що вноситься лінією зв'язку, необхідно рівномірно розміщувати вздовж лінії зв'язку підсилювальні станції. Чим рідше встановлюються такі станції, тим більш економічною виявляється СП. Однак при цьому збільшується довжина підсилювальної ділянки та змен-

щується рівень приймання на вході підсилювальної станції. Відповідно збільшується вплив завад і погіршується якість зв'язку. Очевидно, що при розміщенні підсилювальних станцій слід шукати компромісне рішення, при якому забезпечуються необхідна економічність СП і якість зв'язку.

Згасання та спотворення, що вносяться лінією зв'язку, непостійні у часі, тому що вони залежать від зовнішніх умов (температури, вологості і т. і.). Тому в апаратурі підсилювальних станцій, як і в апаратурі кінцевої приймальної станції, повинні передбачатися пристрої автоматичного регулювання підсилення (АРП).

Для зниження експлуатаційних затрат більша частина підсилювальних станцій розміщується в необслуговуваних підсилювальних пунктах (НПП), де немає власних джерел живлення. Значно менша частина підсилювальних станцій розміщується в обслуговуваних підсилювальних пунктах (ОПП), де забезпечується цілодобове обслуговування і є автономні джерела живлення. В ОПП крім підсилення сигналів і коректування спотворень може здійснюватись відгалуження або переприймання окремих каналів або груп каналів.

Оскільки НПП не мають власних джерел живлення апаратура цих пунктів живиться дистанційно з найближчих ОПП або кінцевих пунктів (КП). Для передавання струмів дистанційного живлення (ДЖ) використовуються робочі жили кабелю або проводу повітряної лінії зв'язку.

На рис. 3.18 подана структура підсилювальної станції односмугової СП.

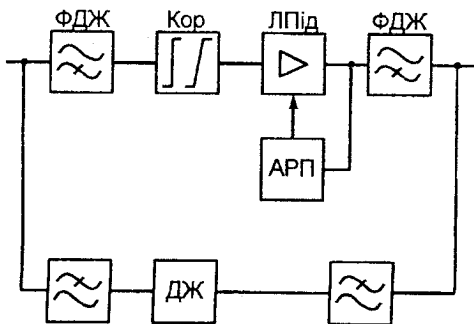


Рисунок 3.18 – Структура підсилювальної станції односмугової СП

Обладнання цієї станції містить лінійний підсилювач (ЛПід). На його вході ввімкнені коректувальні пристрої, які усувають спотворення, що вносяться попередньою підсилювальною ділянкою. Підсилення підсилювачем може регулюватися пристроями АРП, які ввімкнені в колі зворотного зв'язку ЛПід. Фільтри дистанційного живлення (ФДЖ) відділяють струми лінійного спектра від струмів ДЖ. У блоки ФДЖ, зазвичай, вмикають пристрої, що захищають апаратуру підсилювальних станцій від гро-

зових розрядів. Апаратура дистанційного живлення містить пристрої передавання (для КП і ОПП) і приймання (для НПП) струмів ДЖ.

### 3.6 Системи передачі на основі коаксіальних кабелів

СП на основі коаксіальних кабельних ліній зв'язку дозволяють організувати канали ТЧ на магістральній мережі. По коаксіальному кабелю за допомогою цих СП можна також організувати телевізійні канали. СП на основі коаксіального кабелю є односмуговими чотирипроводовими.

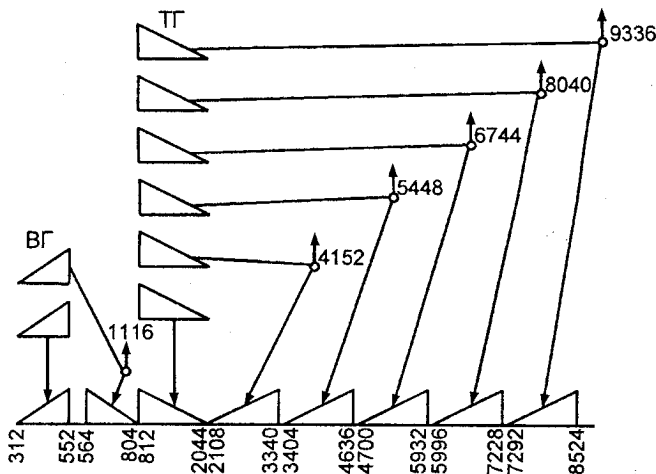
Система передавання К-1920П дозволяє організувати в одній коаксіальній парі діаметром 2,6/9,4 мм 1920 каналів ТЧ або 300 каналів ТЧ, канал телебачення і канал звукового мовлення. У першому випадку лінійний спектр формується з шести ТГ і двох ВГ (рис. 3.19, а) у смузі частот 312...8544 кГц. У другому випадку перетворюються п'ять ВГ, які спільно з каналами передавання телебачення і звукового супроводу займають смугу частот 273...8491 кГц (рис. 3.19, б).

Дальність дії системи передавання К-1920П складає 12500 км. У лінійному тракті використовуються підсилувальні станції двох типів – ОПП і НПП. Довжина ділянки між двома сусідніми ОПП не повинна перевищувати 246 км. Довжина підсилувальної ділянки дорівнює  $6 \pm 0,3$  км. Між двома ОПП, таким чином, можуть розміщуватись до 40 НПП, що живляться дистанційно від ОПП і КП. В системі К-1920П використовуються НПП трьох типів. На регульовальних НПП встановлюються АРП за каналною частотою (КЧ) і за температурою ґрунту. Основна частина НПП в лінійному тракті цієї системи є нерегульовальною.

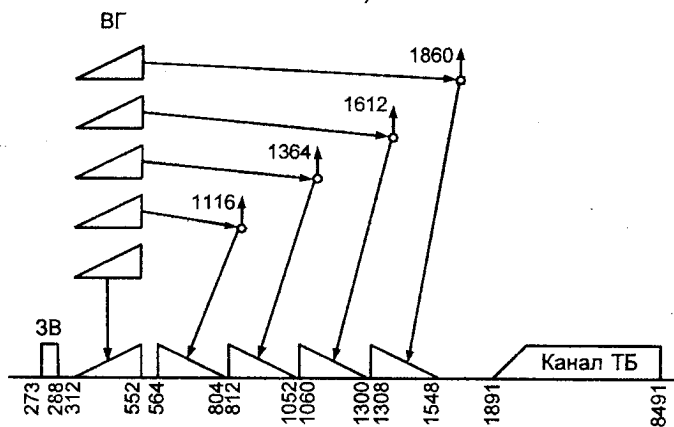
Система передавання К-300 працює по коаксіальних кабелях з малогабаритними парами діаметром 1,2/4,6 мм і призначається для використання на внутрішньозоновій первинній мережі. Лінійний спектр К-300 у смузі 60...13000 кГц формується з п'яти ВГ (рис. 3.20).

Максимальна дальність зв'язку системи 12500 км. Номінальна довжина підсилувальної ділянки в лінійному тракті системи передавання К-300 дорівнює 6 км з допустимими відхиленнями +0,1 і -0,3 км. Максимальна довжина ділянки ОПП-ОПП складає 246 км. Таким чином, максимальне число НПП між двома ОПП складає 40.

**Система передавання К-120.** На внутрішньозонових мережах знаходить застосування однокоаксіальний кабель ВКП і ВКПА, по якому працює СП типу К-120. Ця система є двосмуговою і передає в одному напрямку спектр частот 60...552 кГц, а в зворотному – 812...1304 кГц. Лінійні спектри прямого та зворотного напрямків формуються на двох перетворених ВГ (рис. 3.21).



a)



б)

Рисунок 3.19 – Формування лінійного спектра СП типу К-1920П при організації 1920 каналів ТЧ (а) і каналу телебачення (б)

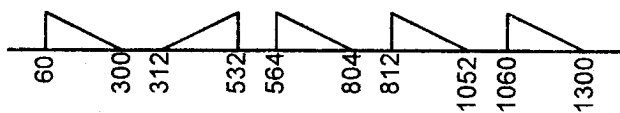


Рисунок 3.20 – Лінійний спектр системи передавання К-300



Дальність дії системи К-120 до 600 км, довжина підсилювальної ділянки – 10 км. Між кінцевими станціями при відсутності необхідності транзиту каналів встановлюються тільки НПП, що живляться дистанційно. ОПП застосовуються тільки у тому випадку, коли передбачається транзит.

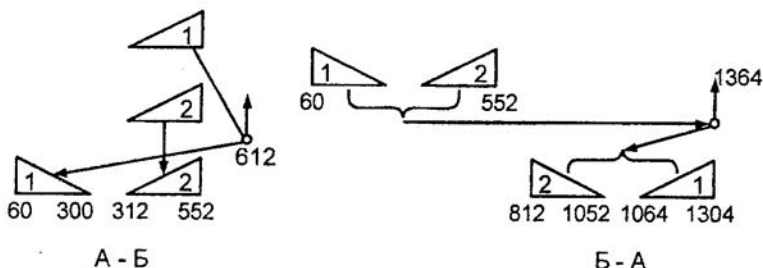


Рисунок 3.21 – Лінійний спектр системи передавання К-120

**Система передавання К-1020Р.** Розподільна система К-1020Р утворює разом з системою К-3600 єдиний комплекс. Система К-1020Р працює по малогабаритних коаксимальних парах з діаметром 1,2/4,6 мм комбінованого кабелю КМ 8/6 і здійснює розподілення каналів по проміжних пунктах основної магістралі. Необхідність у розподільній СП викликана тим, що у системі К-3600 не передбачається можливість виділення каналів або груп каналів на проміжних пунктах. З кожної системи К-1020Р на чотирьох будь-яких ОПП можна виконувати виділення і введення двох ВГ у спектрі 312...804 кГц. Загальний лінійний спектр системи 312...4636 кГц формується з двох ВГ і трьох ТГ і збігається з нижньою частиною лінійного спектра передавання К-1920П (див. рис. 3.20, а).

### 3.7 Системи передачі на основі симетричних кабелів

Максимальна частота лінійного спектра СП на основі симетричного кабелю обмежена величиною близько 250 кГц, тому що на більш високих частотах різко знижується перехідне згасання між колами, зменшується захищеність і зростає потужність завад від лінійних переходів. Мінімальна частота лінійного спектра також обмежена. Остання обставина викликана тим, що на частотах нижче 10...12 кГц коефіцієнт згасання симетричного кола має різку частотну залежність. Це суттєво ускладнює корекцію АЧС, що вносяться колом, збільшує ціну обладнання підсилювальних станцій і знижує економічність системи передавання в цілому.

На частотах нижчих 12 кГц хвильовий опір симетричного кабелю має значну реактивну складову, а активна складову має різку частотну залеж-

ність. Все це ускладнює узгодження входних опорів апаратури систем передавання і кабелю на порівняно низьких частотах. З урахуванням викладених причин симетричний кабель використовується у діапазоні частот 12...250 кГц. Однак верхню частоту цього спектра можна суттєво збільшити, якщо для роботи СП з великим числом каналів використовувати всього одну пару багатопарного кабелю. Найбільш поширеною системою, що працює по симетричних кабельних лініях зв'язку, є К-60П. Залежно від способу формування ВГ можливі три варіанти лінійного спектра К-60П. Ці варіанти відрізняються положенням п'яти ПГ, які входять до складу вторинної групи, в лінійному спектрі частот (рис. 3.22).

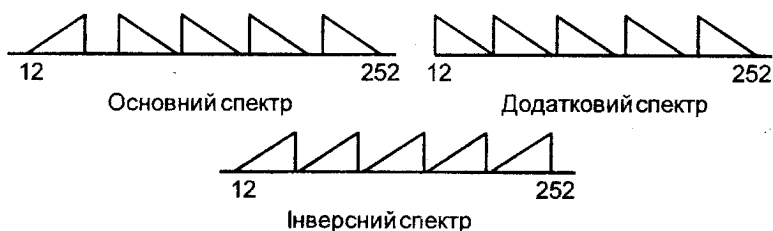


Рисунок 3.22 – Варіанти лінійного спектра СП типу К-60П

Максимальна дальність зв'язку по каналах СП типу К-60П до 12500 км. У лінійному тракті використовуються підсилювальні станції двох типів – ОПП і НПП. Розрізняють ОПП з тричастотною і двочастотною АРП. Максимальна відстань між ОПП з двочастотним АРП по контрольних частотах 16 і 248 кГц дорівнює 250...300 км у залежності від типу кабелю. ОПП з тричастотною АРП по КЧ 16, 112 і 248 кГц розміщуються на відстані 500...600 км. Номінальна довжина підсилювальної ділянки для кабелю МКС 4×4×1,2 складає 19,4 км.

Для організації лінійного тракту системи К-1020С в кожному з двох кабелів магістралі, на якій працюють системи К-60П, виділяється по одній четвірці. Одна пара четвірки використовується як тракт, а друга – для організації службового зв'язку і дистанційного живлення. У лінійному тракті К-1020С окрім кінцевих станцій використовуються тільки НПП. Відстань між ПП 280 км. Номінальна довжина підсилювальної ділянки 3 км (для кабелю МКСА 3,2 км). Всі НПП мають пристрої АРП за КЧ 1896 кГц, що компенсують температурні зміни згасання і впливу розкиду довжин (до ±0,2 км) підсилювальних ділянок. Між двома підсилювальними станціями систем передавання К-60П, що працюють по решті пар кабелю, слід розміщувати ціле число ділянок лінійного тракту К-1020С.

Лінійний спектр системи передавання К-1020С утворюється з семи ВГ і двох ПГ у діапазоні 312...4636 кГц (рис. 3.23).

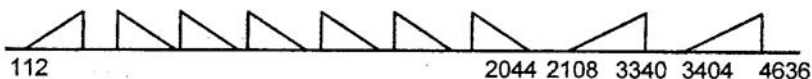


Рисунок 3.23 – Лінійний спектр СП типу К-1020С

### 3.8 Системи передачі повітряними лініями

Повітряні лінії зв'язку знаходять застосування в основному на внутрішньозонових і сільських мережах, хоча і тут питома вага цих ліній поступово знижується. СП, що функціонують з використанням повітряних ліній зв'язку, будуються виключно по двопровідній двосмуговій схемі. Застосування односмугових СП неможливе через значні перехідні впливи та зниження надійності зв'язку.

Максимальна частота лінійного спектра СП з повітряними лініями обмежена величиною 150 кГц. У цьому спектрі можна організувати за двосмуговою схемою приблизно 15 каналів. Для більшої гнучкості зв'язку та можливості створення розгалуженої мережі, що особливо важливо на внутрішньозонових і сільських мережах, зазвичай, застосовуються 12-канальні та 3-канальні СП, що функціонують у різних частотних смугах.

Система передавання В-12-3 призначена для організації 12 каналів ТЧ у лінійному спектрі частот 36...143 кГц за двосмуговою схемою. У напрямку А–Б передається груповий сигнал у спектрі 92...143, а в напрямку Б–А – 36...84 кГц. У кожному напрямку передбачені чотири варіанти лінійного спектра, що відрізняються інверсією бокових смуг, а в напрямку А–Б – і зсув частот бокових. Це підвищує захищеність від лінійних переходів у каналах систем передавання, що працюють на паралельних колах.

Формування лінійного спектра системи передавання В-12-3 здійснюється на основі первинної групи. У лінійному тракту системи передбачені ОПП, відстань між якими складає 54 км. При незадовільних метеорологічних умовах передбачається включення допоміжних підсилювальних станцій (ДПС), що живляться дистанційно. Між двома ОПП можна включати дві ДПС. Тоді довжина ділянки між двома ОПП може бути збільшена до 140 км. Всі підсилювальні станції обладнуються пристроями двочастотного АРП 40 і 80 кГц (напрямок Б–А) і 92 і 143 кГц (напрямок А–Б). Розділення спектрів частот нижньої і верхньої груп каналів в обладнанні лінійного тракту кінцевих станцій і на підсилювальних станціях здійснюється напрямними фільтрами нижніх і верхніх частот.

Система передавання В-3-3 працює сумісно з В-12-3 по одному двопроводовому колу і забезпечує організацію трьох каналів ТЧ у лінійному спектрі 4...16 кГц (напрямок А–Б) і 18...30 або 19...31 кГц (напрямок Б–А). У системі також передбачені чотири варіанти лінійного спектра, який утворюється на основі триканальної попередньої групи 12...24 кГц. У

лінійному тракті встановлюють проміжні станції двох типів: ОПП і НПП. Кінцеві станції і ОПП обладнані пристроями двочастотного АРП за КЧ 4 і 16 кГц (напрямок А–Б) і 18 або 19 і 30 або 31 кГц (напрямок Б–А).

У спектрі до 4 кГц організується додатковий канал двосмугового службового зв'язку, що працює у спектрі 0,3...1,5 кГц в одному напрямку і 1,74...2,94 кГц – у зворотному.

Окрім вказаних СП на повітряних лініях місцевих і внутрішньозонових мереж застосовується система ВО-12-3.

### 3.9 Особливості аналогових СП для місцевих мереж

Лінії передавання місцевих мереж характеризуються порівняно невеликою протяжністю (до декількох десятків кілометрів). Економічна доцільність використання СП на коротких лініях залежить від довжини останніх. Якщо лінія використовується для організації одного каналу без застосування системи передавання, то вартість такого каналу визначається тільки вартістю лінійних споруд і є пропорційною довжині лінії.

Система передавання КАМА використовується на кабелях сільських мереж, міських кабелях типу Т, що мають невелику протяжність і застосовуються як з'єднувальні лінії між АТС, а також між АТС і МТС. За допомогою апаратури КАМА можна організувати 30 каналів ТЧ по однокабельній двосмуговій системі зв'язку у лінійному спектрі 12...248 кГц (напрямок А–Б) і 312...548 кГц (напрямок Б–А). Можливий варіант роботи системи передавання КАМА по односмуговій двокабельній схемі у лінійному спектрі 12...248 кГц. Лінійний спектр 12...248 кГц формується на станції А груповим перетворювачем спектра 312...548 кГц за допомогою носійної частоти 560 кГц (рис. 3.24).

Максимальна дальність зв'язку складає 80 км при використанні у лінійному тракті шести НПП, які живляться або дистанційно від КП, або від місцевих джерел. При протяжності лінії передачі до 15 км система КАМА працює без застосування підсилювальних проміжних станцій.

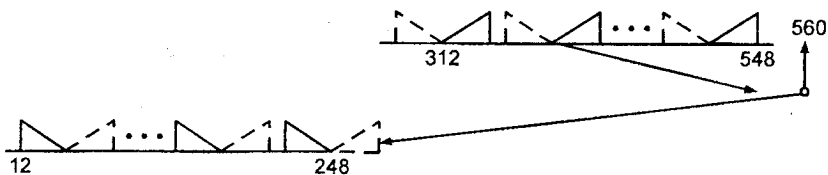


Рисунок 3.24 – Лінійний спектр СП типу КАМА

### 3.10 Перспективи розвитку аналогових СП

Однією з важливих переваг АСП є порівняно невелика частка вартості обладнання лінійного тракту у загальній вартості системи. Крім того, ширина лінійного спектра АСП найменша порівняно з іншими системами.

Однак системи з ЧРК характеризуються і серйозними недоліками, з яких найважливішими є: велика кількість фільтрового обладнання кінцевих станцій, що суттєво підвищує ціну апаратури цих станцій; значні нелінійні завади у каналах, які викликані нелінійними спотвореннями сигналу у групових і лінійному трактах; накопичення завад на виході каналу від кожної підсилювальної ділянки, що обмежує дальність зв'язку.

Ці і деякі інші недоліки АСП стимулювали інтенсивне впровадження цифрових СП (ЦСП), які витісняють аналогові СП.

#### Контрольні запитання

1. Які існують різновиди амплітудної модуляції?
2. Які недоліки та переваги АМ у порівнянні з ЧМ і ФМ?
3. Які переваги односмугової модуляції порівняно з АМ?
4. В чому полягає відмінність між груповим та лінійним спектром багатоканальних систем зв'язку?
5. Охарактеризуйте методи отримання односмугової модуляції.
6. Які види модуляцій застосовують в системах з ЧРК?
7. Навести типи перехідних завад у системах з ЧРК.
8. Які існують способи боротьби з перехідними завадами в системах з ЧРК?
9. З якою метою використовуються ДС?
10. Які вимоги повинні задовольняти диференціальні РП?
11. Навести принципи електричні схеми ввімкнення РП.
12. Пояснити принцип дії трансформаторних РП.
13. Як впливають параметри БК на характеристики РП?
14. Виконати порівняльний аналіз характеристик ТДС та РДС.
15. Пояснити як можна реалізувати активну ДС.
16. Навести умови рівноваги ДС.
17. Навести переваги та недоліки пасивних ДС.
18. Переваги методу утворення первинної групи в системі К-60.
19. Пояснити принцип функціонування системи К-1020.
20. Дайте порівняльну характеристику 60-канальної системи провідного зв'язку та радіозв'язку.
21. Які переваги та недоліки АСП у порівнянні з ЦСП?
22. Виконати порівняльний аналіз СП типу В-12 та КАМА.
23. Як запобігти лінійним частотним спотворенням у верхній області частот лінійного спектра в лінії зв'язку? [2, 3, 9, 10].

## 4 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ЦИФРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ

### 4.1 Характеристики цифрових систем передачі

Цифрові системи передачі (ЦСП) мають такі переваги порівняно з аналоговими: високу завадостійкість, незалежність якості передавання від довжини лінії зв'язку, стабільність параметрів каналів, ефективність використання пропускну здатності при передаванні дискретних сигналів, можливість побудови цифрової мережі зв'язку.

Висока завадостійкість ЦСП обумовлена тим, що подання інформації у цифровій формі (у вигляді послідовності імпульсів з малим числом дозволених значень і з детермінованою частотою імпульсів) дозволяє регенерувати імпульси при передаванні лінією зв'язку, що різко знижує вплив завад і спотворень на якість передавання інформації. За допомогою первинних ЦСП можна організувати зв'язок по міських багатопарних кабелях, в той час як застосування аналогових систем передавання по таких каналах неможливо через високий рівень перехідних завад. Цифровим методам передавання відають перевагу і при передаванні сигналів волоконно-оптичними трактами, що набувають все більш широкого поширення не дивлячись на недоліки: високий рівень дисперсійних спотворень і нелінійності електронно-оптичних і оптоелектронних перетворювачів.

Внаслідок регенерації сигналів, що передаються, спотворення у межах регенераційної ділянки незначні. Тому у ЦСП якість передавання не залежить від довжини лінії зв'язку. Довжина регенераційної ділянки та будова обладнання регенератора при передаванні інформації на великі відстані залишаються такими ж, як і при передаванні на малі відстані. Транзитне передавання здійснюється також у цифровій формі.

Стабільність параметрів каналів ЦСП (кінцеве згасання, частотна характеристика, величина нелінійних спотворень) визначається в основному пристроями оброблення сигналів в аналоговій формі. Такі пристрої складають тільки незначну частину апаратурного комплексу ЦСП, тому стабільність параметрів каналів у таких пристроях значно вища, ніж в аналогових. Цьому сприяє також відсутність у ЦСП з часовим розділенням каналів впливу завантаження системи передавання на параметри окремого каналу. Крім того, при часовому розділенні каналів забезпечується ідентичність параметрів всіх каналів, що також сприяє стабільності характеристик каналів у комутованій мережі зв'язку на відміну від систем з частотним розділенням, де параметри каналів залежать від їх розміщення у лінійному спектрі.

У ЦСП дискретні сигнали можна вводити безпосередньо у груповий тракт. При цьому швидкість передавання дискретних сигналів наближається до швидкості передавання групового сигналу. Наприклад, дискретні

сигнали, що вводяться у груповий тракт замість одного каналу ТЧ, можна передавати зі швидкістю 50–60 кбіт/с. При передаванні ж дискретних сигналів каналом ТЧ методами тонального телеграфування швидкість передавання, зазвичай, не перевищує 10 кбіт/с. Це дозволяє ефективніше використовувати пропускну здатність при передаванні дискретних сигналів. Крім того, при передаванні дискретних сигналів шляхом введення їх безпосередньо у груповий тракт ЦСП можна значно знизити вимоги до лінійності амплітудної характеристики каналу ТЧ, які є більш жорсткими при передаванні методами тонального телеграфування.

ЦСП сумісно з цифровим комутаційним обладнанням утворюють апаратурний комплекс мережі зв'язку на цифровій основі. При цьому параметри каналів не залежать від структури мережі зв'язку, тому можна побудувати гнучку розгалужену цифрову мережу, яка має високу надійність. Використання у цифровій мережі однотипного обладнання для каналів і комутації підвищує економічну ефективність мережі зв'язку.

Велика питома вага цифрового обладнання в апаратурному комплексі ЦСП визначає особливості виготовлення, налагодження та експлуатації таких систем. Високий ступінь уніфікації вузлів спрощує експлуатацію та підвищує надійність обладнання. Внаслідок високої стабільності параметрів каналів ЦСП не потребується регулювання вузлів апаратури, зокрема вузлів лінійного тракту, що підвищує техніко-економічні показники.

До найбільш важливих показників якості ЦСП незалежно від того, для яких цілей і якими засобами здійснюється передавання цифрової інформації, залишаються: достовірність і швидкість передавання інформації.

Достовірністю передавання інформації прийнято називати ступінь відповідності прийнятого повідомлення переданому. Для кількісного оцінювання цієї відповідності користуються поняттям частоти помилки (або коефіцієнтом помилок).

$$K_{\text{пом}} = N_{\text{пом}} / N_{\text{заг}}, \quad (4.1)$$

де  $N_{\text{пом}}$  – число помилково прийнятих елементів повідомлення;

$N_{\text{заг}}$  – загальне число переданих елементів повідомлення.

Другим важливим показником якості є швидкість передавання інформації. Існують два поняття швидкості: технічна та інформаційна.

Технічна швидкість характеризує швидкість апаратури, що входить у склад передавальної частини ЦСП. Вона визначається кількістю елементів дискретного повідомлення, що передаються за секунду, Бод,

$$B = 1/\tau_0. \quad (4.2)$$

У технічній апаратурі технічну швидкість передавання іноді називають швидкістю модуляції (маніпуляції).

Інформаційна швидкість – це швидкість передавання інформації. Вона визначається кількістю інформації, що передається за одиницю часу

$$R = \lim_{T \rightarrow \infty} J(a_T)/T, \quad (4.3)$$

де  $J(a_T)$  – загальна кількість інформації у послідовності  $a$ , загальна довжина якої рівна  $T$ .

Враховуючи, що  $J(a_T) = nH(a)$ ,  $T = n\tau_e$ , перепишемо формулу (4.3)

$$R = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{nH(a)}{n\tau_0} = \frac{H(a)}{\tau_e}, \quad (4.4)$$

де  $H(a)$  – ентропія.

У двійкових системах кожен одиничний елемент несе один біт інформації. Якщо всі одиничні елементи несуть інформацію, то швидкість інформації і швидкість модуляції рівні між собою:  $R = B$ . У реальних умовах зв'язку до одиничних елементів, які несуть інформацію, додаються спеціальні одиничні елементи для службових цілей, наприклад, для синхронізації і фазування, а також для підвищення правильності приймання, тому у двійкових системах  $R < B$ .

## 4.2 Аналого-цифрове та цифроаналогове перетворення у ЦСП

Основою цифрового кодування є дискретизації сигналів. Дискретизація здійснюється в аналого-цифрових перетворювачах і являє собою процес перетворення аналогового сигналу у дискретний. Дискретизація сигналів у часі може бути як рівномірною, так і нерівномірною. При рівномірній дискретизації неперервна алгебраїчна функція, що описує форму сигналу, розбивається на рівні за аргументом відрізки, що є відліками функції  $x(t)$  у визначені фіксовані моменти часу і розташовані один від одного на однаковій відстані по осі часу:  $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$ . Часовий інтервал дискретизації протягом часу однаковий:  $T_\delta = t_i - t_{i-1}$ . Він визначає відстань між двома сусідніми відліками, в яких задається дискретна функція. Характеристикою рівномірної дискретизації також слугує частота дискретизації:

$$f_\delta = 1/T. \quad (4.5)$$

При нерівномірній дискретизації інтервал дискретизації непостійний, вибирається на всьому проміжку дискретизації з урахуванням зміни характеристик сигналу і має випадковий характер. У обох випадках інтервал дискретизації вибирають так, щоб за відрахованим значенням  $x(t_i)$ , відновити вихідну функцію з найбільшою точністю. Функція, відновлена за відліками  $x(t_i)$ , називається відтворюваною. Вибір інтервалу дискретизації є компромісом між двома однаково важливими критеріями передавання сигналів: зі зменшенням інтервалу збільшується точність відображення сигналу, але це призводить до збільшення часу зайнятості каналу зв'язку, а значить, потребує збільшення пропускнуої здатності каналу. Існує декілька



правил вибору інтервалу дискретизації.

В основі вибору частоти дискретизації аналогових сигналів лежить теорема відліків, згідно з якою сигнал зі спектром, що обмежений частотою  $f_s$ , можна відновити за відліками, що взяті через інтервал часу:

$$T_d \leq 1/2f_s. \quad (4.6)$$

Практично частоту дискретизації вибирають з урахуванням нижньої граничної частоти за таким правилом:

$$\text{якщо} \quad f_n < \Delta f = f_s - f_n, \quad (4.7)$$

то частота дискретизації

$$f_d > 2f_s, \quad (4.8)$$

у протилежному випадку ( $f_n > \Delta f$ ) частоту дискретизації вибирають з умови (4.8)

$$2f_s/(k+1) \leq f_d < 2f_n/k, \quad (4.9)$$

де  $f_n, f_s$  – нижня і верхня граничні частоти спектра сигналу;  
 $k = 1, q$ ;  $q = \text{ent}[f_n / \Delta f]$  – ціла частина відношення у дужках.

Вираз (4.9) доцільно використовувати у тому випадку, коли  $q > 1$ , тобто коли сигнали вузькосмугові, для яких відношення  $f_n/f_s < 2$ .

При виборі частоти дискретизації необхідно враховувати складність реалізації фільтрів нижніх частот (ФНЧ) для відновлення широкосмугових сигналів (дискретизація за формулою (4.8)) або смугових фільтрів для відновлення вузькосмугових сигналів (дискретизація за формулою (4.9)). Складність виготовлення фільтрів і вимоги до них можна оцінити з урахуванням спектрів дискретних сигналів. З технічної точки зору рівномірну дискретизацію можна розглядати як амплітудноімпульсну модуляцію (АІМ). Розрізняють АІМ першого АІМ-1 і другого АІМ-2 родів.

При АІМ-1 напруга (струм) сигналу на відрізках часу взяття відліку змінюється відповідно до миттєвого значення аналогового сигналу (рис. 4.1, а). Спектр сигналу АІМ-1 (рис. 4.1, б) має вигляд:

$$S(\Omega)_{\text{АІМ-1}} = \frac{U_0 \tau}{T_d} \left[ S(\Omega) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_d \tau / 2)}{k\omega_d \tau / 2} S(k\omega_d \pm \Omega) \right], \quad (4.10)$$

де  $U_0, \tau, T_d$  – амплітуда, тривалість і період імпульсів;

$\omega_d = 2\pi/T_d$  – частота дискретизації;

$S(\Omega)$  – спектр вихідного аналогового сигналу;

$S(k\omega_d \pm \Omega)$  – спектр модульованої послідовності імпульсів.

На рис. 4.1 поданий спектр сигналу АІМ-1 без постійної складової. Частотний діапазон вихідного сигналу обмежений знизу і зверху частотами

$\omega_n$  і  $\omega_s$ , відповідно. Верхні та нижні бічні смуги позначені буквами ВБ і НБ, цифра означає номер гармоніки частоти дискретизації.

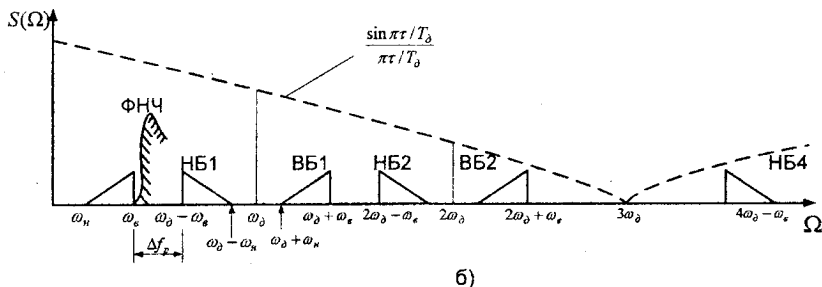
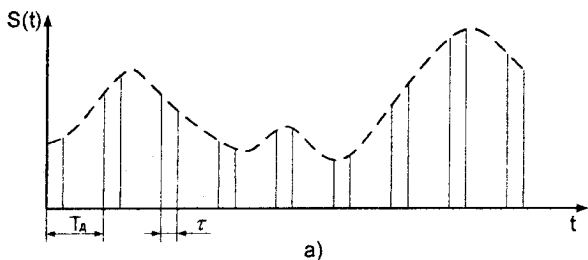


Рисунок 4.1 – Спектр сигналу АІМ-1

Спектр сигналу АІМ-2

$$S(\Omega)_{AIM-2} = \frac{U_0 \tau}{T_\delta} \left[ S(\Omega) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} S(k\omega_\delta + \Omega) \right] \frac{\sin(\Omega\tau/2)}{\Omega\tau/2}. \quad (4.11)$$

В АІМ-2 миттєві значення сигналу протягом тривалості імпульсу не змінюються. Перехід від АІМ-1 до АІМ-2 здійснюється для того, щоб у процесі кодування значення сигналу залишалося незмінним. Спектри сигналів АІМ-1 і АІМ-2 мають аналогічну структуру. Відмінність спектра АІМ-2 полягає у наявності множника  $\sin(\Omega\tau/2)/(\Omega\tau/2)$ , що визначає величину спотворень спектра вихідного сигналу та бічних смуг. При тривалості імпульсів  $\tau < 0,2T_\delta$  різниця між АІМ-1 і АІМ-2 несуттєва. Наприклад, для збільшення енергії сигналу імпульси розтягують майже до величини  $T_\delta$ , що призводить до суттєвих частотних спотворень. При відновленні сигналів ТЧ і тривалості імпульсів  $\tau \approx T_\delta = 1/f_\delta$  визначимо коефіцієнт передавання граничних частот

$$k = \frac{\sin(\pi f_s / f_\delta) / (\pi f_s / f_\delta)}{\sin(\pi f_n / f_\delta) / (\pi f_n / f_\delta)} = 0,73, \quad (4.12)$$

що приблизно дорівнює 2,5 дБ.

Для компенсації спотворень на виході каналу необхідно вмикати коре-

ктор з амплітудно-частотною характеристикою, яка з точністю до постійного множника повинна мати вигляд:

$$k(\Omega) \approx \omega \operatorname{cosec}(\omega\tau/2), \quad \omega < \omega_g. \quad (4.13)$$

**Приклад 4.1.** Визначити частоту дискретизації телефонного сигналу, спектр якого обмежений смугою частот 0,3 – 3,4 кГц.

Із співвідношення (4.8) знаходимо  $f_\delta > 2f_g = 6,8$  кГц. Для забезпечення необхідної смуги частот для розфільтрування сигналів частоту дискретизації обирають рівною 8 кГц, що відповідає часовому інтервалу дискретизації 125 мкс.

**Приклад 4.2.** Визначити частоту дискретизації сигналу первинної (дванадцятиканальної) групи, обмеженої частотами 60,6 – 107,7 кГц. Відношення  $f_\delta/f_n < 2$ ,  $q = 1,3$  (4.9) знаходимо:  $107,7 \text{ кГц} < f_\delta < 121,2 \text{ кГц}$ . Обираємо  $f_\delta = 112$  кГц, щоб полегшити вимоги до смугового фільтра, що відновлює вихідний сигнал на прийманні.

**Приклад 4.3.** Визначити допустимі області для вибору частоти дискретизації смугового сигналу, що обмежений частотами 60 – 72 кГц. Відношення  $f_\delta/f_n < 2$ . Використовуючи формулу (4.9) для  $k$  від 1 до 5, знаходимо граничні частоти дискретизації (табл.4.1).

Таблиця 4.1 – Частоти дискретизації для смугового сигналу

$k$	0	1	2	3	4	5
Граничні частоти, кГц	>144	72 – 120	48 – 60	36 – 40	28,8 – 30	24

Завади накладання спектрів при дискретизації. Якщо сигнал перед дискретизацією не обмежується ФНЧ з частотою зрізання  $f_s < f_\delta/2$ , то результуючий спектр сигналу після дискретизації має область, у якій знаходиться енергія вихідного сигналу і сигналу нижньої бічної смуги. При відновленні сигналу на приймальній стороні за допомогою ФНЧ енергія сигналу бічної смуги з області перекриття спектрів проявляється у вихідному сигналі у вигляді завади. Крім того, при відновленні сигналів, не обмежених на передавальній стороні ФНЧ з частотою зрізання, що задовольняє (4.8), з'являється завада, обумовлена зсувом частот. Наприклад, при дискретизації сигналу з частотою 6 кГц ( $f_\delta = 8$  кГц) і подальшим відновленням ФНЧ з частотою зрізання 3,4 кГц на виході фільтра з'являється сигнал з частотою 2 кГц. Для запобігання завадам накладання спектрів і зсуву частот на вході каналів, призначених для передавання телефонних сигналів МСЕ рекомендує встановлювати ФНЧ.

**Втрати енергії при дискретизації сигналів.** При дискретизації та подальшому відновленні вихідного сигналу неминуче відбувається його

ослаблення: спектр послідовності відліків значно ширше спектра вихідного сигналу, а при відновленні частина енергії, розподілена за продуктами модуляції вищих порядків, подавлюється при демодуляції. Запишемо ослаблення сигналу при дискретизації та подальшому відновленні:

$$a = 20 \lg(T_\delta / \tau) = 20 \lg Q, \quad (4.14)$$

де  $T_\delta = 1/f_\delta$  – інтервал дискретизації;  
 $\tau$  – тривалість імпульсів дискретизації;  
 $Q$  – шпаруватість імпульсної послідовності.

Згасання сигналу зростає зі збільшенням шпаруватості. Це накладає обмеження на число каналів, яке може бути у груповому тракті з АІМ-сигналами. Наприклад, ослаблення сигналу при 30 каналах,  $T_\delta = 125$  мкс і  $\tau = 4$  мкс складе близько 30 дБ, що відповідає максимальному згасанню для зв'язку між двома абонентами.

При квантуванні за рівнем функція, що описує неперервний сигнал  $x(t)$ , замінюється великою кількістю дискретних значень. Для цього у діапазоні неперервних значень функції  $x(t)$  обирають кількість рівнів, які проєктують на графік функції і замінюють його плавну форму ступінчастою. Цю заміну можна виконати двома способами. При першому способі миттєве значення  $x(t)$  замінюється меншим дискретним. При другому способі (більш точному) миттєве значення функції можна замінити як меншим, так і більшим значенням в залежності від того, який з них виявиться ближчим до значення функції. У цьому випадку перехід ступінчастої функції з одної сходинки на іншу відбувається у ті моменти, коли первісна неперервна функція  $x(t)$  перетинає середину між відповідними сусідніми дискретними значеннями. Відстань між двома сусідніми рівнями називається інтервалом (або кроком) квантування. Від вибору цього параметра залежить характер квантування. При постійному кроці квантування рівномірне. Якщо інтервал непостійний, квантування нерівномірне.

Якість передавання у системах з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ) оцінюється відношенням потужності сигналу до потужності шуму квантування, дБ,

$$a_{кв} = 10 \lg(\overline{P_c} / \overline{P_{кв}}), \quad (4.15)$$

де  $\overline{P_c}$  і  $\overline{P_{кв}}$  – середні потужності вхідного сигналу і шуму квантування.

Якість передавання підвищується при збільшенні числа кроків квантування. Наприклад, для гармонічного сигналу, що використовує повний динамічний діапазон кодера ( $\epsilon S_0 = N/2$ ), дБ,

$$a_{кв} = 10 \lg(3/2)N^2 = 20 \lg N + 1,2, \quad (4.16)$$

де  $N$  – число кроків квантування.

Інша форма запису (4.16) в дБ,

$$a_{кв} = 6n_{к.с} + 1,8, \quad (4.17)$$

де  $n_{к.с}$  – число розрядів кодових символів.

Як приклад розглянемо восьмирозрядне квантування, що застосовується у сучасних ІКМ-системах. При використанні усіх  $N = 2^8 = 256$  кроків квантування для гармонічного сигналу відношення середньої потужності сигналу до середньої потужності шуму квантування, дБ,

$$a_{кв.макс} = 20 \log 256 + 1,8 \approx 50. \quad (4.18)$$

При зниженні рівня вхідного сигналу до 1/8 початкового значення використовують тільки 32 рівні квантування і відношення середніх потужностей сигналу і шуму квантування, дБ,

$$a_{кв8} = 20 \log 32 + 1,2 \approx 31,9. \quad (4.19)$$

У цьому випадку система передавання подібна системі з п'ятирозрядним кодуванням.

Динамічний діапазон кодера, як правило, у системах з ІКМ обирають рівним  $\pm 4x_e$ , де  $x_e$  – ефективне значення закодованого сигналу. Число сходинок квантування у цьому випадку

$$\Delta = 8x_e / 2^{n_{к.с}}. \quad (4.20)$$

На одиничному опорі середня потужність сигналу  $f(t)$

$$\overline{P_c} = x_e^2, \quad (4.21)$$

а середня потужність шуму квантування згідно з формулою (4.14)

$$\overline{P_{кв}} = \Delta^2 / 12 = 16x_e^2 / 3 \cdot 2^{2n_{к.с}}. \quad (4.22)$$

Підставляючи вирази (4.21) і (4.22) у (4.15), отримуємо відношення середніх потужностей шуму сигналу і шуму квантування, дБ,

$$a_{кв} = 6n_{к.с} - 7,3. \quad (4.23)$$

З (4.23) видно, що при збільшенні числа символів у кодовій групі на одиницю  $a_{кв}$  збільшується на 6 дБ.

Для зменшення цифрової швидкості сигналу використовують компандування. При цьому на передавальній стороні сигнал піддається компресії, а на приймальній виконують обернену операцію – експандування. У більшості випадків компресування здійснюють у цифровій формі після рівномірного квантування і лінійного кодування відліків або суміщають з квантуванням. При цифровому передаванні сигналів використовують миттєве і майже миттєве компандування. При миттєвому компандуванні кожне кодове слово перетворюється окремо.

Спотворення квантування можна зменшити шляхом оптимального розміщення порогів квантування з урахуванням розподілення ймовірностей вхідного сигналу. Вираз для оптимального відношення сигнал/спотворення має вигляд:

$$R_{opt} = (2N^2/9)[1 - \exp(-\sqrt{2H/3})], \quad (4.24)$$

де  $H = x_n/\sigma_x$  – відношення порогу перезавантаження до середньоквадратичного значення сигналу.

Для рівномірного квантування  $R_{opt} = 3N^2/H_0$ . Згідно з виразом (4.24) для сигналів з експоненціальним законом розподілення оптимальне нерівномірне квантування забезпечує вигащ у відношенні сигнал/спотворення на 4–5 дБ при  $H = 5 \dots 6$ . Однак експоненціальний закон розподілення характеризує узагальнений мовний сигнал. Тому оптимізація у розміщенні порогів не забезпечує вигащу для окремих фрагментів сигналу і її застосування малоефективне.

**Логарифмічне квантування.** При передаванні телефонних сигналів для забезпечення усім абонентам однакової якості часто намагаються зробити постійною відносно помилку квантування. Це призводить до логарифмічного розподілення порогів квантування, що відповідає логарифмічній характеристиці компресії. При високоякісному передаванні сигналів звукомовлення (ЗВ) потребується, щоб спотворення були достатньо малими для будь-якого можливого фрагменту програми. При цьому відношення сигнал/спотворення для різних фрагментів може бути різним. Тому характеристики компресії, що застосовуються при передаванні сигналів ЗВ відрізняються від тих, що застосовуються у телефонних системах. Однак у перших ЦСП сигналів ЗВ з метою уніфікації використовувались характеристики компресії, що широко застосовуються у телефонії.

Запишемо квазілогарифмічну характеристику компресора типу А

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & |x| \leq 1/A \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln Ax} & 1/A \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad (4.25)$$

і логарифмічну характеристику типу  $\mu$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \Big|_{|x| \leq 1}. \quad (4.26)$$

Ці характеристики пов'язують нелінійною залежністю рівні квантування  $y_i$  з порогамі квантування  $x_i$ . При малих інтервалах квантування  $\Delta_i \approx \Delta y / f'(x_i)$ , тобто інтервал квантування залежить від миттєвого значення сигналу.

**Кусково-лінійні характеристики.** У цифрових системах застосовують кусково-лінійну апроксимацію характеристик. При цьому діапазон миттєвих значень сигналу розбивають на декілька сегментів, у кожному з яких характеристика апроксимується відрізком прямої лінії.

Повна характеристика називається 13-сегментною логарифмічною характеристикою типу А-87,6. Інтервали квантування всередині кожного сегмента рівні між собою, але відрізняються від інтервалів в інших сегментах. Якщо  $k$  – номер сегмента ( $k = 1, \dots, 7$ ), то інтервали квантування у кожному сегменті  $\Delta_k = \Delta y \cdot 2^{k-5}$  або  $\Delta_k = \Delta_0 \cdot 2^{k-1}$ , де  $\Delta_0$  – мінімальний інтервал квантування. Для цієї характеристики компресора відношення максимального інтервалу до мінімального  $\Delta_{max} / \Delta_0 = 2^6$ . Таким чином, при максимальній роздільній здатності квантувача для слабких сигналів ( $|x| < x_n / 64$ ), що відповідає 14-розрядному рівномірному квантуванню, великі відліки ( $|x| < x_n / 2$ ) квантуються з роздільною здатністю, що відповідає 8-розрядному квантуванню. При цьому загальне число рівнів квантування рівне  $2^{10}$ , тобто для передавання сигналу достатньо мати 10-розрядний двійковий код.

### 4.3 Способи передавання цифрових сигналів і вимоги до ЦСП

Цифрові сигнали, що сформовані у ЦСП, можуть передаватися трактами різними способами. Той чи інший спосіб передавання цифрових сигналів обирається з точки зору економічної і технічної ефективності.

Перший спосіб, основний, здійснюється у трактах, що містять тільки регенератори (рис. 4.2, а).

Другий спосіб застосовується у трактах, що містять разом з регенераторами підсилювачі (рис. 4.2, б). З технічної точки зору перший і другий спосіб ідентичні і формально аналізувати другий спосіб передавання цифрових сигналів можна також, як і перший, однак, з економічної точки зору між цими способами є відмінність. Наявність підсилювачів між регенераторами дозволяє збільшити довжину регенераційних ділянок, що при інших рівних умовах дозволяє зберегти число регенераторів, які для високошвидкісних цифрових трактів є відносно дорогими пристроями. Однак другий спосіб потребує наявності додаткових пристроїв – підсилювачів.

Третій спосіб здійснюється у трактах, по яких передаються і аналогові та цифрові сигнали, причому цифровий сигнал передається поза робочою смугою аналогової системи передавання (АСП) з ЧРК (рис. 4.2, в). Тоді цифровий сигнал передається у смузі частот, що розміщується вище смуги частот АСП з ЧРК. Тому підсилювачі АСП повинні мати ширшу смугу пропускання, забезпечуючи тим самим можливість додаткового передавання цифрових сигналів. Крім того, на проміжних станціях через певне число підсилювальних пунктів необхідно встановлювати регенератори цифрового сигналу.

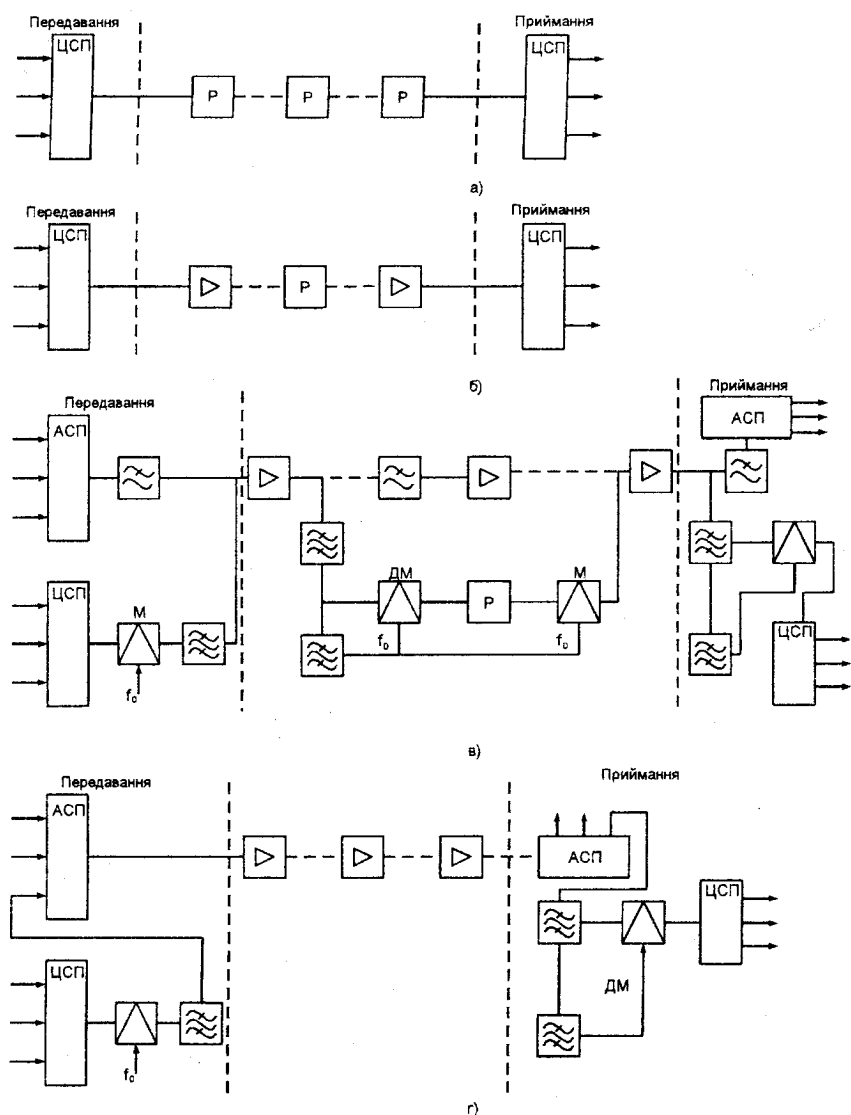


Рисунок 4.2 – Структури ЦСП з регенераторами (а); ЦСП з підсилювачами і регенераторами (б); АЦСП з передаванням цифрового сигналу поза смугою частот АСП (в); АЦСП з передаванням цифрового сигналу всередині робочої смуги частот АСП (г)



Четвертий спосіб також здійснюється у трактах, в яких передаються цифрові і аналогові сигнали, однак, цифровий сигнал передається всередині робочої смуги частот АСП з ЧРК замість деякої групи каналів (рис. 4.2, г). При цифровому передаванні сигналів у смузі частот групи каналів АСП з ЧРК число каналів скорочується і це призводить до зниження ефективності використання лінійного тракту. Такий спосіб можна застосовувати у випадку великої необхідності передавання цифрових сигналів між пунктами, що вже пов'язані аналоговими трактами.

У подальшому, в основному, будемо розглядати ЦСП, що використовують цифрові лінійні тракти для передавання телефонних сигналів, створених у цифрову форму за допомогою ІКМ.

Переваги ЦСП обумовлюють такий швидкий їх розвиток, що до 2016 року в більшості розвинених країнах первинна мережа зв'язку буде повністю цифровою. Однак слід також враховувати наявність добре розвиненої та функціонуючої аналогової мережі зв'язку, відмовлятися від якої нерационально. У зв'язку з цим передбачається довготривалий період співіснування на мережі одночасно аналогової та цифрової апаратури зв'язку, коли більшість з'єднань буде здійснюватись з використанням обох видів техніки. Для того, щоб у цих умовах забезпечити характеристики каналів і трактів, що вимагаються, принципи проектування ЦСП повинні бути суміщеними з принципами проектування АСП. Це в першу чергу відноситься до можливості сумісної роботи на мережі, до структури номінальних еталонних мереж, до норм на сумарну потужність завод.

Цифрові канали і тракти на первинній мережі нормуються, передусім, всього за швидкістю передавання. Параметри цифрових групових трактів (ЦГТ) первинної мережі наведені у табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Параметри ЦГТ первинної мережі

ЦГТ	Номінальна швидкість передавання, Мбіт/с	Допустиме відхилення від номінальної швидкості передавання, кбіт/с
Первинний	2,048	$1 \pm 50 \cdot 10^{-6}$
Вторинний	8,448	$1 \pm 30 \cdot 10^{-6}$
Третинний	34,368	$1 \pm 20 \cdot 10^{-6}$
Четвертинний	139,264	$1 \pm 15 \cdot 10^{-6}$

На базі цих ЦГТ утворюються типові цифрові канали передавання: основний цифровий канал (ОЦК) зі швидкістю передавання  $64 \times (1 \pm 50 \cdot 10^{-6})$  кбіт/с; субпервинний цифровий канал (СЦК) зі швидкістю передавання  $480 \times (1 \pm 50 \cdot 10^{-6})$  кбіт/с; первинні, вторинні, третинні та четвертинні цифрові канали з відповідними швидкостями передавання.

На базі цифрових каналів і групових трактів утворюються типові аналогові канали і тракти: канали тональної частоти, канали звукового і телевізійного мовлення, а також вторинний (312–552 кГц) і третинний (812–2044 кГц) аналогові групові тракти.

При організації обхідних шляхів та ввімкненні резервних каналів слід передбачити можливості транзитів і переключень, для чого необхідні з'єднання цифрових каналів і групових трактів. Для цього, а також для забезпечення можливості підключення на кінцях цифрових каналів і групових трактів джерел і споживачів цифрової інформації необхідні мережні стики, які повинні бути уніфіковані на кожній швидкості передавання. Наприклад, мережевий стик ОЦК передбачає обмін трьома видами синфазних сигналів: інформаційними (ІС), тактовими (ТС) і октетними (ОС). Мережевий стик ОЦК повинен забезпечувати з'єднання у режимах само- і протинаправленого стику. В режимі самонаправленого стику ТС і ОС передаються в одному напрямку з ІС, у режимі протинаправленого стику ТС та ОС передаються у різних напрямках.

Як стикові передбачається використання таких сигналів: відносного бімпульсного сигналу (ВБС) для стиків ОЦЕ і СЦК; сигналу КВП-3 для первинного, вторинного та третинного мережевих стиків, а також сигналу СМ1 для четвертинного мережевого стику.

### Контрольні запитання

1. Що таке дискретизація у часі та квантування за рівнем?
2. Сформулювати теорему відліків.
3. Особливості формування АІМ-сигналів.
4. Які переваги цифрових методів передавання сигналів над аналоговими?
5. Особливості формування ІКМ-сигналів.
6. Пояснити принцип роботи системи зв'язку на основі АІМ.
7. Пояснити принцип роботи системи зв'язку на основі ІКМ.
8. Які недоліки та переваги ІКМ?
9. Фізичні обмеження теореми Котельникова.
10. Практичні аспекти застосування теореми Котельникова в системах зв'язку.
11. Як отримати цифровий сигнал при ІКМ?
12. Навіщо використовується квантування сигналу за рівнем?
13. Навести частотні спектри АІМ-сигналів для трьох характерних випадків співвідношення між частотою дискретизації та максимальною частотною складовою спектра неперервного сигналу.
14. Порівняльний аналіз АІМ-1 та АІМ-2.
15. Обґрунтувати необхідність нерівномірного квантування [11-17].

## 5 АПАРАТУРА КІНЦЕВОЇ СТАНЦІЇ ІКМ-ЧВРК

### 5.1 Основи побудови кінцевої станції ІКМ-ЧВРК і часового циклу передавання

Принцип побудови ЦСП з ІКМ поданий на рис. 5.1. Повідомлення  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , ...,  $u_n(t)$  до 1, 2, ...,  $n$  абонентів через ФНЧ поступають на каналні амплітудноімпульсні модулятори М, функцію яких виконують електронні ключі. За допомогою модуляторів здійснюється дискретизація у часі сигналів, що передаються. Сигнали з виходів модуляторів об'єднуються у груповий АІМ-сигнал (Гр. АІМ<sub>пер.</sub>). Керують роботою модуляторів каналні імпульси КІ<sub>1</sub> – КІ<sub>п</sub>, що поступають від генераторного обладнання передавання ГО<sub>пер.</sub> Вказані імпульси подаються на модулятори каналів по чергово (перший, другий і т. д.), що і забезпечує правильне формування групового АІМ-імпульсу каналу; період прямування КІ 125 мкс. Груповий АІМ-сигнал поступає на кодувальний пристрій – кодер, який одночасно здійснює операції квантування за рівнем і кодування.

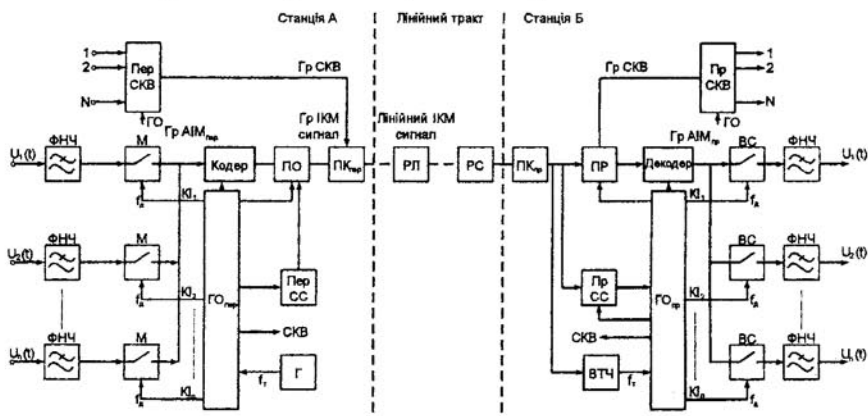


Рисунок 5.1 – Принцип побудови ЦСП з ІКМ

Сигнали керування та взаємодії (СКВ), що передаються по телефонних каналах для керування приборами АТС, поступають у передавач (Пер. СКВ), де вони дискретизуються імпульсними послідовностями, що надходять від ГО<sub>пер.</sub>, і об'єднуються. У результаті формується груповий сигнал передавання (Гр. СКВ).

У пристрої об'єднання (ПО) кодові групи каналів з виходу кодера, кодовані сигнали СКВ і кодова група синхросигналу (Пер. СС) об'єднуються, утворюючи цикли і надцикли. Відповідними керувальними імпульсами від ГО<sub>пер.</sub> в ПО забезпечується правильний порядок надходження

циклів у надцикл та кодових груп у цикл передавання. Пояснимо побудову часової діаграми циклу та надциклу, що подана на рис. 5.2.

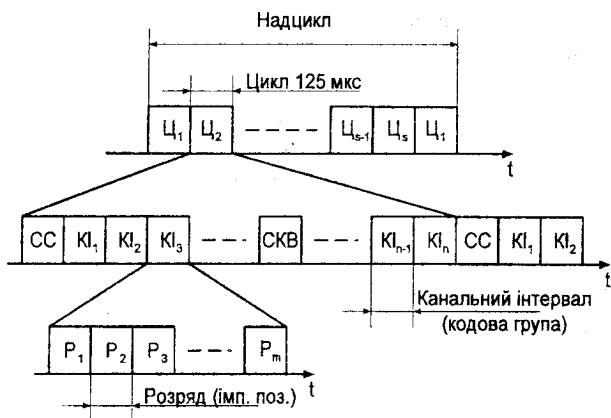


Рисунок 5.2 – Часова діаграма циклу та надциклу

Цикли  $\text{Ц}_1, \text{Ц}_2, \dots, \text{Ц}_n$ , що надходять один за одним, кожен тривалістю 125 мкс, об'єднуються у надцикли. Кожен цикл складається з каналних інтервалів  $\text{К}_1, \text{К}_2, \dots, \text{К}_n$ , куди входять і додаткові каналні інтервали, необхідні для передавання синхросигналу СС циклової синхронізації, каналів СКВ та інших допоміжних сигналів. На рис. 5.2 ці КІ виділені відповідними позначеннями.

Кожен КІ являє собою  $m$ -розрядну кодову групу, у розрядах  $P_1, P_2, \dots, P_m$  якої передається закодована інформація відповідного каналу, а у додаткових КІ – кодові групи синхросигналу і СКВ. Зазвичай, за один цикл передаються СКВ одного або двох каналів. Таким чином, для передавання СКВ усіх  $n$  каналів потребується відповідно  $n$  або  $n/2$  циклів, об'єднаних у надцикл. Таке об'єднання циклів у надцикл необхідне для організації потрібного числа каналів передавання СКВ і правильного розподілення цих сигналів на прийманні. Таким чином, число циклів у надциклі на один більше, ніж потребується для передавання СКВ усіх каналів.

Швидкість передавання групового та ІКМ сигналу визначається тактовою частотою системи:  $f_r = mnf_\delta$ , де  $m$  – розрядність кодової групи;  $n$  – число каналів у системі, включаючи каналні інтервали для передавання СКВ, СС та інших службових сигналів;  $f_\delta$  – частота дискретизації каналу ТЧ. Так, для ЦСП типу ІКМ-30, де використовується 8-розрядний код, 32 каналних інтервали,  $f_\delta = 8 \text{ кГц}$ ,  $f_r = 8 \cdot 32 \cdot 8 = 2048 \text{ кГц}$ . Необхідна швидкість і послідовність роботи передавальних пристроїв системи передавання забезпечуються задавальним генератором ЗГ і пристроями ГО<sub>пер</sub>.

Сформований ІКМ-сигнал являє собою набір однополярних двійкових символів, імпульси яких завжди мають тільки одну, наприклад, додатну, полярність. При передаванні по лінії такий сигнал піддається значним спотворенням і згасанню. Тому перед передаванням у лінію ІКМ-сигнал перетворюється у біполярний сигнал, зручний для передавання по лінійному тракту. Це відбувається у перетворювачі коду передавання  $ПК_{пер}$ .

У процесі передавання лінією зв'язку ІКМ-сигнал періодично відновлюється (регенерується) лінійними регенераторами РЛ. На приймальній станції ІКМ сигнал відновлюється станційними регенераторами РС.

Процес обробки сигналів на приймальній станції відбувається у зворотному порядку. З виходу РС у перетворювачі коду приймання  $ПК_{пр}$  сигнал з біполярного знову перетворюється в однополярний. Пристрій виділення тактової частоти ВТЧ виділяє з цього сигналу тактову частоту, яка використовується для роботи  $ГО_{пр}$ . Цим забезпечується синхронна і синфазна робота  $ГО$  передавальної і приймальної кінцевих станцій. Правильне декодування та розподілення сигналів по своїх телефонних каналах і каналах передавання СКВ забезпечується приймачем синхросигналів (Пр.СС). Пристрій розділення ПР розділяє кодові групи телефонних каналів і каналів СКВ. Приймач групових сигналів керування і взаємодії (Пр.СКВ), що керується імпульсними послідовностями СКВ, що поступають з  $ГО_{пр}$ , розподіляє СКВ по своїх каналах, а декодер перетворює груповий ІКМ сигнал у груповий АІМ сигнал. Послідовності каналних імпульсів  $KI_1...KI_n$  по чергово відкривають часові селектори ЧС каналів, забезпечуючи виділення відліків свого каналу з групового АІМ сигналу. Відновлення вихідного (неперервного) сигналу з послідовності його АІМ відліків виконується за допомогою ФНЧ.

## 5.2 Кодери та декодери з нелінійною шкалою квантування

Квантування сигналу з лінійною шкалою характеристики не дозволяє отримати якість передавання сигналу з малою амплітудою. Тому у системах ІКМ-ЧвРК квантування з лінійною шкалою застосовується рідко.

Необхідна якість передавання сигналів досягається при виконанні квантування з нерівномірною шкалою. Побудова такої квантувальної характеристики може здійснюватися різними методами. Один з них – це застосування аналогового компандера в поєднанні з лінійним кодером і декодером. Але через вказані недоліки цей спосіб поширення не отримав.

У системах ІКМ-ЧвРК замість плавної амплітудної характеристики, яку мають аналогові компандери, застосовують сегментні характеристики. Вони являють собою кусково-ламану апроксимацію плавних характеристик, при якій зміна крутості відбувається дискретними сходінками. Найбільше поширення отримала сегментна характеристика компандування

типу А-87,6/13, де апроксимація логарифмічної характеристики виконується за так званим А-законом. Така характеристика подана на рис. 5.3. Вона містить у додатній області сегменти  $C_1, C_2, C_3, \dots, C_8$ , що знаходяться між точками (вузлами) 0–1, 1–2, 2–3, ..., 7–8.

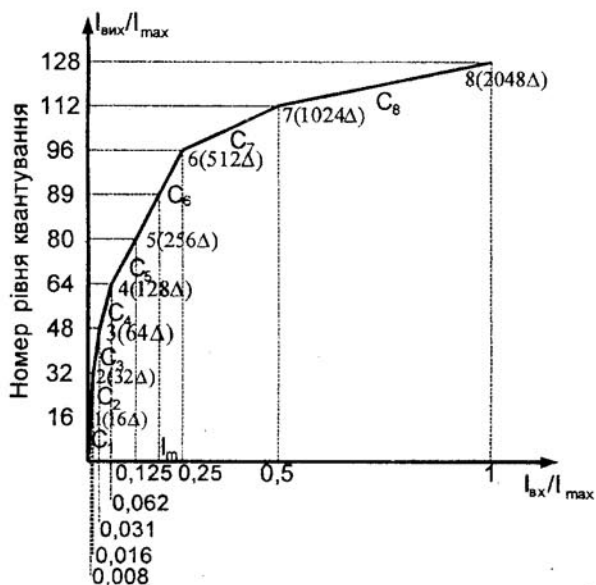


Рисунок 5.3 – Характеристика компресії типу А-87,6/13

Аналогічно будується характеристика для від'ємної області значень вхідного сигналу. Чотири центральних сегменти (два у додатній і два у від'ємній областях) об'єднуються у один центральний сегмент, тому загальне число сегментів у двополярній характеристиці дорівнює 13. Кожен з 16 сегментів характеристики містить по 16 кроків (рівнів) квантування, а загальне число рівнів рівне 256, з них 128 додатних і 128 від'ємних.

Кожен сегмент починається з визначеного еталону, що називається основним. Ці еталони на рис. 5.3 показані на початку кожного сегмента. Крок квантування всередині кожного сегмента рівномірний. А при переході від одного до іншого сегмента змінюється у два рази, починаючи з центрального сегмента, куди входять  $C_1$  і  $C_2$ .

Розглянемо особливості етапів кодування і декодування сигналів при нелінійній характеристиці квантування. У випадку сегментної характеристики компресії типу А-87,6/13 для кодування абсолютних величин відліків необхідно 11 еталонів з умовними вагами рівними  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3, \dots, 2^{10}$  ум. од., або 1, 2, 4, ..., 1024 ум. од. При лінійному кодуванні така

характеристика еквівалентна характеристиці квантування з 2048 рівнями. Для кодування 2048 додатних і 2048 від'ємних рівнів потребується 12-розрядна кодова група. При нелінійному кодуванні для забезпечення такої ж захищеності  $A_{кс} \geq 25$  дБ потребується 128 додатних і 128 від'ємних рівнів, а кодова група – 8-розрядна.

Кодування здійснюється за вісім тактів і складається з трьох основних етапів: 1 – визначення та кодування полярності вхідного сигналу; 2 – визначення та кодування номера сегмента вузла, в якому міститься кодований відлік; 3 – визначення та кодування номера рівня квантування сегмента, у зоні якого міститься амплітуда кодованого відліку. Перший етап кодування здійснюється за 1-й такт, другий етап – за 2...4-й такти, третій етап – за 5...8-й такти кодування.

Робота кодера на першому етапі кодування при визначенні та кодуванні полярності відліку не відрізняється від роботи лінійного кодера. На другому етапі визначається та кодується вузол характеристики, що визначає початок сегмента, в якому знаходиться амплітуда кодованого відліку, наприклад, вузла 0, якщо відлік знаходиться у сегменті 1; вузла 1, якщо відлік знаходиться у сегменті 2; вузла 2, якщо відлік знаходиться у сегменті 3, і т.і. Для цього обирається алгоритм роботи, що забезпечує визначення вузла характеристики за три такти кодування. У першому такті кодування амплітуда відліку  $I_c$  порівнюється з еталонним струмом  $I_{em4}$ . Якщо при порівнянні виявиться, що  $I_c > I_{em4}$ , це означає знаходження  $I_c$  у 5...8-му сегментах характеристики, і замість струму  $I_{em4}$  вмикається струм  $I_{em6}$ . Якщо при порівнянні виявиться, що  $I_c < I_{em4}$ , це означає знаходження  $I_c$  у 1...4-му сегментах характеристики, і замість струму  $I_{em4}$  вмикається струм  $I_{em2}$ . Далі в залежності від результату порівняння на другому етапі кодування, якщо  $I_c > I_{em6}$ , вмикається струм  $I_{em7}$ , або якщо  $I_c < I_{em6}$ , вмикається  $I_{em5}$ . Аналогічно підбираються еталони, якщо на другому етапі був ввімкнений  $I_{em2}$ . Результат порівняння у третьому такті кодування дозволяє остаточно обирати номер вузла характеристики, що визначає початок сегмента. Результат подається двійковою кодовою комбінацією, що займає 2...4-тий розряди.

На третьому етапі визначається і кодується номер рівня квантування всередині обраного сегмента, у зоні якого знаходиться амплітуда кодованого відліку. Необхідно нагадати, що число кроків квантування всередині сегмента рівне 16, крок квантування рівномірний, дорівнює  $\Delta_c$  і для кожного сегмента свій. Третій етап здійснюється за чотири такти методом лінійного кодування. При кодуванні у доповнення до основного еталона, що визначає початок сегмента, підключаються додаткові еталони з вагами  $8\Delta_c$ ,  $4\Delta_c$ ,  $2\Delta_c$ ,  $\Delta_c$ . У результаті порівняння визначається номер рівня квантування, у зоні якого знаходиться амплітуда відліку.

Отже, у результаті виконання вказаних операцій отримується 8-розрядна кодова комбінація двійкових символів, 1-й розряд який вказує полярність кодованого відліку; 2...4-й розряди – номер сегмента вузла ха-

характеристики компресії; 5...8-й розряди – номер кроку квантування всередині цього сегмента, у зоні якого знаходиться амплітуда кодованого відліку. Наприклад, кодова комбінація двійкових символів 11011010 означає, що кодуванню підлягає відлік додатної полярності, амплітуда якого знаходиться у сегменті 6 і міститься у зоні 10-го рівня квантування цього сегмента. На характеристиці компресії це відповідає сигналу з амплітудою у зоні 90-го рівня квантування.

При декодуванні здійснюється зворотне цифро-аналогове перетворення. Характеристика експандування нелінійного декодера повинна бути оберненою характеристичі компресії нелінійного кодера. (рис. 5.4).

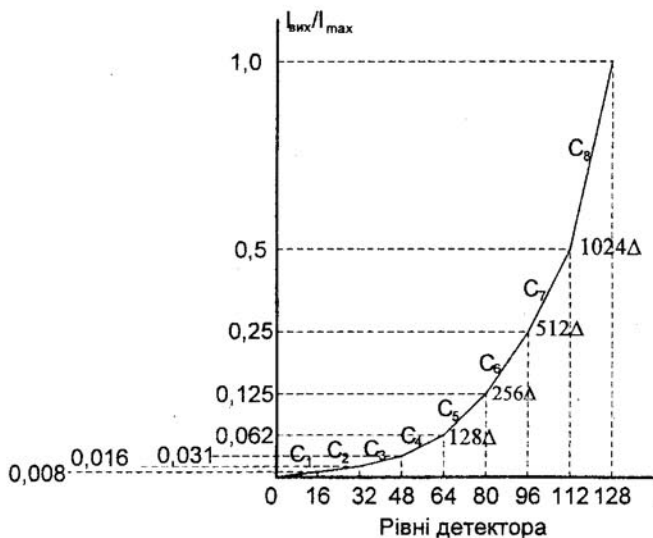


Рисунок 5.4 – Характеристика експандування типу  $A=87,6/13$

Вхідним сигналом декодера є 8-розрядна кодова група, що визначає полярність і величину відліку (номер сегмента і рівень його квантування). Відповідно до прийнятої кодової комбінації цифрові ЛПІ обирають основний еталон, що визначає початок сегмента і відповідні додаткові еталони, сумарний струм яких визначає величину декодованого АІМ-сигналу. Наприклад, при декодуванні комбінації двійкових символів 11011010 будуть ввімкнені джерело еталонних струмів додаткової полярності і еталонні струми з вагами, рівними основному еталону вузла 6, який дорівнює 256 ум. од. і другому і четвертому додатковим еталонам сегмента 6, що буде дорівнювати  $256 + 128 + 32 = 416$  ум. од.

Враховуючи особливості побудови нелінійної характеристики кванту-



вання декодера, яка аналогічна характеристикам лінійного декодера, для зменшення спотворень при декодуванні використовується ще один, 12-й еталон. Значення цього еталона для кожного сегмента своє і дорівнює половині кроку квантування у цьому сегменті.

Принцип побудови нелінійного кодера зважувального типу з цифровою компресією еталонів показаний на рис. 5.5.

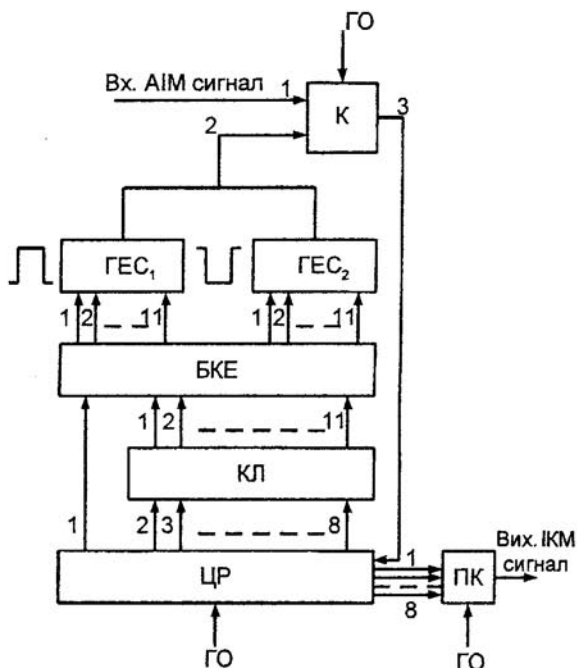


Рисунок 5.5 – Структурна схема нелінійного кодера

Кодер містить компаратор К, блок вибору і комутації еталонних струмів БКЕ, генератор додатних ГЕС<sub>1</sub> і від'ємних ГЕС<sub>2</sub> еталонних струмів, компресувальну логіку КЛ, цифровий регістр ЦР і перетворювач коду ПК. Компаратор визначає знак різниці між амплітудами струмів кодованого відліку  $I_c$  і еталону  $I_{em}$ . Принцип роботи компаратора при оцінюванні імпульсів додатної і від'ємної полярності описаний нижче. Генератор еталонів формує полярність і величини еталонів. За побудовою він аналогічний ГЕС лінійного кодера, тільки кількість еталонів, що формуються, дорівнює 11, а значення цих еталонів дорівнюють 1, 2, 4, ..., 1024 ум. од. Цифровий регістр слугує для запису рішень компаратора після кожного такту кодування і формування структури кодової групи. У залежності від рішень компаратора ЦР обирає полярність ГЕС і керує роботою компресувальної

логіки. З утворенням кодової комбінації формувач зчитує стани виходів 1, 2, ..., 8 ЦР, перетворюючи паралельний код у послідовний. Роботою вузлів кодера керують пристрої генераторного обладнання системи передавання.

Принцип роботи нелінійного кодера багато у чому аналогічний роботі лінійного. Пояснимо роботу нелінійного кодера на прикладі кодування відліку додатної полярності з амплітудою, рівною 0,2, що дорівнює приблизно 410 ум. од.

У вихідному положенні виходи 1...8 ЦР знаходяться у стані 0, ГЕС відключені і  $I_{em} = 0$ . Кодований відлік  $I_c$  подається на вхід 1 компаратора. У момент, що передус першому такту кодування, перший вихід ЦР переводиться у стан 1, чим вмикається ГЕС<sub>1</sub> додатної полярності. Струм  $I_{em} = 0$ , а  $I_c > 0$ , тому на виході компаратора (точка 3) у першому такті кодування буде сформований 0, і стан 1 першого виходу ЦР збережеться. На цьому закінчується перший етап, в якому визначається полярність відліку.

Другий етап кодування – визначення та кодування номера сегмента, в якому знаходиться амплітуда відліку, починається з того, що у стан 1 переводиться другий вихід ЦР і на вхід 2 компаратора подається струм  $I_{em4}$  величиною 128 ум. од. (вузол 4 характеристики компресії). Оскільки у цьому випадку  $I_c > I_{em}$ , у другому такті кодування на виході компаратора буде сформований 0, і стан 1 другого виходу ЦР збережеться. Далі еталон 128 ум. од. знімається і у стан 1 переводиться третій вихід ЦР, у результаті чого на вхід 2 компаратора замість  $I_{em4}$  подається  $I_{em6}$  величиною 512 ум. од. У цьому випадку  $I_c < I_{em}$ , тому у третьому такті кодування на виході компаратора буде сформована 1, яка замінить стан третього виходу ЦР з 1 на 0. У стан 1 переводиться четвертий вихід ЦР і на вхід 2 компаратора замість  $I_{em6}$  подається  $I_{em5}$  величиною 256 ум. од. Оскільки  $I_c > I_{em5}$ , то у четвертому такті кодування на виході компаратора буде 0, і стан четвертого виходу ЦР збережеться. Отже, після закінчення другого етапу кодування 2...4-й виходи ЦР будуть відмічені станом 101 відповідно, що у двійковому коді визначає номер вузла (сегмента), у межах якого знаходиться амплітуда кодованого відліку – вузол 5 (сегмент  $C_5$ ).

Третій етап кодування – визначення та кодування номера рівня квантування сегмента, у межах якого знаходиться амплітуда відліку  $I_c$ . Таких рівнів квантування у межах кожного сегмента 16, і всі вони можуть бути отримані за допомогою додаткових еталонних значень.

Для даного прикладу, коли всі  $I_c$  знаходяться у сегменті 6, використовуються додаткові еталонні значення 128, 64, 32, 16 ум. од., а крок квантування дорівнює 16 ум. од. На початку третього етапу кодування у стан 1 переводиться 5-й вихід ЦР і до еталонного струму 256 ум. од. додається еталонний струм 128 ум. од. Сумарний струм на виході 2 компаратора у цьому випадку складе 384 ум. од. Оскільки при цьому  $I_c > I_{em}$ , у п'ятому такті кодування на виході компаратора буде 0 і стан 1 п'ятого виходу збережеться. У стан 1 переводиться 6-й вихід ЦР, і до еталонних струмів

384 ум. од. додається еталонний струм 64 ум. од. Сумарне значення еталонного струму на вході 2 компаратора у цьому випадку складе 448 ум. од., що більше  $I_c$ . Рішення компаратора у шостому такті кодування буде 1 і стан 6-го виходу ЦР буде змінено з 1 на 0, що означає відключення еталонного струму 64 ум. од. У стан 1 переводиться 7-й вихід ЦР, і до еталонного струму 384 ум. од. додається еталонний струм 32 ум. од. Сумарне значення еталонного струму на вході 2 компаратора стане рівним 416 ум. од., що більше  $I_c$ . Тому у сьомому такті кодування на виході компаратора буде 1 і стан 7-го виходу ЦР буде змінено з 1 на 0, що означає відключення еталонного струму 32 ум. од. Нарешті, у стан 1 переводиться останній 8-й вихід ЦР, і до еталонного струму 384 ум. од. додається еталонний струм 16 ум. од. Сумарне значення еталонного струму на виході 2 компаратора стане рівним 400 ум. од. Очевидно, що рішення компаратора у восьмому такті кодування буде 0 і стан 1 виходу 8 збережеться. Таким чином, після закінчення третього етапу кодування 5...8-й виходи ЦР будуть мати стан 1001, що у двійковому коді вказує на 9-й рівень квантування, що знаходиться у 6-му сегменті.

Отже, відлік з амплітудою  $0,2I_m$  (410 ум. од.) закодований 8-розрядною комбінацією 11011001, який вказує, що кодований відлік має додатну полярність, знаходиться у зоні 89-го рівня квантування і має вагу 400 ум. од. У даному випадку помилка кодування склала 10 ум. од. Із завершенням тактів кодування перетворювач коду ПК зчитує стани виходів 1...8 ЦР, перетворюючи паралельний код у послідовний.

Декодер здійснює цифро-аналогове перетворення кодових груп ІКМ сигналу у АІМ сигнал, тобто у відліки потрібної полярності й амплітуди. Принцип побудови нелінійного декодера зважувального типу з цифровим експандуванням еталонів пояснюється на рис. 5.6.

Декодер містить цифровий регістр ЦР, блок експандувальної логіки ЕЛ, блок вибору і комутації еталонних струмів БКЕ і два генератори еталонних струмів позитивної ГЕС<sub>1</sub> та негативної ГЕС<sub>2</sub> полярностей.

Восьмирозрядна кодова група прийнятого ІКМ сигналу записується у ЦР, формуючись на його виходах 1...8 у вигляді паралельного 8-розрядного двійкового коду. Перший розряд цієї кодової комбінації визначає полярність ГЕС, що вмикається, 2...8-й розряди – номер сегмента і рівня квантування на характеристиці експандування. Відповідно до прийнятої кодової комбінації вмикаються відповідні еталони, сумарний струм яких визначає величину (амплітуду) декодованого відліку АІМ сигналу. Так, при декодуванні кодової комбінації 11011001 вмикається ГЕС<sub>1</sub> додатної полярності та ключі еталонних струмів 256, 128, 16 із сумарним значенням 400 ум. од.

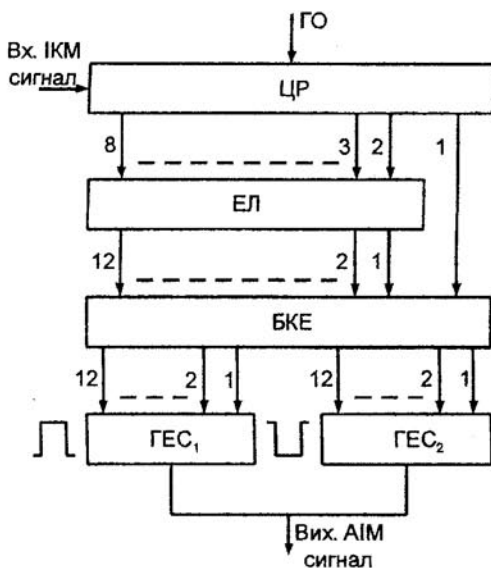


Рисунок 5.6 – Структурна схема нелінійного декодера

Як відмічалось раніше, для зменшення спотворень при декодуванні використовується ще 12-й коректувальний еталон, дорівнює значенню 0,5 кроку квантування сегмента. Для даного прикладу коректувальний еталонний струм дорівнює 8 ум. од. і загальне сумарне значення еталонних струмів буде дорівнювати 408 ум. од.

### 5.3 Генераторне обладнання

Генераторне обладнання ЦСП формує заданий набір імпульсних послідовностей, що використовуються для керування роботою функціональних вузлів апаратури, синхронізації відповідних вузлів кінцевих і проміжних станцій, а також визначають порядок і швидкість обробки сигналів у трактах передавання і приймання. Структура побудови ГО багато в чому залежить від принципів формування групового ІКМ сигналу та місця конкретної системи у типовій ієрархії ЦСП.

Розглянемо побудову ГО первинної ЦСП. Структура керувальних сигналів, що формуються ГО, визначається структурою циклу та надциклу передавання. Принцип формування циклу та надциклу розглянутий вище, де визначається тактова частота первинного цифрового потоку (ПЦП)  $f_T = 2048$  кГц. Кожен символ цифрового потоку займає половину тактового

інтервалу, тому потрібна послідовність імпульсів має частоту надходження  $f_T$  і шпаруватістю  $q = 2$ . Всі інші керувальні імпульсні послідовності можуть бути сформовані шляхом ділення тактової частоти.

На рис. 5.7 подана структурна схема ГО первинної ЦСП. На виході задавального генератора ЗГ формується гармонічний високостабільний сигнал з частотою, кратною  $f_T$ , формувач тактової послідовності ФТП формує основну імпульсну послідовність з частотою надходження  $f_T$ .

Розподільник розрядний РР формує  $m$  імпульсних послідовностей ( $P_1, P_1, \dots, P_m$ ). Число розрядних імпульсів, що формують РР, рівно числу розрядів у кодовій комбінації. При  $m = 8$  частота надходження  $f_p = f_T/m = 256$  кГц. Ці імпульсні послідовності використовуються для правильного визначення кожного розряду комбінації, при виконанні операцій кодування і декодування, при формуванні групового цифрового сигналу.



Рисунок 5.7 – Структурна схема ГО первинної ЦСП

Розподільник каналний РК формує керувальні каналні імпульсні послідовності  $KI_0, KI_1, \dots, KI_n$ , де  $n$  – число каналних інтервалів у циклі. Частота надходження  $KI$  дорівнює частоті дискретизації і при 32 каналних інтервалах  $f_k = f_p/n = 8$  кГц. Якщо ці імпульси використовуються для фіксації каналних інтервалів у груповому ІКМ сигналі, то їх тривалість повинна дорівнювати тривалості каналного інтервалу. При використанні цих імпульсів для керування ключовими пристроями, що формують АІМ сигнал на передаванні, і розподілення групового АІМ сигналу по каналах на прийманні їх тривалість повинна бути меншою.

Розподільник цикловий РЦ слугує для формування циклових імпульсних послідовностей  $C_0, C_1, \dots, C_s$ , де  $s$  – число циклів у надциклі. Частота надходження однойменних циклових імпульсів при  $S = 16$  дорівнює  $f_n = f_k/s = 8 \cdot 10^3 / 16 = 500$  Гц.

З метою забезпечення синхронної та синфазної роботи передавальної і приймальної станції у ГО приймальної станції замість ЗГ використовується виділювач тактової частоти пристроїв тактової синхронізації.

## 5.4 Особливості передавання цифрових сигналів лінійними трактами

Розглянуте вище аналого-цифрове обладнання забезпечує формування цифрового двійкового сигналу, що складається з одиниць і нулів. Цей сигнал повинен бути переданий цифровим лінійним трактом (ЦЛТ) на кінцеву станцію СП, при цьому повинна бути забезпечена необхідна достовірність передавання.

ЦЛТ СП повинен містити середовище поширення цифрового сигналу та пристрої, що забезпечують потрібну якість зв'язку. На відміну від аналогового сигналу, що використовується у системах з ЧРК і має складну форму, повне відновлення якої у проміжних пунктах неможливе, цифровий сигнал у більшості випадків достатньо простий за формою: імпульс заданої амплітуди та тривалості, і у проміжних пунктах можливе його повне відновлення (регенерація). Тому проміжні пункти цифрового лінійного тракту носять назву регенераційних.

Обладнання кінця лінійного тракту (КЛТ) призначено для формування лінійного цифрового сигналу при передаванні та його регенерацію на приймальній частині. Регенераційні пункти РП забезпечують регенерацію цифрового сигналу на проміжних ділянках лінійного тракту.

Особливості побудови ЦЛТ різних СП пов'язані з фізичними властивостями середовищ поширення цифрового сигналу (СПЩС), що визначають ступінь спотворення форми сигналу, завадозахищеність і, як наслідок цього, правильність передавання цифрової інформації. Враховуючи це, розглянемо властивості основних СПЩС, їх вплив на сигнал і вимоги, що висуваються до середовищ і сигналів, які забезпечують отримання необхідної правильності передавання.

Одним із засобів, що найбільш широко використовується для передавання цифрових сигналів, є електричний кабель (як симетричний, так і коаксіальний). Розглянемо вплив характеристик кабелю на передавання цифрових сигналів.

Згасання кабельного кола зі збільшенням частоти зростає, що неминуче призводить до обмеження смуги частот цифрового сигналу зверху. Таку ж дію чинять на сигнал різні елементи вхідних схем регенератора (трансформатори, підсилювачі).

На рис. 5.8, а зображена послідовність двійкових імпульсів на вході та виході кола при обмеженні зверху смуги пропускання.

При надходженні імпульсу на вхід ділянки кабельного кола перехідні процеси, що виникають у цьому колі, призводять до завалу фронту імпульсу і затягування спаду при одночасному зниженні амплітуди імпульсу. Причому, чим довша ділянка кола, тим менша величина імпульсного відгуку на його виході і тим різкіше виражені явища завалу фронту та затягування спаду. При значному обмеженні смуги частот цифрового сигналу

перехідні процеси, що з'являються у колі кабелю при проходженні через нього кожного імпульсу, не встигають закінчитися до моменту приходу наступного імпульсу або пропуску. Це призводить до накладання імпульсів, що особливо сильно відчувається для сусідніх символів цифрового сигналу. Явище накладання символів цифрового сигналу за рахунок розширення їх тривалості отримало назву міжсимвольної інтерференції.

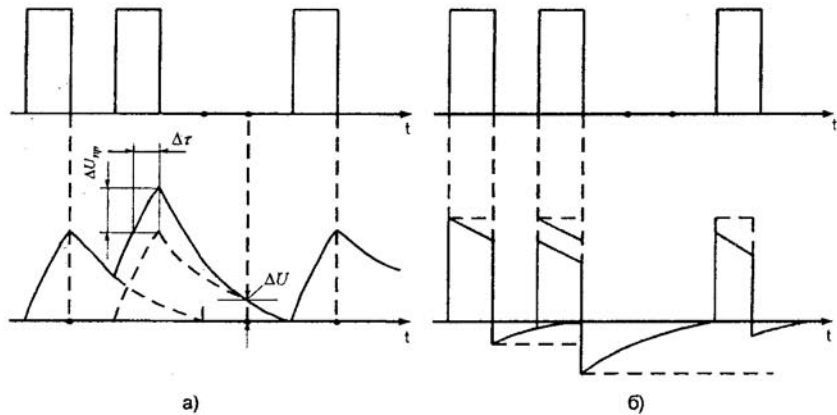


Рисунок 5.8 – Вплив обмеження смуги частот на форму двійкового цифрового сигналу у лінійному тракці

Міжсимвольна інтерференція призводить як до змін амплітуди, так і до часових зсувів символів. Внаслідок міжсимвольної інтерференції на сусідньому тактовому інтервалі імпульс чи пропуск отримує випадковий приріст  $\Delta u_{пр}$ . Якщо при відсутності інтерференції допустима амплітуда завади  $U_z$ , то при накладанні символів її значення зменшується на  $\Delta u_{пр}$ . Зсув фронту імпульсу  $\Delta t$  також призводить до спотворення форми символу.

У лінійних трактах, що організовані на колах симетричних кабелів, присутні узгоджувальні трансформатори та підсилювачі, що обмежують смугу частот цифрового сигналу знизу за рахунок подавлення постійної і низькочастотних складових спектра. Вплив обмеження смуги частот цифрового сигналу знизу показано на рис. 5.8, б.

Ослаблення низькочастотних складових призводить до появи викидів, полярність яких протилежна полярності символу цифрового сигналу, причому спад викиду затягується на наступні тактові інтервали, викликаючи міжсимвольну інтерференцію, що знижує амплітуду імпульсів. Зниження амплітуди імпульсів при можливій амплітуді завади  $U_z$  знижує можливість реєстрації імпульсів на фоні завад. Отже, обмеження смуги частот викликає спотворення цифрового сигналу, що завжди знижує завадостійкість. Цифровий сигнал в електричному кабелі піддається дії завад. Розглянемо

характерні завади і їх вплив на цифрові сигнали.

Основним видом завад у ЦЛТ, побудованих на симетричному кабелі, є перехідні завади з інших трактів цього кабелю. Вплив завади на сигнал залежить від способу організації передавання. При однокабельному передаванні переважають перехідні завади на ближньому кінці регенераційної ділянки, при двокабельному – перехідні завади на дальньому кінці. Перехідна завада на ближньому кінці не залежить від довжини регенераційної ділянки і у більшості випадків перевищує перехідну заваду на дальньому кінці. Величина перехідної завади на ближньому кінці визначається рівнем сигналу на передаванні, перехідним згасанням між парами кабелю на ближньому кінці  $A_0$  і спектрами сигналів.

Збільшення швидкості передавання цифрового сигналу призводить до зменшення тривалості імпульсів і розширення смуги частот. Це у свою чергу, знижує перехідне згасання і відповідно збільшує завади. У цьому випадку зменшується захищеність на ближньому кінці  $A_{\text{до}}$ . З метою збереження величини захищеності  $A_{\text{до}}$  у допустимих межах приходиться або відповідно зменшувати довжину регенераційних ділянок, або використовувати двокабельну систему організації передавання.

Крім перехідних завад для симетричних кабелів характерні завади від відбитих сигналів. Відбиття сигналів виникають у тих точках кабельної пари, де відбувається стрибкоподібна зміна хвильового опору кола – це передусім всього стики будівельних довжин і ділянки вмикання газонепроникних муфт. Відбиття призводять до появи паразитних цифрових потоків, що випереджають основний сигнал або відстають від нього.

При одночасному використанні пар симетричного кабелю для організації цифрового передавання і комутаційного низькочастотного зв'язку на регенераційних ділянках, що прилягають до комутаційної станції, виникають імпульсні завади. Завади створюються комутаційними приладами. Потужність цих завад на прилеглих до станції регенераційних ділянках значно перевищує потужність інших завад, через що приходиться скорочувати пристанційні ділянки.

Характерною особливістю коаксіальних кабелів, що використовуються для організації високошвидкісних цифрових трактів, є зростання перехідного згасання при збільшенні частоти. Перехідне згасання типових коаксіальних кабелів вже на частоті 1 МГц досягає величини 120 дБ, що дозволяє не враховувати перехідні завади при розгляданні процесів передавання цими кабелями сигналів.

Основним видом завад у коаксіальних цифрових трактах є теплові завади, що викликані хаотичним тепловим рухом носіїв струму у кабельних колах і вхідних каскадах регенераторів. Захищеність від теплових шумів цілком визначається швидкістю передавання цифрового сигналу і довжиною регенераційної ділянки. У цілому рівень завад у коаксіальних колах набагато нижчий, ніж у симетричних. При організації високошвидкісних



цифрових трактів по симетричних кабелях необхідна захищеність не може бути забезпечена, тому при швидкостях передавання вище 8 Мбіт/с цифрові лінійні тракти будуються на базі коаксіальних кабелів.

**Лінійні коди ЦСП.** Як вже зазначалося, по ЦЛТ повинні передаватися сигнали, що забезпечують мінімальні рівні завад всередині сигналу і перехідних завад між сусідніми трактами. Рівень і дія вказаних завад залежать у загальному випадку як від ширини і форми енергетичного спектра сигналу, так і від ширини і форми амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) тракту.

Отже, питання вибору цифрового сигналу, що забезпечує необхідну заводо захищеність, зводиться до підбору сигналу, спектр якого задовольняє певні вимоги. Перша вимога: енергетичний спектр сигналу повинен обмежуватися знизу і зверху, бути достатньо вузьким, розміщуватися на порівняно низьких частотах і не містити постійної складової.

Обмежений спектр сигналу дозволяє зменшити спотворення при проходженні сигналу через тракт, оскільки у спектрі сигналу будуть подавлятися складові, що мають невелику потужність (відомо, що чим більша потужність складової, тим сильніше спотворення при її подавленні). Зсув спектра в область нижчих частот знижує рівень перехідної завади. Зменшення ширини спектра дозволяє зробити вузькою смугу пропускання вхідних кіл регенератора, зменшивши тим самим ширину смуги та потужність завад, що проникають у роз'язувальний пристрій.

Було встановлено, що якість тактової синхронізації регенератора у більшому ступені залежить від складу енергетичного спектра цифрового сигналу. Відомо, що системи тактової синхронізації потребують наявності у спектрі дискретної складової з частотою  $f_T$ . Якщо тактова частота у спектрі цифрового сигналу відсутня, то організація тактової синхронізації дуже утруднена. Тому друга вимога до спектра цифрового сигналу: у складі спектра повинна бути складова з частотою  $f_T$ .

Як відомо з теорії передавання сигналів, наявність інформаційної надмірності у кодових комбінаціях дозволяє виявляти у них помилки. Отже, застосувавши лінійний код, що містить надмірність, можна вирішувати питання контролю якості передавання у лінійному тракті без переривання зв'язку. Тому лінійний сигнал повинен містити інформаційну надмірність.

Розглянемо, наскільки відомі двійкові коди задовольняють подані вище вимоги. Сигнал на виході АЦП у прямому двійковому коді може бути поданий у вигляді випадкової послідовності однополярних імпульсів (рис. 5.9, а) зі шпаруватістю  $q = T/t_i > 1$  (як правило,  $q = 2$ ). Такий сигнал називають двійковим або бінарним. Енергетичний спектр двійкового сигналу містить суцільні і лінійчаті складові (рис. 5.9, б). Аналіз спектральної діаграми цього сигналу показує, що амплітуди постійної складової і НЧ складових спектра вищі, ніж у ВЧ складових. Ширина першої пелюстки спектра велика  $- 2f_T$ .

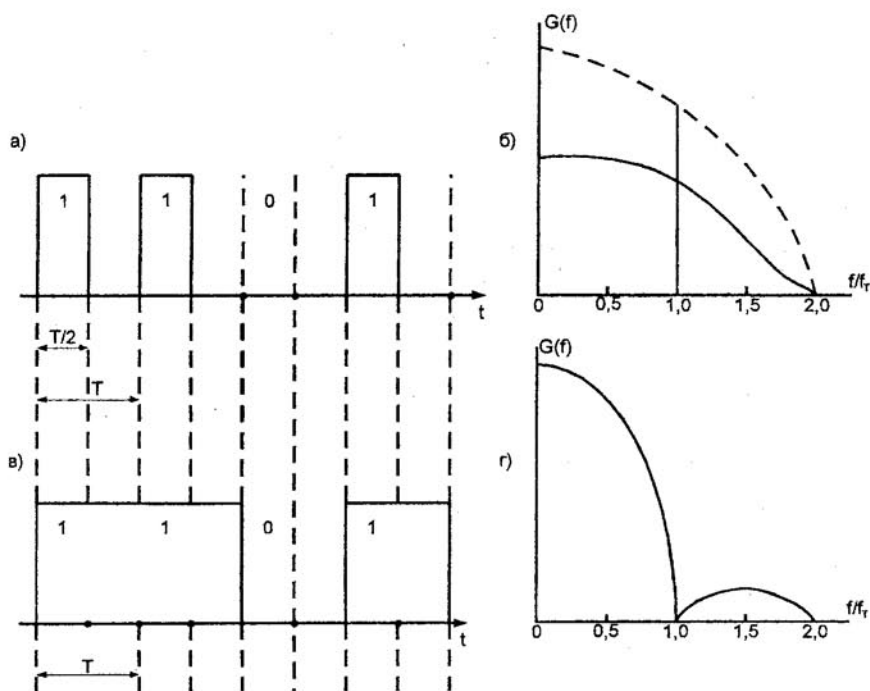


Рисунок 5.9 – Двійкові цифрові сигнали і їх енергетичні спектри: а) двійковий сигнал зі шпаруватістю  $q = 2$ ; б) енергетичний спектр сигналу з  $q = 2$ ; в) двійковий цифровий сигнал з імпульсами „затягнутими” на тактовий інтервал ( $q = 1$ ); г) спектр сигналу з  $q = 1$ .

Проходячи трактом з великим числом лінійних трансформаторів, що подавляють потужні складові спектра, сигнал спотворюється і його регенерація ускладнюється. Отже, такий сигнал не задовольняє першу вимогу, що висувається до цифрового лінійного сигналу. Не задовольняє він і третю вимогу. Наявність  $f_T$  у спектрі не може слугувати основою для його застосування, тому що не виконується перша вимога, яка є найважливішою.

У лінійних трактах сільських цифрових систем передавання ІКМ-15 використовуються двійкові сигнали зі шпаруватістю  $q=1$ , так звані сигнали з імпульсами „затягнутими на тактовий інтервал” (рис. 5.9, в). Енергетичний спектр такого сигналу (рис. 5.9, г) не містить дискретних складових, його неперервна складова концентрується в області низьких частот, є потужна постійна складова. Цей сигнал не задовольняє основні вимоги, що висуваються до форми та складу спектра лінійного цифрового сигналу.

Постійна складова у енергетичному спектрі однополярної випадкової

імпульсної послідовності визначається енергією імпульсів, які поступили на вхід приймального пристрою за певний відрізок часу. Якщо замість однопольярної послідовності імпульсів використовувати послідовність імпульсів полярності, що чергується, то за певний проміжок часу сумарна енергія додатних і від'ємних імпульсів на накопичувачі приймального пристрою буде рівна нулю. Ця ідея була використана при формуванні основного типу лінійного цифрового сигналу, що отримав назву сигналу з чергуванням полярності імпульсів ЧПІ.

На рис. 5.10, а подана двійкова кодова комбінація, а на рис. 5.10, б отримана з неї комбінація у коді ЧПІ. Видно, що символи, які використовуються у комбінації коду ЧПІ, можуть мати три рівні:  $-1$ ;  $0$ ;  $+1$ . У той же час кількість інформації у кодовій комбінації ЧПІ така ж, як і в двійковому коді, тому що вона отримана з двійкової комбінації, що складається з елементів трьох рівнів. Надмірність інформації при використанні коду ЧПІ дозволяє контролювати наявність помилок у лінійному тракті.

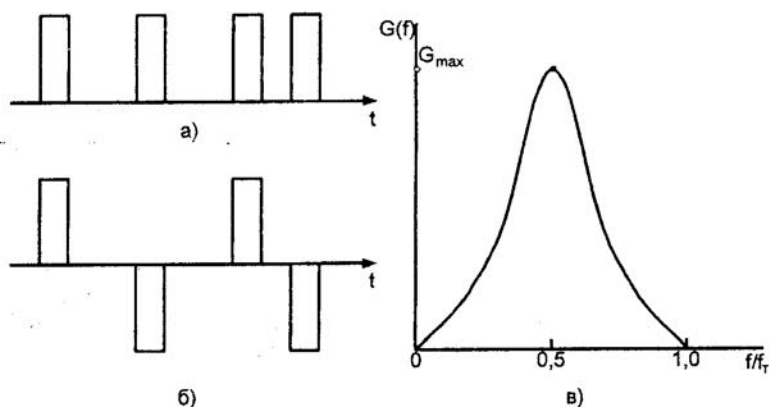


Рисунок 5.10 – Квазітрійковий цифровий код з чергуванням полярності імпульсів ЧПІ і його енергетичний спектр

Енергетичний спектр випадкової імпульсної послідовності (рис. 5.10, в) концентрується у вузькій області поблизу частоти  $0,5f_t$ , що називається півтактовою. Відсутність постійної складової та концентрація спектра в області частот нижче  $f_t$  дозволяють при однакових значеннях тактової частоти отримати для сигналу з ЧПІ менші, ніж для двійкового, міжсимвольні спотворення і перехідні завади. Це і визначило широке використання сигналу з ЧПІ у низькошвидкісних і середньошвидкісних ЦСП.

Сигнал з ЧПІ має один суттєвий недолік – при відсутності передавання в частині каналів у сигналі з'являються довгі серії пропусків (нулів). У даному випадку можливий збій системи тактової синхронізації. Щоб цього

не відбувалося, слід обмежити у кодї ЧПІ велике число нулів. Ця задача була розв'язана створенням кодів з високою щільністю одиниць (КВЩ). Найбільше поширення отримав код КВЩ-3, у комбінаціях якого допускається не більше трьох нулів між двома сусідніми одиницями. Цей код ще називають модифікованим квазітрійковим кодом МЧПІ.

Код МЧПІ може бути отриманий з двійкового за алгоритмом, що передбачає чергування полярності імпульсів В двійкового коду, розділених не більш ніж трьома нулями. Якщо число нулів між двома імпульсами В двійкового коду чотири і більше, то кожен чотири нулі замінюються комбінацією, обраною за законом, вказаним у табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Правила синтезу коду МЧПІ

Двійковий код	Код МЧПІ	Умова вибору	Двійковий код	Код МЧПІ	Умова вибору
0000	000V	Якщо за наступним символом V з'явилося непарне число символів В	0000	B00V	Якщо за наступним символом V з'явилося парне число символів В

З таблиці видно, що у кодї МЧПІ кожен чотири нулі замінюються комбінацією 000V, де через V позначений символ, полярність якого повторює полярність попереднього символу В, або комбінацією B00V, де В – символ, що формується за алгоритмом чергування полярності, а V – символ, що повторює полярність символу В. Подвійна підстановка дає можливість збалансувати число +1 і -1 у кодї МЧПІ і тим самим виключити появу постійної складової лінійного сигналу.

Часові діаграми та спектр коду МЧПІ наведені на рис. 5.11, а-в. Код МЧПІ дозволяє спростити вимоги до пристроїв тактової синхронізації, у той же час він значною мірою ускладнює перетворювачі кодів на прийманні і передаванні. До того ж транскодер приймання повинен відмічати порушення чергування полярності одиниць, одночасно визначаючи число нулів, що передують появі порушень (необхідність у цьому диктується задачею відшукування підстановок типу 000V або B00V), і тільки потім приймати рішення про перетворення символів коду МЧПІ у символи двійкового коду; при цьому процес перетворення коду повинен відбуватися з деякою затримкою.

Код МЧПІ, як і код ЧПІ, дозволяє виявляти помилки. У кодї ЧПІ помилка виявляється при порушенні чергування полярності імпульсів, а в МЧПІ – вставок. Завада, що призводить до трансформації символу кодової послідовності, викликає порушення чергування полярності імпульсів ЧПІ або вставок МЧПІ.

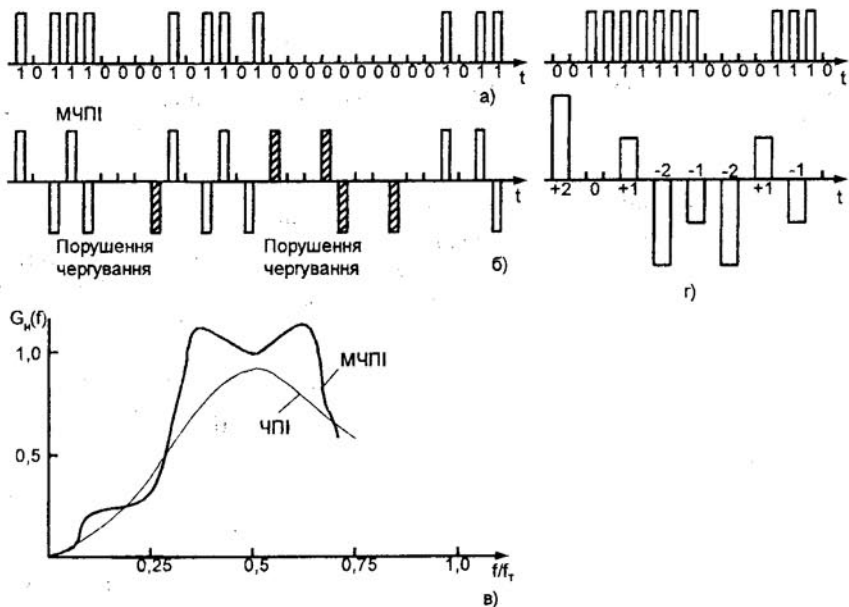


Рисунок 5.11 – Модифікований квазітрійковий цифровий код з підвищеною щільністю одиниць МЧПІ (КВЦЦ-3) і п'ятірковий балансний цифровий код БК-45: а) двійковий цифровий потік на вході перетворювача коду МЧПІ (КВЦЦ-3); б) цифровий потік на виході перетворювача коду МЧПІ (КВЦЦ-3); в) енергетичний спектр коду МЧПІ (КВЦЦ-3) у порівнянні зі спектром коду ЧПІ; г) п'ятірковий цифровий код БК-45

У високошвидкісних ЦСП тактова частота достатньо велика, відповідно збільшується згасання регенераційної ділянки, тому для забезпечення потрібної заводозахищеності необхідно скорочувати регенераційну ділянку. Але при цьому цифрові системи передавання у економічному відношенні поступаються аналоговим. Наприклад, система ІКМ-1920 при використанні як лінійного коду МЧПІ має довжину регенераційної ділянки  $l_{p,d} = 3$  км, тоді як аналогова система ІКМ-1920 з числом каналів майже у 2 рази більшим, має таку ж по довжині підсилювальну ділянку. Збільшення пропускної здатності лінійного тракту (а, отже, і числа каналів) без збільшення тактової частоти можливо при використанні кодів з числом рівнів символів більше трьох.

Зі збільшенням числа рівнів символів коду заводозахищеність знижується. Було встановлено, що достатньо велика заводозахищеність регенератора ЦІТ може бути отримана при числі рівнів у коді, рівному п'яти, при

цьому довжина регенераційної ділянки залишається такою ж, як і при використанні коду МЧП.

На рис. 5.11. г подана реалізація двійкового коду й отримана з неї реалізація п'ятіркового балансного коду БК-45, розробленого вітчизняними вченими. Символи двійкового коду 0; 1 перетворюються за визначеним законом у символи п'ятіркового +2; +1; 0; -1; -2. При довжині регенераційної ділянки 3 км використання коду БК-45 дозволило реалізувати систему ІКМ-1920×2 з числом каналів у 2 рази більшим, ніж у ІКМ-1920, з регенераційною ділянкою такої ж довжини.

У деяких випадках достатньо велика заводозахисненість може бути реалізована при зміні статистичної структури двійкового цифрового сигналу за допомогою операції, що називається скремблюванням. Скремблювання – це перетворення інформаційного двійкового сигналу у сигнал, близький до випадкового, що має біноміальне розподілення ймовірностей появи комбінацій символів при рівномірній появі символів 1 і 0. На відміну від інформаційного сигналу, в якому ймовірність появи певної групи символів довільна у скремблюваному сигналі, ця ймовірність визначається законом скремблювання. Тому у скремблюваному сигналі поява будь-яких комбінацій, у тому числі довгих серій нулів, передбачена і піддається розрахунку.

При підборі відповідного алгоритму скремблера, що дозволяє отримати певну ймовірність формування певної групи символів (наприклад, довгої серії нулів або комбінацій, схожих на цикловий синхросигнал), є можливість покращити статистичні властивості сигналу таким чином, щоб у цілому підвищити заводозахисненість ЦСП. Скремблювання сигналу широко використовується у середньошвидкісних і високошвидкісних ЦСП, що покращує роботу пристроїв тактової синхронізації.

## 5.5 Регенератори цифрових сигналів

Проходячи середовищем поширення, цифровий сигнал послаблюється, спотворюється та піддається дії завод, що призводить до: зміни форми і тривалості імпульсів, зміни за випадковим законом часових інтервалів між імпульсами, зменшення амплітуди імпульсів. Задача регенератора – відновити амплітуду, форму, тривалість кожного імпульсу цифрового сигналу, а також величину інтервалів між сусідніми символами.

У кабельних ЦСП лінійний сигнал частіше всього передається у вигляді комбінацій імпульсів постійного струму і пропусків, що спрощує реалізацію регенераторів. У той же час регенератори кабельних систем є найбільш поширеним елементом сучасних цифрових мереж. Структура регенератора подана на рис. 5.12, а.

Спотворений цифровий сигнал з кабельного кола потрапляє на підси-

ловач-коректор ПК, що забезпечує часткову або повну корекцію форми імпульсів, і реєструється розв'язувальним пристроєм РП. Розв'язувальний пристрій спрацьовує, якщо рівень сигналу на його вході перевищує граничний рівень РП, і не спрацьовує, якщо рівень вхідного сигналу менший заданого рівня. При надходженні імпульсу на виході РП з'являється керувальний сигнал, а у випадку 0 стан РП не змінюється. Формувальний пристрій ФП забезпечує формування імпульсів із заданими для конкретної системи параметрами за сигналами РП.

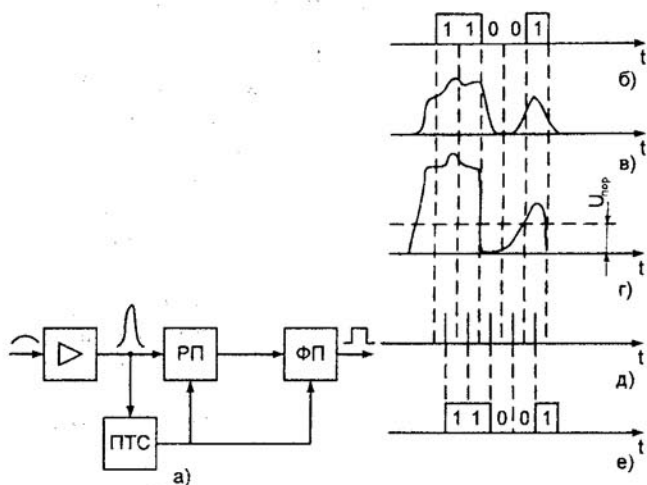


Рисунок 5.12 – Принцип регенерації цифрового сигналу

На наведеній вище схемі, реєстрація вхідного сигналу та прийняття рішення про його значення здійснюються для кожного символу окремо, що значно спрощує реалізацію схеми регенератора. Однак при цьому потребується введення пристрою тактової синхронізації ПТС, який повинен забезпечити прийняття рішень на певних часових інтервалах. Ці інтервали обираються у межах ділянок тактового інтервалу, на яких імпульс має мінімальні спотворення, тому що вибір моменту реєстрації в малоспотвореній частині імпульсу гарантує правильність прийняття рішення РП.

Правильність рішень, що приймаються РП залежить, у першу чергу, від способу виявлення двійкового сигналу та якості роботи ПТС. При безпомилковій роботі РП кожному вхідному імпульсу відповідає вихідний, а кожному „пропуску” на вході – „пропуск” на виході. Однак через присутність на вході РП різних завад, недосконалості пристрою тактової синхронізації й інших причин у процесі регенерації можливі помилки, що виражаються у перетворенні 1 на вході регенератора у 0 на виході і навпаки вхідного 0 у вихідну 1.

Розглянемо часові діаграми, що пояснюють принцип регенерації цифрового сигналу (рис. 5.12).

Вхідний сигнал, пройшовши регенераційну ділянку (рис. 5.12, б), спотворюється, форма його змінюється і на вході ПК (рис. 5.12, в) вона вже дуже відрізняється від вихідної. Підсилювач-коректор, усуваючи амплітудно-частотні спотворення кола, коректує форму імпульсів, забезпечуючи більш круті фронти, що полегшує процес прийняття рішення у РП. Форма сигналу на вході РП подана на рис. 5.12, г, тут же штриховою лінією показаний граничний рівень РП. На рис. 5.12, д показані сигнали тактової синхронізації. З рисунка видно, що сигнали ПТС розміщуються у центрах тактових інтервалів, на яких вхідні сигнали РП мають максимальне значення і найменш спотворену форму, тобто забезпечується максимальне перевищення сигналу над завадою, а отже, і правильність реєстрації. З рисунка також ясно, що зміщення синхросигналу може призвести до помилки регенерації. Не виключається помилкове рішення і при правильному розміщенні тактових синхроімпульсів. Такий випадок можливий, якщо полярність завади протилежна полярності імпульсу, а її абсолютна величина більша граничного значення. Тоді рівень імпульсу, спотвореного завадою, буде нижче граничного рівня, що при регенерації призведе до помилки. Якщо при відсутності імпульсу рівень завади виявиться вище граничного, це також призведе до помилки.

### Контрольні запитання

1. Які види модуляції доцільно використовувати в системах з часовим розділенням каналів?
2. Вказати, які переваги та недоліки цифрових та імпульсних модуляцій.
3. Чому при кодуванні сигналів у цифрових системах зв'язку перевага надається нелінійним законам квантування?
4. Чим відрізняється А-закон компресії від  $\mu$ -закону?
5. На основі структурної схеми ІКМ-15/30 пояснити принцип її дії.
6. З якою метою збільшується тривалість імпульсів дискретного сигналу перед кодуванням?
7. Введенням яких додаткових блоків можна збільшити кількість каналів з 15 до 30 в системі зв'язку ІКМ-15/30?
8. З якою метою в цифровий лінійний сигнал вводиться сигнал керування і взаємодії?
9. Яким чином передаються телеграфні сигнали в системі ІКМ-15/30?
10. Пояснити принцип побудови цифрового лінійного сигналу ІКМ-15/30.
11. З якою метою застосовується перекодування сигналу перед передаванням в лінію зв'язку?



12. Дайте порівняльну характеристику цифрових та аналогових систем передавання.

13. Як можна підвищити завадостійкість сигналу в ЦСП?

14. Вказати призначення сигналів керування та взаємодії.

15. Які переваги цифрових систем передавання над аналоговими?

16. Поясніть принцип виділення тактової частоти з випадкової цифрової послідовності.

17. Варіанти перетворення двійкового сигналу в лінійний код.

18. Пояснити принцип утворення двійково-симетричних кодів.

19. Які методи усунення постійної складової в лінійних кодах?

20. Як створюється квазітрійковий код?

21. Які переваги застосування ЧПІ кодів?

22. В чому полягають переваги кодів з високою щільністю одиниць?

23. Які області застосування коду з високою щільністю одиниць?

24. В чому полягає процес скремблювання?

25. Що таке блоковий код?

26. Які недоліки кодів з підвищенням тактової швидкості?

27. Показати графічно утворення коду  $1B2B$ .

28. Як використовуються заборонені комбінації у блокових кодах?

29. На основі структури регенератора поясніть його принцип дії.

30. Наведіть основні параметри НРП системи зв'язку ІКМ-30.

31. Як можна підвищити відношення сигнал-завада регенератора?

32. Чи існує можливість застосування регенератора для аналогових сигналів?

33. Наведіть переваги НРП із зовнішньою синхронізацією [2, 11, 17].

## 6 АСИНХРОННІ ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

### 6.1 Стандартизація цифрових систем передачі

Для раціональної побудови ЦСП необхідно, щоб число каналів ТЧ, на які вони розраховуються, було кратним мінімальному стандартному числу. Це дає можливість використовувати стандартне каналотворювальне обладнання. Аналогічно будуються і аналогові системи передачі з ЧРК, де стандартні первинні, вторинні та третинні групи каналів дозволяють застосовувати уніфіковане індивідуальне і групове обладнання. Цифрові системи передавання також будуються відповідно до заданої ієрархії. При цьому враховуються такі вимоги:

- можливість передавання усіх видів аналогових і дискретних сигналів;
- забезпечення як синхронного, так і асинхронного об'єднання, розділення і транзиту цифрових потоків і сигналів у цифровому вигляді;
- вибір стандартизованих швидкостей передавання цифрових потоків з урахуванням можливості використання ЦСП і АСП.

Ієрархія ЦСП подана на рис. 6.1. Як базову МСЕ рекомендує систему ІКМ-30 зі швидкістю передавання групового сигналу 2048 кбіт/с. Коефіцієнт кратності об'єднання цифрових потоків вибраний рівним 4, оскільки в основі техніки ІКМ лежить двійкова система числення.

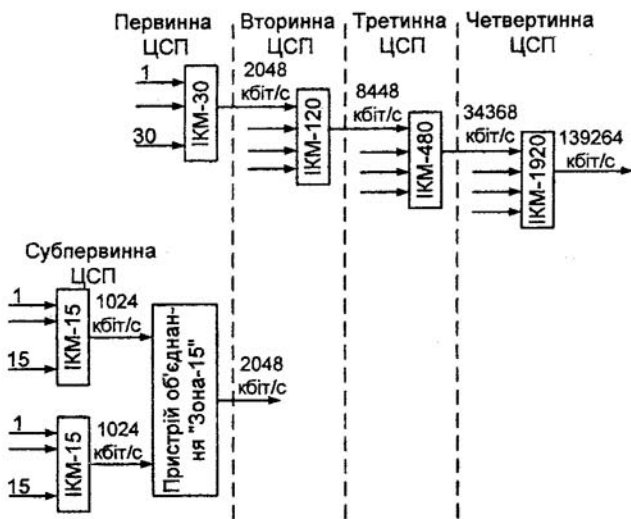


Рисунок 6.1 – Ієрархічна структура ЦСП

Первинна ЦСП ІКМ-30 призначена для міських та сільських мереж і забезпечує організацію 30 каналів ТЧ. Швидкість передавання групового сигналу 2048 кбіт/с. Система ІКМ-30 може бути використана як каналотвірна для ЦСП більш високого порядку.

Вторинна ЦСП ІКМ-120 призначена для місцевих та зонових мереж і забезпечує організацію 120 каналів ТЧ. Передбачена можливість сумісного передавання вторинної групи (вихідний спектр 312...552 кГц) у цифровому вигляді й одного первинного цифрового потоку. Швидкість групового цифрового потоку 8448 кбіт/с. Цифровий потік організується шляхом об'єднання чотирьох первинних цифрових потоків зі швидкістю 2048 кбіт/с. СП може працювати по симетричних міжміських кабелях, волоконно-оптичних, радіорелейних і супутникових лініях.

Третинна ЦСП ІКМ-480 призначена для роботи на зонових і магістральних мережах зв'язку і забезпечує організацію 1920 каналів ТЧ. Можливе спільне передавання одного телевізійного сигналу у цифровому вигляді і одного третинного цифрового потоку. Швидкість групового цифрового потоку 139264 кбіт/с. Цифровий потік утворюється шляхом об'єднання чотирьох третинних цифрових потоків зі швидкістю 34368 кбіт/с. Система може працювати по кабелю КМ-4 і волоконно-оптичних лініях.

Субпервинна ЦСП ІКМ-15 призначена для сільських мереж і забезпечує організацію 15 каналів ТЧ. Швидкість групового цифрового потоку 1024 кбіт/с. Система працює по кабелю КСПП.

Цифрова СП типу ЗОНА-15 також призначена для сільських мереж і забезпечує об'єднання двох 15-канальних груп, утворених ІКМ-15. Швидкість групового цифрового потоку 2048 кбіт/с. Він організується шляхом об'єднання двох цифрових потоків зі швидкістю 1024 кбіт/с. Система передавання „ЗОНА-15” працює по кабелю КСПП.

У північноамериканських країнах як основна цифрова система використовується ІКМ-24 зі швидкістю передавання групового цифрового потоку 1544 кбіт/с.

## 6.2 Первинні цифрові системи передачі ІКМ-30 та ІКМ-30С

ЦСП типу ІКМ-30 призначена для формування абонентських і з'єднувальних ліній МТС і приміського зв'язку і дозволяє організувати до 30 каналів ТЧ по парах низькочастотного кабелю МТС, а при наявності відповідного обладнання спряження і лінійного тракту каналоутворювальної апаратура ІКМ-30 може використовуватися для систем передавання по оптичних кабелях і РРЛ. Передбачена можливість створення каналу звукомовлення замість чотирьох каналів ТЧ і від одного до дев'яти каналів передавання дискретної інформації зі швидкістю 8 кбіт/с. Один канал передавання дискретної інформації створюється у груповому тракті, інші вісім

– замість одного з каналів ТЧ. Канали ТЧ ІКМ-30 можна завантажувати нетелефонною інформацією будь-якого вигляду без обмеження їх числа і способу групування.

Основні кабелі, на яких будується лінійний тракт ІКМ-30, – це низько-частотні симетричні кабелі типів Т і ТПП з діаметром жил 0,5 і 0,7 мм, але у випадку необхідності система забезпечує дані параметри і по високо-частотних кабелях ТЗ, ЗК, МКС з діаметром жил 1,2 мм. Лінійний сигнал системи будується на основі надциклів, циклів, каналних і тактових інтервалів (рис. 6.2).

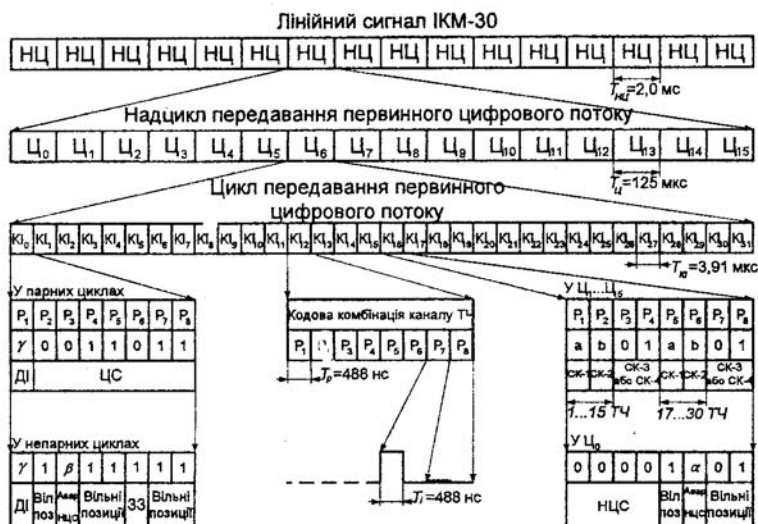


Рисунок 6.2 – Структура цифрового лінійного сигналу ІКМ-30

Надцикл передавання НЦ являє собою інтервал часу, за який передається інформація усіх сигнальних каналів (каналів СКВ) і каналів аварійної сигналізації. Тривалість надциклу у системі ІКМ-30  $T_{нц} = 2,0$  мс. Надцикл складається з 16 циклів передавання. Протягом циклу, тривалість якого дорівнює інтервалу дискретизації  $T_{ц} = T_{д} = 125$  мкс, передаються восьмирозрядні кодові комбінації двох сигнальних каналів або сигнал надциклової синхронізації НЦС (або сигнал втрати надциклового синхронізму), сигнал циклової синхронізації ЦС (або сигнал втрати циклової синхронізації), сигнал дискретної інформації.

Цикл передавання відповідає рекомендації МСЕ G.732 і складається з 32 каналних інтервалів  $КІ_0 \dots КІ_{31}$  з тривалістю  $T_{ци} = 3,91$  мкс.

Канальні інтервали  $КІ_1 \dots КІ_{15}$  і  $КІ_{17} \dots КІ_{31}$  призначені для передавання інформації каналів ТЧ. Кожен каналний інтервал складається з восьми

розрядів  $P_1 \dots P_8$ ,  $T_p = 488$  нс. Частота надходження циклів передавання дорівнює частоті дискретизації  $f_{\eta} = f_{\delta} = 8$  кГц, частота надходження каналних інтервалів  $f_{\kappa i} = 8 \cdot 32 = 256$  кГц, а частота надходження символів (розрядів) у циклі, або тактова частота  $f_c = 8 \cdot 32 \cdot 8 = 2048$  кГц. Оскільки у кожному розряді передається 1 біт інформації, швидкість передавання інформації у цифровому потоці лінійного сигналу  $v_c = 2048$  кбіт/с, а частота надходження надциклів  $f_{m\kappa} = f_c/16 = 8/16 = 0,5$  кГц.

Цикловий синхросигнал передається  $KI_0$  в парних циклах на позиціях  $P_2 \dots P_8$  і має вигляд 0011011. На позиціях  $P_1$  нульового  $KI$  передається сигнал дискретної інформації. У непарних циклах на позиції  $P_3$  передається сигнал збою циклової синхронізації, на позиції  $P_6$  – сигнал перевірки залишкового згасання каналу  $33$  і на позиції  $P_2$  – символ 1.

У каналному інтервалі  $KI_{16}$  на позиціях  $P_1, P_2$  і  $P_5, P_6$  у циклах  $\zeta_1 \dots \zeta_{15}$  передаються сигнали СКВ прямого і зворотного напрямку для кожного з двох каналів ТЧ, закріплених за циклом. Передавання СКВ здійснюється почергово у 15 циклах для 1-го і 16-го, 2-го і 17-го, 3-го і 18-го, ..., 15-го і 30-го каналів ТЧ. У тому ж  $KI_{16}$  на позиціях  $P_1 \dots P_4$  у циклі  $\zeta_0$  передається сигнал надциклової синхронізації 0000, на позиції  $P_6$  – сигнал відсутності надциклової синхронізації, на позиціях  $P_5, P_8$  – одиничні символи, на  $P_3, P_7$  – нульові символи. Позиції  $P_3, P_8$  у  $KI_{16}$  зайняті нульовими символами і у циклах, відмінних від  $\zeta_0$ .

Лінійний сигнал на тактових інтервалах являє собою імпульси і пропуски, тривалість символу  $240 \pm 30$  нс, амплітуда імпульсу  $3 \pm 0,3$  В на навантаженні 120 Ом. У системі застосований квазітрійковий лінійний код з чергуванням полярності імпульсів ЧПІ.

Кодові комбінації у системі отримують за допомогою кодера з нелінійною характеристикою квантування. Характеристика кодера відповідає логарифмічному закону компандування  $A = 87,6$ , апроксимованому тринадцятьма сегментами з відношенням нахилів сусідніх сегментів, рівним двом. Система циклової та надциклової синхронізації дозволяє відновлювати стан синхронізму протягом 2 мс. Залишкове згасання каналів системи у двопроводовому кінці може бути встановлено рівним 1,8; 3,5; і 7,0 дБ, а у чотирипроводовому 0 і – 17,3 дБ.

Канал звукомовлення створюється замість 1-, 9-, 16- і 24-го каналів, а дискретна інформація без використання систем тонального телеграфу та модемів систем передавання даних може бути введена у 8-й канал.

Лінійний тракт системи будується на основі необслуговуваних регенераційних пунктів (НРП) і обслуговуваних регенераційних пунктів (ОРП). Довжини регенераційних ділянок на реальній лінії передавання обираються у процесі проектування з метою забезпечення номінальної завадозахищеності регенераторів, причому згасання регенераційної ділянки на півтактовій частоті  $f_c/2 = 1024$  кГц не повинно перевищувати 36 дБ.

Електроживлення обладнання кінцевих станцій і ОРП здійснюється від

станційної батареї напругою – 60 В, а дистанційне живлення НРП – по штучних колах постійним струмом 110 мА ± 10% за системою „провід – провід”. Напруга дистанційного живлення у залежності від числа НРП може змінюватись у межах 16...48 В для коротких ліній і 35...245 В для довгих. Лінійний тракт охоплений системою телеконтролю, яка дозволяє виявити ушкоджену регенераційну ділянку або регенератор. Система телесигналізації дозволяє здійснювати сигналізацію про попадання циклової і надциклової синхронізації на протилежній станції і про пониження надмірного повітряного тиску у корпусі НРП.

Система комплектується спеціалізованою контрольно-вимірною апаратурою: приладом контролю достовірності ПКД-У, пультом контролю регенераторів ПДКР, вимірником згасання кабельної лінії ВЗКЛ, вимірником шумів квантування (ВШК), пультом контролю узгоджувальних пристроїв ПКУП.

### 6.3 Система передавачі ІКМ-120

ЦСП типу ІКМ-120 призначена для створення каналів на місцевих і внутрішньозонових мережах зв'язку шляхом ущільнення високочастотних симетричних кабелів ЗКПАП-1×4, МКСА-1×4, МКСВ-4×4, МКСБ-7×4, МКСАП-4×4. Система забезпечує створення 120 каналів ТЧ і передавання стандартної 60-канальної групи зі спектром 312...552 кГц і одного первинного цифрового потоку на 30 каналів (загальне число каналів при цьому – 90). Швидкість передавання групового потоку 8448 кбіт/с, загальна довжина переприймальної ділянки до 600 км, відстань між обслуговуваними пунктами до 200 км, довжина регенераційної ділянки  $5 \pm 0,5$  км. Лінійний тракт утворюється за двокабельною чотирипроводовою схемою зв'язку. Застосування двокабельної схеми забезпечує необхідну захищеність між прямим і зворотним напрямками передавання.

Завдяки різниці у робочих діапазонах частот лінійний тракт апаратури ІКМ-120 може працювати сумісно з лінійним трактом апаратури К-60П по одних і тих же кабелях, але різних парах. Однак на можливість сумісної роботи накладають обмеження різні способи організації дистанційного живлення. Так, організації сумісної роботи систем передавання К-60П і ІКМ-120 по одночотвірковому кабелю утруднена.

Апаратура ІКМ-120 містить (рис. 6.3): аналого-цифрове обладнання формування стандартних первинних цифрових потоків АЦО, обладнання вторинного часового групоутворення ВЧГ, кінцеве обладнання лінійного тракту ОЛТ, необслуговувані регенераційні пункти НРП. Груповий потік зі швидкістю 8448 кбіт/с формується з чотирьох первинних потоків, що мають швидкість 2048 кбіт/с.

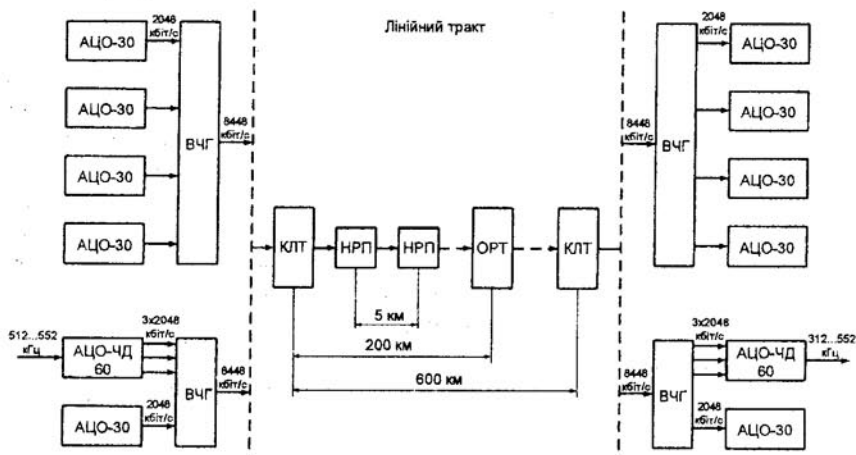


Рисунок 6.3 – Схема створення зв'язку системи передавачі ІКМ-120

Якщо використовувати основний варіант роботи на сто двадцять каналів ТЧ, то ці первинні потоки можуть бути створені на обладнанні АЦО, що застосовується в ІКМ-30. Комплект апаратури каналотвірної уніфікованої АКУ-30 призначений для створення 30 телефонних каналів, а також організації абонентського доступу до двох цифрових каналів з пропускною здатністю 64 кбіт/с. Ці цифрові канали утворюються на місці каналних стандартному первинному цифровому потоку 2048 кбіт/с.

При створенні передавання стандартної 60-канальної групи і одного первинного цифрового потоку для оброблення стандартної групи застосовується спеціальне обладнання АЦО-ЧД-60.

#### 6.4 Система передачі ІКМ-480

Комплекс апаратури третинної ЦСП ІКМ-480 призначений для створення на внутрішньозонових і магістральних мережах зв'язку пучків каналів по кабелю МКТ-4 з парами 1,2/4,6 мм. Апаратура забезпечує створення до 480 каналів ТЧ при швидкості передавання групового потоку 34368 кбіт/с. Лінійний тракт створюється за односмуговою чотирипроводовою однаквальною схемою. Довжина переприймальної ділянки по ТЧ 2500 км, відстань між обслуговуваними пунктами до 200 км, довжина регенераційної ділянки  $3_{-0,7}^{+0,15}$  км.

Груповий цифровий потік зі швидкістю 34368 кбіт/с формується за допомогою асинхронного або синхронного побітового об'єднання чотирьох

потоків зі швидкістю 8448 кбіт/с. Принцип побудови структури циклу передавання той же, що і в системі ІКМ-120. Цикл складається з 2148 імпульсних позицій, з яких 2112 інформаційних і 36 службових. Сам цикл тривалістю 62,5 мкс розбитий на три групи. Кожна група містить 716 імпульсних позицій, з яких 12 використовується для передавання службових сигналів, а інші 704 імпульсні позиції займають інформаційні символи. У першій групі на позиціях 1...12 передається синхрогрупа 111101000000. У другій групі на позиціях 1...4 передаються перші символи команд погодження швидкостей, на позиціях 5, 6 – символи службового зв'язку, на позиціях 7, 8 – сигнали аварії і виклику по службовому зв'язку, на позиціях 9...12 – другі символи команд погодження швидкостей. У третій групі на позиціях 1...4 передаються треті символи команд погодження швидкостей, на позиціях 5...8 – символи дискретної інформації, на позиціях 9...12 – інформаційні символи, що формуються при від'ємному погодженні швидкостей, на позиціях 13...16 при додатному погодженні швидкостей ДПШ замість інформаційних символів передаються баластні символи, які при прийманні повинні відкидатися.

Схема організації зв'язку за допомогою апаратури ІКМ-480 наведена на рис. 6.4, де можна виділити обладнання формування третинного цифрового потоку зі швидкістю 34368 кбіт/с і обладнання лінійного тракту.

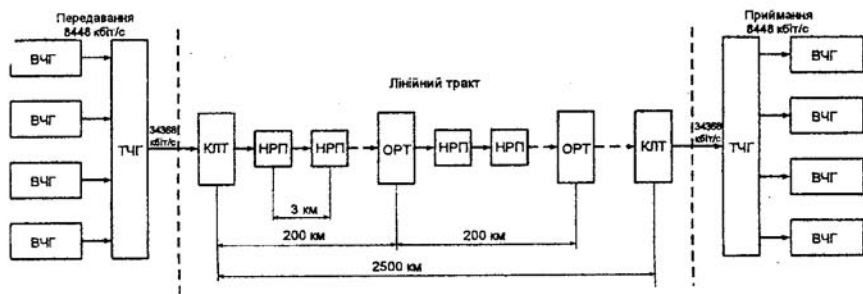


Рисунок 6.4 – Схема організації зв'язку системи передавання ІКМ-480

Обладнання формування третинного потоку містить обладнання аналого-цифрового перетворення (на рис. 6.4 не показано), обладнання вторинного часового групоутворення, що розміщене на стояку ВЧГ, обладнання третинного часового групоутворення, що розміщене на стояку ТЧГ. Стояк ТЧГ призначений для розміщення до чотирьох комплектів апаратури третинного групоутворення КТЧГ і дозволяє створити до чотирьох третинних цифрових потоків. Комплект ТЧГ забезпечує асинхронне або синхронне об'єднання і розділення чотирьох цифрових потоків зі швидкістю передавання 8448 кбіт/с. Груповий сигнал на виході обладнання ТЧГ перетворюється у код КВЦЗ-3 або ЧП. По третинному цифровому тракту мож-



на створити канал службового зв'язку з використанням дельта-модуляції і чотири канали для передавання дискретної інформації зі швидкістю 16 кбіт/с.

Система сигналізації забезпечує увімкнення загальностанційної сигналізації при таких ушкодженнях:

- пропадання будь-якої зовнішньої напруги, що живить КТЧГ у стояку;
- пропадання вторинних напруг, що живлять кола сигналізації;
- пропадання цифрових сигналів, що приймаються;
- вихід зі строю обладнання лінійного тракту;
- вихід зі строю будь-якого блока КТЧГ.

Для можливості перемикання стандартних цифрових трактів на різні напрямки у процесі експлуатації ці тракти заводяться на стандартні стояки комутації групових трактів, що застосовуються в аналогових системах передавання: первинні цифрові тракти – на стояк комутації первинних груп СКП, вторинні та третинні цифрові тракти – на стояк комутації вторинних і третинних груп СКВТ.

Обладнання лінійного тракту дозволяє організувати по кабелю МКТ-4 два лінійних тракти ІКМ-480 і містить: лінійне обладнання кінцевої станції – стояки КЛТ, обслуговувані регенераційні пункти ОРП, які встановлюються через 200 км, необслуговувані регенераційні пункти НРП, яких на ділянці ОРП–НРП може бути до 66.

Для роботи НРП і обслуговування лінійного тракту застосовується дистанційне живлення, службовий зв'язок, дільнична та магістральна телемеханіка, для чого використовуються коаксіальні та симетричні пари кабелю МКТ-4: чотири коаксіальні пари – для роботи лінійних трактів двох систем, дві симетричні пари – для роботи дільничної телемеханіки і одна симетрична пара – для роботи магістральної телемеханіки.

## 6.5 Система передачі ІКМ-1920

Комплекс апаратури четвертинної ЦСП ІКМ-1920 призначений для створення на внутрішньозонових і магістральних мережах зв'язку потужних пучків телефонних каналів і каналів передавання телевізійних сигналів по кабелю КМ-4 з коаксіальними парами 2,6/9,5 мм. Апаратура забезпечує створення 1920 каналів ТЧ або один канал телебачення і 480 каналів ТЧ при швидкості передавання групового потоку 139264 кбіт/с. Лінійний тракт створюється за чотирипроводовою однокабельною схемою зв'язку. Максимальна дальність зв'язку 12500 км, довжина переприймальної ділянки 2500 км, відстань між обслуговуваними станціями – до 240 км, довжина регенераційної ділянки  $3_{-0,25}^{+0,15}$  км. Схема створення зв'язку за допомогою ІКМ-1920 подана на рис. 6.5.

У схемі можна виділити обладнання четвертинного часового групоут-

ворення ЧЧГ, куди входить обладнання часового групоутворення більш низьких порядків, а також аналого-цифрового перетворення сигналів телевізійного мовлення АЦО-ТС і обладнання лінійного тракту, куди входить обладнання лінійного тракту ОЛТ.

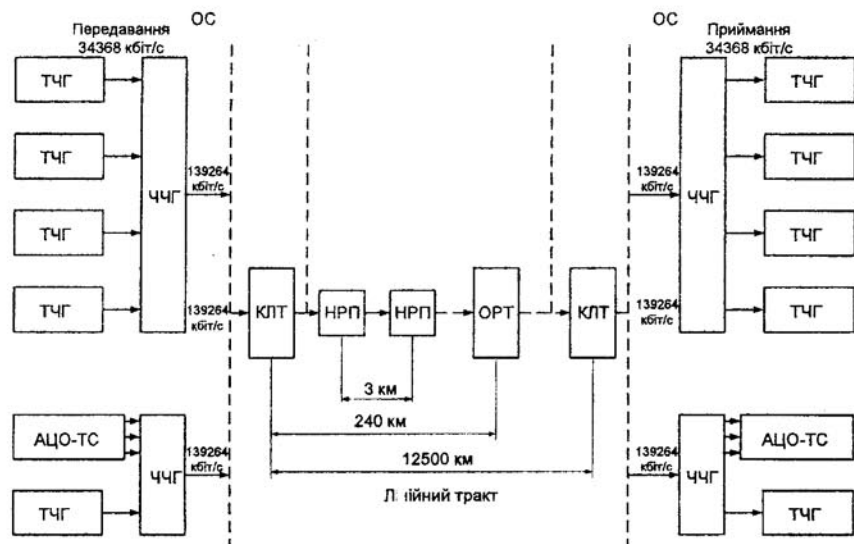


Рисунок 6.5 – Схема створення зв'язку СП типу ІКМ-1920

Груповий цифровий потік, що передається зі швидкістю 139264 кбіт/с, формується у обладнанні ЧЧГ шляхом асинхронного або синхронного побітового об'єднання чотирьох цифрових потоків зі швидкістю 34368 кбіт/с. Побудова часового циклу передавання аналогічна побудові часового циклу систем передавання ІКМ-120 та ІКМ-480.

Обладнання ЧЧГ забезпечує у тракті передавання об'єднання чотирьох третинних цифрових потоків у четвертинний і розділення його у тракті приймання. В обладнанні передбачені три режими роботи: асинхронний, синхронний і синхронно-синфазний. Перші два режими використовуються для передавання цифрових потоків, сформованих обладнанням ТЧГ. При асинхронному об'єднанні використовується двостороннє погодження швидкостей і двокомандне керування. Третій режим роботи передбачається для передавання трьох цифрових потоків, що формуються на виході обладнання АЦО-ТС, і одного третинного цифрового потоку. Груповий потік на виході обладнання ЧЧГ скремблюється та перетворюється у код КВЩ-2. Система циклової синхронізації – адаптивна, середній час відновлення циклової синхронізації 0,15 мс. Існує можливість створення службо-

вого зв'язку по цифровому каналу, для чого передбачені відповідні часові позиції у циклі передавання.

Обладнання АЦО-ТС забезпечує передавання методом ІКМ сигналів кольорового телевізійного мовлення СТМ зі спектром частот 50 Гц...6 МГц, і двох сигналів звукового супроводу СЗС зі спектром частот 30...15000 Гц. Частота дискретизації СТМ 12888 кГц, закон кодування лінійний, код восьмирозрядний. Швидкість цифрового потоку СТМ  $3 \times 34368$  кбіт/с. Сигнали звукового супроводу телебачення піддаються дискретизації з частотою 35,8 кГц, а аналого-цифрове перетворення – нелінійне за законом  $\mu$ -15,7, код 12-розрядний. Таке кодування дозволяє забезпечити відношення сигнал-шум квантування у режимі мовчання не менше 64 дБ, що відповідає вимогам до каналів звукового супроводу вищого класу. Швидкість передавання цифрового потоку СЗС 537 кбіт/с. Символи цифрових потоків СЗС синхронно вводять у цифровий телевізійний сигнал на позиції молодшого (восьмого) розряду кожної шостої кодової групи.

Обладнання лінійного тракту дозволяє створити по кабелю КМ-4 два лінійних тракту ІКМ-1920 і містить обладнання лінійного тракту ОП, ОРП, НРП. Функціонально лінійний тракт побудований за аналогією з трактом ІКМ-480. Для роботи НРП і обслуговування лінійного тракту створюються: ДЖ, канали службового зв'язку, дільнична та магістральна телемеханіка. Пристрої телемеханіки та службового зв'язку побудовані і працюють аналогічно пристроям системи передавання ІКМ-480.

Обладнання лінійного тракту ОП розміщено на двох стояках. На стояку СОЛТ розміщуються станційні регенератори, обладнання службового зв'язку, дільничної та магістральної телемеханіки, блоки ДЖ двох лінійних трактів розміщуються на стояку СДЖ, що необхідно для забезпечення нормального теплового режиму роботи обладнання. Струм дистанційного живлення 400 мА, максимальна напруга 1700 В, що дозволяє забезпечити електроживленням до 40 НРП. Дистанційне живлення здійснюється по внутрішніх провідниках коаксіальних пар. Принцип побудови блоків ДЖ такий же, як і в системі ІКМ-480. В ОРП встановлюються два стояки СОЛТ.

Функціонально НРП ІКМ-1920 побудований аналогічно НРП ІКМ-480. Обладнання НРП розміщується у контейнерах, що встановлюються у ґрунт. Конструкція уніфікована для аналогових і цифрових систем передавання по коаксіальних кабелях.

### Контрольні запитання

1. Чому у системі ІКМ-30 використовується АІМ-П?
2. Які особливості побудови лінійного тракту ІКМ-30?
3. Як функціонує підсистема службового зв'язку в ІКМ-30?
4. Основні технічні характеристики системи ІКМ-120.

5. Як будується часовий цикл системи ІКМ-120?
6. Пояснити необхідність використання АЦО ЧД-60.
7. Навести схему створення зв'язку системи ІКМ-120.
8. Галузь використання та основні технічні характеристики СП типу ІКМ-480.
9. Скільки каналів звукомовлення можна створити в лінійному тракті системи ІКМ-480?
10. Як будується часовий цикл системи ІКМ-1920?
11. Як створити канал телебачення та канали звукомовлення в системі ІКМ-1920?
12. Виконати порівняльний аналіз технічних характеристик СП типу ІКМ-480 та ІКМ-1920.
13. Навести основні принципи побудови ієрархії цифрових систем передавання.
14. Які функції виконує система телеконтролю в асинхронних цифрових системах?
15. Як залежить довжина регенераційної ділянки від числа лінійних трактів в кабелі?
16. Яке обладнання входить до складу кінцевої та проміжної станцій?
17. Чим відрізняються структури обладнання лінійних трактів кінцевих станцій необслуговуваного та обслуговуваного регенераційних пунктів?
18. Навести класи сигналів, які можуть використовуватись для вимірювання шумів квантування у цифрових системах [2, 8, 11, 14].

### 7.1 Передумови створення синхронних СП

Основний недолік системи PDH полягає у тому, що додавання вирівнювальних бітів робить неможливим ідентифікацію та виведення потоку 64 кбіт/с або 2 Мбіт/с, „зашитого” у потоці 140 Мбіт/с, без повного демультимплексування або „розшиття” цього потоку та видалення вирівнювальних бітів. При передаванні потоків міжміських телефонних розмов від одного телефонного вузла до іншого „зшивання” та „розшивання” групових сигналів відбувається достатньо рідко. Передавання даних за допомогою PDH мережі часто потребує виведення потоку 64 кбіт/с або 2 Мбіт/с з потоку 140 Мбіт/с, щоб завести його, наприклад, у відділення банку, або навпаки виведення потоку 64 кбіт/с або 2 Мбіт/с з банку для введення його назад у потік 140 Мбіт/с. Здійснюючи таке введення/виведення, потрібно проводити достатньо складну операцію трирівневого демультимплексування („розшиття”) PDH сигналу з видаленням/додаванням вирівнювальних (на всіх трьох рівнях) біт і його наступного трирівневого мультиплексування („зшиття”) з додаванням нових вирівнювальних бітів.

Схема такої операції для одного користувача (з потоком 2 Мбіт/с) подана на рис. 7.1. При наявності багатьох користувачів, що потребують введення/виведення вихідних (наприклад, 2 Мбіт/с) потоків, для апаратурної реалізації мережі потребується надзвичайно велика кількість мультиплексорів, у результаті експлуатація мережі стає економічно не вигідною.

Інше вузьке місце технології PDH – слабкі можливості у створенні службових каналів для цілей контролю та керування потоком у мережі, що вкрай важливо для використання у мережах передавання даних. Зазвичай, для цілей наступної ідентифікації та сигналізації потік розбивається на групи тайм-слотів або фрейми, з яких потім компонується групи з декількох фреймів або мультифрейми. Останні, даючи можливість ідентифікувати на приймальній стороні окремі фрейми, укомплектовуються додатковими бітами циклічних завадостійких кодів і систем сигналізації, що використовуються. Однак ці засоби достатньо слабкі, особливо на перших двох рівнях АС і ЯС ієрархії.

Вказані недоліки PDH призвели до розробки у США ще одної ієрархії – синхронної оптичної мережі SONET, а у Європі аналогічної синхронної цифрової ієрархії SDH, що були запропоновані для використання на волоконно-оптичних лініях зв'язку (ВОЛЗ).

У 1984-86 роках комітет T1 (США) запропонував використовувати сигнал зі швидкістю передавання 50,688 Мбіт/с як основний синхронний транспортний сигнал STS-1. Однак, враховуючи невдачу практичного впровадження крос-мультиплексування існуючих PDH ієрархій, розробники технології SONET не могли не враховувати необхідність полегшити

процедуру взаємодії американської і європейської PDH ієрархії і не прийняти до уваги наявність стандартів CCITT на цифрову ієрархію, що охоплює діапазон швидкостей 1,5 – 140 Мбіт/с, а також аналогічної європейської розробки, що названа SDH ієрархією або технологією SDH. В останній як основний формат синхронного сигналу був прийнятий синхронний транспортний модуль STM-1, що має швидкість передавання 155,52 Мбіт/с і дозволяє інкапсулювати усі фрейми європейської PDH ієрархії, у тому числі фрейм E4 (140 Мбіт/с).

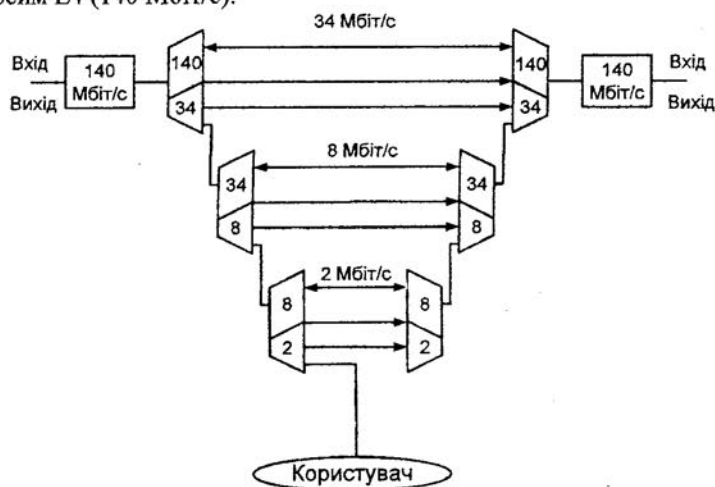


Рисунок 7.1 – Операція введення/виведення потоку користувача 2 Мбіт/с у потік 140 Мбіт/с за схемою PDH

У результаті комітетом SONET було прийнято рішення – відмовитися від впровадження ще однієї відокремленої ієрархії (тобто, саме SONET) і розробити на її основі нову синхронну цифрову ієрархію, названу SONET/SDH, перший рівень якої OC1 приймався рівним 51,84 Мбіт/с, що дозволяло шляхом розробки розвиненої схеми мультимплексування і крос-мультимплексування, запропонувати універсальний набір віртуальних контейнерів, що дозволяє вмістити в їх оболонки всі формати фреймів стандартних рівнів американської і європейської PDH ієрархій.

Тепер синхронний транспортний модуль STM-1 (155,52 Мбіт/с), запропонований для європейської версії SDH, з однієї сторони, збігається з новою швидкістю SONET OC3 ( $51,84 \cdot 3 = 155,52$ ), а з іншої – дозволяє включити у схему мультимплексування максимальну швидкість європейської PDH ієрархії – 140 Мбіт/с. Сумісні зусилля у цьому напрямку призвели до розробки у 1989 році рекомендацій ITU-T для SDH.

## 7.2 Загальна характеристика синхронної цифрової ієрархії

Синхронна цифрова ієрархія дає змогу синтезувати універсальну транспортну систему, яка охоплює всі ділянки мережі й виконує функції передавання інформації, контролю та керування. Вона розрахована на транспортування сигналів плезіохронної ієрархії, а також усіх перспективних служб, у тому числі й широкосмугової цифрової мережі з інтеграцією служб В-ISDN, яка використовує асинхронний спосіб передавання АТМ.

У синхронній цифровій ієрархії використано останні досягнення електроніки, системотехніки, обчислювальної техніки тощо. Її застосування уможливорює суттєве скорочення обсягу й вартості апаратури, експлуатаційних витрат, а також тривалості монтажу й налаштування устаткування. Разом з тим її застосування значно підвищує надійність, живучість і гнучкість мереж та якість зв'язку.

Лінійні сигнали синхронної цифрової ієрархії введенні в синхронні транспортні модулі STM (табл. 7.1), перший з яких відповідає швидкості 155 Мбіт/с, а кожний наступний має швидкість у 4 рази вищу від попередньої й утворюється байтовим синхронним мультиплексуванням.

Таблиця 7.1 – Синхронні транспортні модулі системи SDH

Рівень ієрархії	Модуль	Швидкість передавання, Мбіт/с
1	STM1	155
4	STM4	622
16	STM16	2500
64	STM64	10000

Основним середовищем передавання сигналів для синхронної цифрової ієрархії є ВОЛЗ, хоча можливе використання й радіоліній. Якщо пропускна спроможність радіоліній недостатня для STM1, то застосовується субпервинний транспортний модуль STM-RR зі швидкістю передавання 53 Мбіт/с (що втричі менше, ніж у STM1). Проте STM-RR не є рівнем синхронної цифрової ієрархії і не може використовуватись на інтерфейсах мережних вузлів.

У мережі синхронної цифрової ієрархії використовується принцип контейнерних перевезень. Сигнали, що підлягають транспортуванню, попередньо розміщуються в стандартних контейнерах С. Всі операції з контейнерами відбуваються незалежно від їхнього вмісту. Завдяки цьому досягається прозорість мережі синхронної цифрової ієрархії, тобто можливість транспортування сигналів плезіохронної цифрової ієрархії, потоків чарунк АТМ або будь-яких нових сигналів. Існують контейнери чотирьох рівнів (табл. 7.2).

Таблиця 7.2 – Рівні контейнерів

Рівень	Контейнер	Швидкість транспортування сигналів плезіохронної цифрової ієрархії, Мбіт/с
1	C11	1,5
	C12	2
2	C2	6
3	C3	34; 45
4	C4	140

Важливою особливістю мережі синхронної цифрової ієрархії є поділ її на функціональні шари та підшари. Кожен нижчий шар обслуговує вищий і має певні точки доступу. Засоби контролю та керування кожного шару спрощують операції з ліквідації наслідків відмов і знижують вплив на вищий шар. Незалежність кожного шару дає змогу впроваджувати, модернізувати або замінити його, не враховуючи інших шарів.

Найвищий шар утворює мережу каналів, якими обслуговуються кінцеві користувачі. Групи каналів об'єднуються в групові тракти різних порядків (середній шар), які передаються в лінійні тракти, що належать до нижнього шару фізичного середовища передавання. Нижній шар поділяється на підшар секцій (мультиплексних і регенераційних) та підшар фізичного середовища. Взаємозв'язок і розташування деяких шарів показані на рис. 7.2.

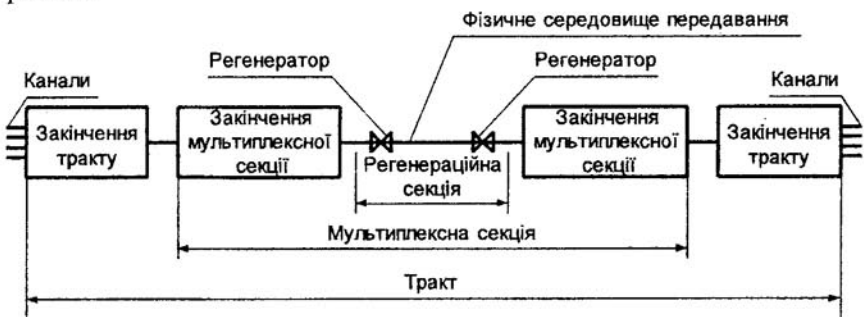


Рисунок 7.2 – Шари синхронної цифрової ієрархії

### 7.3 Основні переваги SDH

Цифрові мережі, розроблені та впроваджені до появи синхронних мережних технологій SONET/SDH, були асинхронними системами, тому що не використовували зовнішню синхронізацію від центрального опор-



ного джерела. В них втрата бітів (або неможливість їх точної локалізації) призводили не тільки до втрати інформації, але і до порушення синхронізації. На приймальному кінці мережі було простіше відкинути неправильно отримані фрейми, ніж ініціалізувати відновлення синхронізації з повторним передаванням втраченого фрагмента, як це робиться, наприклад, у локальних мережах. Практика показує, що місцеві таймери можуть давати значне відхилення від точної швидкості передавання. Для сигналів DS3 (44,736 Мбіт/с) таке відхилення від різних джерел може досягати 1789 біт/с.

У синхронних мережах середня частота усіх місцевих таймерів або однакова (синхронна), або близька до синхронної (плезіохронна) завдяки використанню центрального таймера (джерела) з точністю не нижчою  $10^{-9}$  (що дає для DS3 можливе відхилення швидкості порядку 0,045 біт/с). У цьому випадку необхідність вирівнювання фреймів або мультифреймів стоїть не так гостро, а діапазон вирівнювання значно вужче.

Вказані міркування говорять про те, що синхронні мережі мають ряд переваг перед асинхронними, основні з них такі:

- спрощення мережі, викликане тим, що у синхронній мережі один мультиплексор введення/виведення, дозволяючи безпосередньо вивести (або ввести), наприклад, сигнал E1 (2 Мбіт/с) з фрейму (або у фрейм) STM-1 (155 Мбіт/с), замінює цілу „гірлянду” мультиплексорів PDH (див. рис. 7.1), даючи економію не тільки у обладнанні (його ціні та номенклатурі), але й у місці для розміщення, живленні й обслуговуванні;

- надійність і самовідновлюваність мережі, обумовлені тим, що, по-перше, мережа використовує ВОЛЗ, передавання якими практично не піддається дії електромагнітних завад, по-друге, архітектура і гнучке керування мережами дозволяє використовувати захищений режим роботи, що допускає два альтернативних шляхи поширення сигналу з майже миттєвим перемиканням у випадку ушкодження одного з них, а також обхід ушкодженого вузла мережі, що робить ці мережі самовідновлювальними;

- гнучкість керування мережею, обумовлена наявністю великого числа достатньо широкосмугових каналів керування та комп'ютерної ієрархної системи керування з рівнями мережевого і елементного менеджменту, а також можливістю автоматичного дистанційного керування мережею з одного центру, включаючи динамічну реконфігурацію каналів і збір статистики про функціонування мережі;

- виділення смуги пропускання за вимогою — сервіс, який раніше міг бути здійсненим тільки за заздалегідь (наприклад, за декілька днів) спланованою домовленістю (наприклад, виведення при проведенні відеоконференції каналу, що потребується), тепер може бути наданий у лічені секунди шляхом перемикання на інший (широкосмуговий) канал;

- прозорість для передавання будь-якого трафіку, що обумовлено використанням віртуальних контейнерів для передавання трафіку, сформо-

ваного іншими технологіями, включаючи найсучасніші технології Frame Relay, ISDN і ATM;

- універсальність застосування – технологія може бути використана як для створення глобальних мереж або глобальної магістралі, що передає з однієї точки у іншу тисячі каналів зі швидкістю до 40 Гбіт/с, так і для компактної кільцевої корпоративної мережі, що об'єднує десятки локальних мереж;

- простота нарощування потужності – при наявності універсального стояка для розміщення апаратури. Перехід на наступну, вищу швидкість ієрархії можна здійснити просто вийнявши одну групу функціональних блоків і вставивши нову (розраховану на більшу швидкість) групу блоків.

## 7.4 Особливості побудови синхронної ієрархії SDH

Розглянемо загальні особливості побудови синхронної цифрової ієрархії SDH.

Не дивлячись на очевидні переваги мереж SDH перед мережами PDH, вони не мали б такого успіху, якби не забезпечували послідовність і підтримку стандартів PDH. Як вже відзначалось при розробці технології SONET забезпечувалась послідовність американської, а при розробці SDH – європейської ієрархії PDH. У кінцевому варіанті стандарти SONET/SDH підтримували обидві вказані ієрархії. Це виразилося у тому, що термінальні мультиплексори та мультиплексори введення/виведення мереж SONET/SDH, через які здійснюється доступ у мережу, були розраховані на підтримку тільки тих вхідних каналів або каналів доступу, швидкість передавання яких відповідала об'єднаному стандартному ряду американської і європейської ієрархій PDH, а саме: 1,5, 2, 6, 8, 34, 45, 140 Мбіт/с. Цифрові сигнали каналів доступу, швидкість передавання яких відповідає вказаному ряду, називаються трибами PDH (або у термінології зв'язківців компонентними сигналами), а сигнали, швидкість передавання яких відповідає стандартному ряду швидкостей SDH – трибами SDH.

Перша особливість ієрархії SDH – підтримка як вхідних сигналів каналів доступу тільки трибів PDH і SDH.

Друга особливість – процедура формування структури фрейму.

Два правила відносяться до розряду загальних: при наявності ієрархії структур структура верхнього рівня може будуватися зі структур нижнього рівня, декілька структур того ж рівня можуть бути об'єднані у одну більш загальну структуру. Інші правила відображають специфіку технології. Наприклад, на вході мультиплексора доступу маємо триби PDH, які повинні бути упаковані в оболонку фрейму так, щоб їх легко можна було ввести та вивести у потрібному місці за допомогою мультиплексора вве-

дення/виведення. Для цього сам фрейм достатньо подати у вигляді деякого контейнера стандартного розміру (у силу синхронності мережі його розміри не повинні змінюватись), що має супровідну документацію – заголовок, де зібрані усі необхідні для керування і маршрутизації контейнери поля-параметри, і внутрішню ємність для розміщення корисного навантаження, де повинні розміщуватися однотипні контейнери меншого розміру (нижніх рівнів), які також повинні мати деякий заголовок і корисне навантаження за принципом матрьошки або за методом послідовних вкладень, або інкапсуляції.

Для реалізації цього методу було запропоновано використовувати поняття контейнер, у який і упакується триб. За типорозміром контейнери діляться на 4 рівні, що відповідають рівням PDH. На контейнер повинен наклеюватись ярлик, що містить керувальну інформацію для збирання статистики проходження контейнера. Контейнер з таким ярликом використовується для перенесення інформації, тобто є логічним, а не фізичним об'єктом, тому його називають віртуальним контейнером.

Друга особливість ієрархії SDH – триби повинні бути упаковані в стандартні помічені контейнери, розміри яких визначаються рівнем трибу в ієрархії PDH.

Віртуальні контейнери можуть об'єднуватись у групи двома різними способами. Контейнери нижніх рівнів можуть, наприклад, мультиплексуватись (тобто складатися разом) і використовуватися як корисне навантаження контейнерів верхніх рівнів (тобто великого розміру), які у свою чергу, слугують корисним навантаженням контейнера найвишого рівня (найбільшого розміру) – фрейму STM-1.

Таке групування може здійснюватися за жорсткою синхронною схемою, при якій місце окремого контейнера у полі для розміщення навантаження чітко фіксоване. З іншого боку, з декількох фреймів можуть бути синтезовані нові (більш крупні) утворення – мультифрейми.

Через можливі відмінності у типі контейнерів, що складають фрейм і непередбачуваних затримок у процесі завантаження фрейму, положення контейнерів всередині мультифрейма може бути не фіксовано, що може призвести до помилки при введенні/виведенні контейнера, враховуючи загальну нестабільність синхронізації у мережі. Для усунення цього, на кожен віртуальний контейнер заводиться покажчик, що містить фактичну адресу початку віртуального контейнера на карті поля, відведеного під корисне навантаження. Покажчик дає контейнеру деяку ступінь свободи, тобто можливість „плавати” від дією непередбачуваних часових флуктуацій, але при цьому гарантує, що він не буде втраченим.

Третя особливість ієрархії SDH – положення віртуального контейнера може визначатися за допомогою покажчиків, що дозволяють усунути протиріччя між фактом синхронності обробки та можливою зміною положення контейнера всередині поля корисного навантаження.

Хоч розміри контейнерів різні і ємність контейнерів верхніх рівнів достатньо велика, може виявитися, що вона недостатня або під навантаження краще виділити декілька (у тому числі і з малою частиною) контейнерів меншого розміру. Для цього у SDH-технології передбачена можливість зчеплення або контактування контейнерів (складання декількох контейнерів разом у одну структуру, що називається зв'язківцями „зчепленням”). Складений контейнер відрізняється відповідним індексом від основного і розглядається (з точки зору розміщення навантаження) як один великий контейнер. Вказана можливість дозволяє з одної сторони оптимізувати використання номенклатури контейнерів, з іншої – дозволяє легко пристосувати технологію до нових типів навантажень, невідомих на момент її розробки.

Четверта особливість ієрархії SDH – декілька контейнерів одного рівня можуть бути зчеплені разом і розглядатися як один неперервний контейнер, що використовується для розміщення нестандартного корисного навантаження.

П'ята особливість ієрархії SDH полягає в тому, що у ній передбачено формування окремого (нормального для технологій пакетної обробки у локальних мережах) поля заголовків розміром  $9 \cdot 9 = 81$  байт. Хоча перевантаженість загальним заголовком невелика і складає усього 3,33%, він достатньо великий, щоб розмістити необхідну керувальну та контрольну інформацію і відвести частину байтів для створення необхідних внутрішніх (службових) каналів передавання даних. Враховуючи, що передавання кожного байта у структурі фрейму еквівалентне потоку даних зі швидкістю 64 кбіт/с, передавання вказаного заголовка відповідає створенню потоку службової інформації еквівалентного 5,184 Мбіт/с.

Звісно, що при побудові будь-якої ієрархії повинен бути визначений або ряд стандартних швидкостей цієї ієрархії, або правило його формування і перший (твірний) член ряду. Якщо для PDH значення DS0 (64 кбіт/с) обчислювалось достатньо просто, то для SDH значення першого члена ряду можна було отримати тільки після визначення структури фрейму і його розміру. Схема логічних міркувань достатньо проста. По-перше, поле його корисного навантаження повинно було вмійувати максимальний за розміром віртуальний контейнер VC-4, що формується при інкапсуляції триба 140 Мбіт/с. По-друге, його розмір:  $9 \cdot 261 = 2349$  байт і визначив розмір поля корисного навантаження STM-1, а додання до нього поля заголовків визначило розмір синхронного транспортного модуля STM-1:  $9 \cdot 261 + 9 \cdot 9 = 9 \cdot 270 = 2430$  байт або  $2430 \cdot 8 = 19440$  біт, що при частоті повторення 8000 Гц дозволяє визначити і твірний член ряду для ієрархії SDH:  $19440 \times 8000 = 155,52$  Мбіт/с.

## 7.5 Віртуальні контейнери та інші елементи синхронної ієрархії

Контейнери можна розглядати як перші елементи у номенклатурі елементів ієрархії SDH. До контейнера (як і до будь-якого пакета, що підлягає відправленню за деяким маршрутом) додається маршрутний заголовок. У результаті він перетворюється у віртуальний контейнер VC рівня  $n$ , тобто VC- $n$ . У номенклатурі елементів ієрархії SDH існують такі віртуальні контейнери:

- VC-1, VC-2 – віртуальні контейнери нижніх рівнів 1 або 2 і VC-3, VC-4 – віртуальні контейнери верхніх рівнів 3 або 4 – елементи SDH, структура яких або формат достатньо прості і визначаються формулою:  $POH + PL$ , де POH – маршрутний заголовок (у термінології зв'язківців трактовий заголовок); PL – корисне навантаження.

Віртуальні контейнери VC-1,2,3 рівнів 1, 2, 3, також як і контейнери C-1,2,3, розбиваються на віртуальні контейнери підрівнів  $nm$ , тобто VC- $nm$ , а саме:

- VC-1 розбивається на VC-11 і VC-12;
- VC-2 розбивається на VC-21 і VC-22;
- VC-3 розбивається на VC-31 і VC-32.

Поля PL і POH формату віртуального контейнера як логічного елемента мають вигляд:

- PL – поле різного (у залежності від типу віртуального контейнера) розміру, формат якого має двовимірну структуру типу фрейму вигляду  $9 \times m$  (9 рядків,  $m$  стовпців); це поле формується або з контейнерів відповідного рівня (наприклад, для віртуальних контейнерів VC-1,2 воно формується з контейнерів C-1,2, відповідно), або з інших відповідних елементів структури мультиплексування SDH;

- POH – поле, розміром не більше 9 байт, формат якого має двовимірну структуру вигляду  $1 \times n$  (наприклад, формат  $1 \times 9$  байт для VC-3 або VC-32 і формат  $1 \times 6$  байт для VC-31); це поле складено з різних за призначенням байтів;

- TU- $n$  – трибові блоки рівня  $n$  ( $n = 1,2,3$ ) (субблоки) – елементи структури мультиплексування SDH, формат яких простий і визначається формулою:  $PTR + VC$ , де PTR – покажчик трибового блока (TU- $n$  PTR), що відноситься до відповідного віртуального контейнера, наприклад,  $TU-1 = (TU-1 PTR) + VC-1$ . Трибові блоки рівня  $n$ , як і віртуальні контейнери, діляться на трибові блоки підрівнів  $nm$ , тобто TU- $nm$ , а саме:

- TU-1 розбивається на TU-11 і TU-12;
- TU-2 розбивається на TU-21 і TU-22;
- TU-3 розбивається на TU-31 і TU-32;

- TUG- $n$  – група трибових блоків рівня  $n$  (спочатку використовувався тільки рівень 2, а потім додався рівень 3), що формується у результаті мультиплексування декількох трибових блоків.

- TUG-2 – група трибових блоків рівня 2 – елемент структури мультиплексування SDH, що формується шляхом мультиплексування трибових блоків TU-1,2 зі своїми коефіцієнтами мультиплексування; TUG-2 також, як і TU-1,2 розбивається на 2 підрівні – TUG-21 і TUG-22.

У результаті використання усіх можливих варіантів, що диктуються наявністю підрівнів, на рис. 7.3 наведена узагальнена схема мультиплексування, запропонована в першому варіанті стандарту G.709. Тут  $\times N$  означають коефіцієнти мультиплексування (наприклад,  $\times 3$  на гілці від блока AU-32 до блока AUG означає, що 3 адміністративних блоки мультиплексується в одну групу адміністративних блоків AUG).

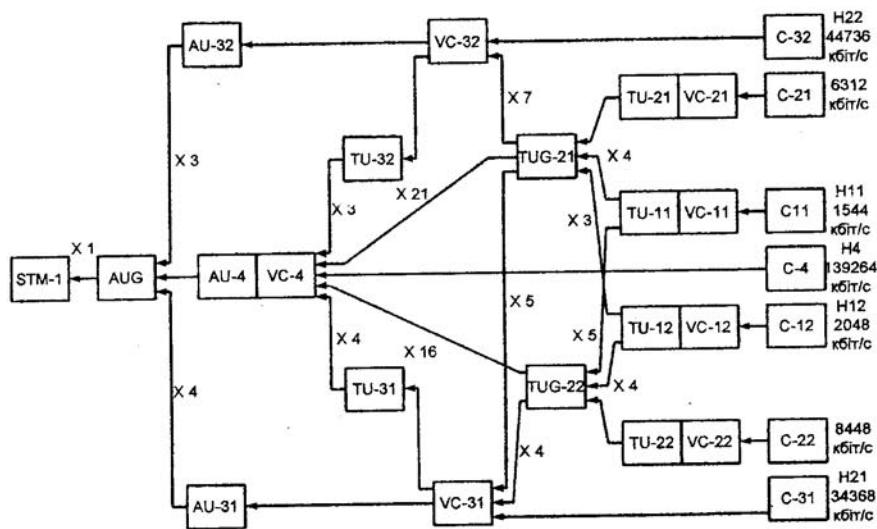


Рисунок 7.3 – Детальна схема мультиплексування, що здійснюється у рамках технології SDH

У цій схемі для трибів додатково використовуються позначення, що відповідають прийнятим для високошвидкісних каналів ширококутної ISDN – B-ISDN ( $H_{nm}$  означає у B-ISDN високошвидкісний канал різного типу – це потрібно мати на увазі, щоб остаточно не заплутатись у позначеннях та індексах, що використовуються стандартами):

- H1 – узагальнений канал, що відповідає першому рівню (або первинній швидкості) ієрархії PDH. Він розбивається на канал H11, що відповідає американській ієрархії, тобто  $H11 = T1 = 1,5$  Мбіт/с, і канал H12, що відповідає європейській ієрархії, тобто  $H12 = E1 = 2$  Мбіт/с;

- H2 – узагальнений канал, що відповідає третьому рівню (або третинній швидкості) ієрархії PDH. Він аналогічно розбивається на H21 і H22, де

$H_{21} = E_3 = 34$  Мбіт/с, а  $H_{22} = T_3 = 45$  Мбіт/с;

-  $H_3$  у класифікації не використовується;

-  $H_4$  – узагальнений канал, що відповідає четвертому рівню (або четвертинній швидкості) ієрархії PDH. Він не розбивається на підрівні, тобто  $H_4 = E_4 = 140$  Мбіт/с.

З цієї схеми видно варіанти мультиплексування групи трибових блоків TUG-2:

- TUG-21 формується або з одного TU-21 (варіант  $1 \times TU-21$ ) або з чотирьох TU-11 (варіант  $4 \times TU-11$ ), або з трьох TU-12 (варіант  $3 \times TU-12$ );

- TUG-22 формується аналогічно:  $1 \times TU-22$  або  $4 \times TU-12$ , або  $5 \times TU-11$ .

У свою чергу виходи TUG-21 і TUG-22 можуть бути мультиплексовані для формування корисного навантаження контейнерів верхніх рівнів C-3,4 відповідно до схеми на рис. 7.3 і вказаних на ній коефіцієнтів. Схема формування віртуальних контейнерів верхнього рівня може бути тепер конкретизована:

- VC-3 – віртуальний контейнер рівня 3 – елемент структури мультиплексування SDH, який розбивається на два віртуальних контейнери: VC-31 і VC-32 – поля формату  $9 \times 65$  байт – для VC-31, і поля формату  $9 \times 85$  байт – для VC-32; корисне навантаження VC-3 формується або з одного контейнера C-3 (прямий варіант схеми мультиплексування), або шляхом мультиплексування декількох груп TUG-2, а саме:

- VC-31 формується як  $1 \times C_{31}$  або  $4 \times TUG-22$ , бо  $5 \times TUG-21$ ;

- VC-32 формується як  $1 \times C_{32}$  або  $7 \times TUG-22$ ;

- VC-4 – віртуальний контейнер рівня 4 – елемент структури мультиплексування SDH, який не розбивається по підрівнях і являє собою поле формату  $9 \times 261$  байт; його корисне навантаження формується або з контейнера C-4 (прямий варіант схеми мультиплексування), або шляхом мультиплексування декількох груп TUG-2 і TU-3, а саме: MC-4 формується як  $1 \times C_4$  або  $4 \times TU-31$ , або  $3 \times TU-32$ , або  $21 \times TUG-21$ .

Віртуальні контейнери верхніх рівнів VC-34 дозволяють сформувати відповідні адміністративні блоки:

- AU-3 – адміністративний блок рівня 3 – елемент структури мультиплексування SDH формату PTR + PL, розбивається на два підрівні AU-31 і AU-32, корисне навантаження яких PL формується з віртуального контейнера VC-31 або VC-32, відповідно;

- AU-4 – адміністративний блок рівня 4 – елемент структури мультиплексування SDH формату PTR + PL, не має підрівнів, PTR – показник адміністративного блока – AU-4 PTR (поле формату  $9 \times 1$  байт, що відповідають четвертому рядку поля секційних заголовків SOH фрейму STM-N), визначає адрес початку поля корисного навантаження; корисне навантаження PL формується або з віртуального контейнера VC-4 (прямий варіант схеми мультиплексування), або у результаті мультиплексування іншими

можливими шляхами, а саме: AU-4 формується як  $1 \times VC-4$  або  $4 \times VC-31$ , або  $3 \times VC-32$ , або  $21 \times TUG-21$ , або  $16 \times TUG-22$ , причому фактично для передавання VC-31,32 і TUG-21,22 використовується поле корисного навантаження VC-4, у якому при розміщенні VC-32 і TUG-22 чотири лівих стовпці ( $4 \times 9$  байт), а при розміщенні TUG-21 – вісім стовпців ( $8 \times 9$  байт), використовуються під фіксовані вирівнювальні наповнювачі.

Два останніх елементи SDH-AUG і STM-1 визначені нижче:

- AUG – група адміністративних блоків – елемент структури мультиплексування SDH, що з'явився у другій публікації стандарту G.709, формується шляхом мультиплексування адміністративних блоків AU-3,4 з різними коефіцієнтами мультиплексування: AUG формується як  $1 \times AU-4$  або  $4 \times AU-31$ , або  $3 \times AU-32$ ; AUG потім і відображається на корисне навантаження STM-1;

- STM-1 – синхронний транспортний модуль – основний елемент структури мультиплексування SDH, що має формат вигляду: SOH + PL, де SOH – секційний заголовок – два поля у блоці заголовка розміром  $9 \times 9$  байт, PL – корисне навантаження, що формується з групи адміністративних блоків AUG (у схемі першої публікації стандарту, замість зв'язків блоків AUG і STM був тільки модуль STM-1, описаний як блок, що формується шляхом мультиплексування AU-3,4 з різними коефіцієнтами мультиплексування (те, що робить зараз блок AUG) і додання секційного заголовка SOH).

Модулі STM-1 можуть бути мультиплексовані з коефіцієнтом N у модуль STM-N для наступного передавання по каналу зв'язку.

Розглянута схема (рис. 7.3) охоплює усі можливі варіанти формування STM-1 і допускає на вході усі стандартні PDH триби, але вона достатньо складна, хоча б тому, що число можливих шляхів формування велике. Наприклад, якщо розглядати на цій схемі можливі шляхи формування STM-1 з трибів H12 (2 Мбіт/с), то їх виявиться сім:

- 1) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-21 – VC-32 – AU-32 – AUG – STM-1;
- 2) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-21 – VC-32 – AU-32 – VC-4 – AU-4 – AUG – STM-1;
- 3) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-21 – VC-4 – AU-4 – AUG – STM-1;
- 4) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-21 – VC-31 – TU-31 – VC-4 – AU-4 – AUG – STM-1;
- 5) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-22 – VC-4 – AU-4 – AUG – STM-1;
- 6) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-22 – VC-31 – TU-31 – VC-4 – AUG – STM-1;
- 7) H12 – C12 – VC-12 – TU-12 – TUG-22 – VC-31 – AU-31 – AUG – STM-1.

З них варіанти (2) і (6) найбільш складні. Для того, щоб детально показати важливі деталі процесу формування, як гіпотетичний був розглянутий саме варіант (6) формування модуля STM-1 при використанні термінального мультиплексора SDH з каналом доступу 2 Мбіт/с.



## 7.6 Детальний приклад схеми формування модуля STM-1

Для того, щоб показати деталі процесу формування за вказаною схемою ETSI, на рис. 7.4 поданий приклад логічної схеми формування модуля STM-1 з потоку трибів E1 (потрібно мати на увазі, що у фізичній схемі положення окремих елементів, наприклад, покажчиків, не відповідає їх місцю у логічній схемі, крім того використовується ряд резервних або фіксуєючих елементів, що відіграють роль „накопичувачів”, або елементів керування, або елементів вирівнювання SDH фрейму.

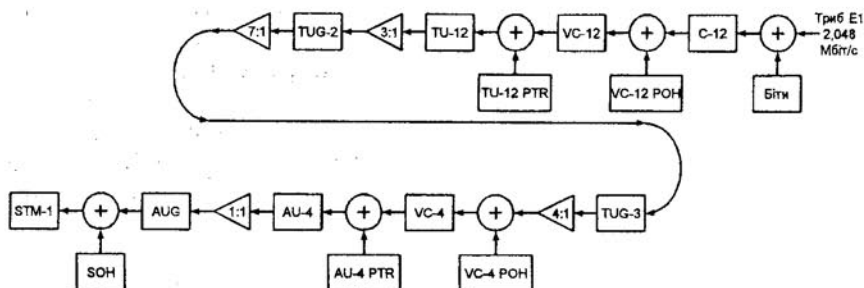


Рисунок 7.4 – Приклад логічного формування модуля STM-1 з трибу E1 за схемою ETSI

На цьому рисунку символ  $\oplus$  означає операцію контактування (фізичного або логічного з'єднування) заголовка або покажчика з іншими елементами схеми мультимплексування SDH, а символ  $<1$  означає операцію мультимплексування з відповідним коефіцієнтом, вказаним всередині.

Схема наглядна сама по собі і достатня на рівні популярного викладення, однак вона не завжди відображає реальні фізичні перетворення і для більш глибокого розуміння потребує деяких пояснень та зауважень.

Крок 1. Процес починається з формування контейнера C-12, що наповнюється з каналу доступу, що живиться трибом E1. Його потік зі швидкістю 2,048 Мбіт/с, для зручності наступних міркувань, краще подати у вигляді цифрової 32-байтової послідовності, що циклічно повторюється з частотою 8 кГц, тобто з частотою повторення фрейму STM-1 (це так, якщо врахувати, що  $2048000/8000 = 256$  біт або 32 байт).

До цієї послідовності у процесі формування C-12 можливо додання вирівнювальних бітів, а також інших фіксуєючих і керувальних бітів (умовно показаних блоком „біти”). Ясно, що ємність C-12 повинна бути більша 32 байт, фактично вона у залежності від режиму перетворення VC-12 у TU-12 буде більшою або рівною 34 байт. Для простоти таких міркувань прийемо розмір контейнера C-12 рівним 34 байт.

Крок 2. Далі до контейнера C-12 додається маршрутний заголовок

VC-12 РОН довжиною у один байт (позначений V5) з вказанням маршрутної інформації, що використовується, в основному, для збирання статистики проходження контейнера. У результаті формується віртуальний контейнер VC-12 розміром 35 байт. Швидкість 2224 кбіт/с відповідає контейнеру C-12, що у перерахунку відповідає довжині фрейму C-12 34,75 байт. Це може бути так, якщо припустити, що на 4 фрейми мультифрейма VC-12 використовується тільки один заголовок V5 довжиною в один байт, що у перерахунку на фрейм VC-12 дає в середньому 0,25 байт додаткового заголовка. Тоді розмір віртуального контейнера VC-12 також дорівнює 35 байт ( $34,75 + 0,25 = 35$ ).

Крок 3. Формально додання покажчика TU-12 PTR довжиною в один байт до віртуального контейнера VC-12, перетворює його у трибовий блок TU-12 довжиною 36 байт (логічно це зручніше подати у вигляді двовимірної таблиці (матриці) або фрейму  $9 \times 4$  байт, враховуючи, що остаточна структура – модуль STM-1 – також подається у вигляді фрейму  $9 \times 270$  байт з 9 рядками і 270 стовпцями).

## 7.7 Функціональні модулі мереж SDH

Функціональні модулі SDH можуть бути пов'язані між собою у мережу SDH. Зв'язки модулів можна розглядати з двох сторін: логічної та фізичної. З одної сторони, логіка роботи або взаємодії модулів у мережі визначає необхідні функціональні зв'язки модулів – топологію або архітектуру мережі SDH. Вона дозволяє як аналізувати загальні закономірності функціонування мережі, переваги та недоліки різних топологій, так і обирати оптимальну топологію мережі для розв'язання конкретної задачі. З іншого боку, модулі пов'язані між собою фізичним середовищем поширення SDH-сигналу.

Мережа SDH будується з окремих функціональних модулів обмеженого вибору: мультиплексорів, комутаторів, концентраторів, регенераторів і термінального обладнання. Цей набір визначається основними функціональними задачами, що вирішуються мережею:

- збирання вхідних потоків через канали доступу в агрегатний блок, придатний для транспортування у мережі SDH, здійснюється термінальними мультиплексорами – ТМ мережі доступу;
- транспортування агрегатних блоків по мережі з можливістю введення/виведення вхідних/вихідних потоків – задача транспортування, що вирішується мультиплексорами введення/виведення – ADM, логічно керувальним інформаційним потоком у мережі, а фізично – потоком у фізичному середовищі, що формує у цій мережі транспортний канал;
- перезавантаження віртуальних контейнерів відповідно до схеми маршрутизації з одного сегмента мережі у інший, здійснюється у виділених

вузлах мережі, – задача комутації або крос-комутації, що вирішується за допомогою цифрових комутаторів або крос-комутаторів – DXC;

- об'єднання однотипних потоків у розподільний вузол – концентратор (або хаб) здійснюється концентраторами;

- відновлення (регенерація) форми і амплітуди сигналу, що передається на великі відстані, для компенсації його згасання – задача регенерації, що вирішується за допомогою регенераторів – пристроїв, аналогічних повторювачам у LAN;

- узгодження мережі користувача з мережею SDH – задача, що вирішується за допомогою кінцевого обладнання – різних узгоджувальних пристроїв, наприклад, конвертерів інтерфейсів, конвертерів швидкостей, конвертерів імпедансів тощо.

Основним функціональним модулем мереж SDH є мультиплексор. Цей термін використовується як для самих мультиплексорів, що слугують для формування високошвидкісного потоку з низькошвидкісних, так і для демультимплексорів, що виділяють низькошвидкісні потоки.

Мультиплексори SDH на відміну від мультиплексорів, що використовують у мережах PDH, виконують як функції самих мультиплексорів, так і функції пристроїв термінального доступу, дозволяючи підключати низькошвидкісні канали PDH-ієрархії безпосередньо до своїх вхідних портів. Вони є універсальнішими та гнучкішими пристроями, що дозволяють розв'язувати усі перераховані вище задачі: мультиплексування, комутації, концентрації та регенерації. Це виявляється можливим у силу модульної конструкції SDH мультиплексора – SMUX, при якій функції, що виконуються, визначаються лише можливостями системи керування і складом модулів, ввімкнених у специфікацію мультиплексора. Прийнято, однак, виділяти два основних типи SDH мультиплексора: термінальний мультиплексор і мультиплексор введення/виведення.

Термінальний мультиплексор TM є мультиплексором і кінцевим пристроєм SDH мережі з каналами доступу, що відповідають трибам PDH і SDH ієрархій (рис. 7.5). Термінальний мультиплексор може або вводити канали, тобто комутувати їх з входу трибового інтерфейсу на лінійний вихід, або виводити канали, тобто комутувати їх з лінійного входу на вихід трибового інтерфейсу на вихід іншого трибового інтерфейсу.

Для мультиплексора максимального на даний момент діючого рівня SDH ієрархії (STM-64), що має швидкість вихідного потоку 10 Гбіт/с, максимально повний набір каналів доступу може включати PDH-триби 1, 5, 2, 6, 34, 45, 140 Мбіт/с і SDH триби 155, 622 і 2500 Мбіт/с, що відповідають STM-1,4,16. Якщо PDH-триби є електричними, то SDH-триби можуть бути як електричними (STM-1), так і оптичними (STM-1,4,16). Для мультиплексорів SDH рівня STM-16 з цього набору виключається триб 2500 Мбіт/с, для рівня STM-4 з нього виключається триб 622 Мбіт/с, і, насамкінець, для першого рівня – триб 155 Мбіт/с.

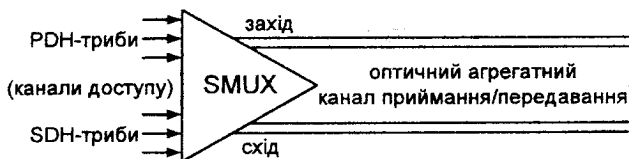


Рисунок 7.5 – Синхронний мультиплексор (SMUX): термінальний мультиплексор (TM) або мультиплексор введення/виведення (ADM)

Другою особливістю SDH мультиплексора є наявність двох оптичних лінійних виходів, що називаються агрегатними виходами і використовуються для створення режиму стовідсоткового резервування або захисту за схемою „1+1” з метою підвищення надійності. Ці виходи можуть називатися основними та резервними (лінійна топологія) або східними і західними (кільцева топологія). Потрібно зауважити, що терміни „східний” і „західний” використовуються достатньо широко для вказання на два протилежних шляхи поширення сигналу у кільцевій топології: один – по кільцю вліво – „західний”, другий – по кільцю вправо – „східний”. Якщо резервування не використовується (так званий незахищений режим), достатньо тільки одного виходу (одного каналу приймання/передавання). Резервування „1+1” у мережах SDH є їх внутрішньою особливістю і не має нічого спільного з так званим зовнішнім резервуванням, коли використовується альтернативний шлях від одного вузла мережі до іншого, як це робиться у так званий чарунковій мережі SDH.

Концентратор є мультиплексором, що об’єднує декілька, як правило однотипних (зі сторони вхідних портів) потоків, що надходять з віддалених вузлів мережі у один розподільний вузол мережі SDH, не обов’язково також віддалений, але пов’язаний з основною транспортною мережею.

Цей вузол може також мати не два, а три, чотири або більше лінійних портів типу STM-N або STM-N-1 і дозволяє створити відгалуження від основного потоку або кільця, або, навпаки, підімкнення двох зовнішніх гілок до основного потоку або кільця або, нарешті, підімкнення декількох вузлів чарункової мережі до кільця SDH. У загальному випадку він дозволяє зменшити загальне число каналів, підімкнених безпосередньо до основної транспортної мережі SDH. Мультиплексор розподільного вузла у порту відгалуження дозволяє локально комутувати підімкнені до нього канали, даючи можливість віддаленим вузлам обмінюватись через нього між собою, не завантажуючи трафік основної транспортної мережі.

Регенератор є граничним випадком мультиплексора, що має один вхідний канал – як правило, оптичний триб STM-N і один або два (при використанні схеми захисту 1+1) агрегатних виходи (рис. 7.6).

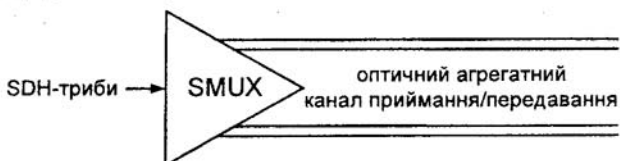


Рисунок 7.6 – Мультиплексор у режимі регенератора

Він використовується для збільшення допустимої відстані між вузлами мережі SDH шляхом регенерації сигналів корисного навантаження. Ці відстані (враховуючи практику використання одномодових волоконно-оптичних кабелів) складають 15 – 40 км для довжини хвилі порядку 1300 нм або 40 – 80 км – для 1500 нм, хоча при використанні оптичних підсилювачів вона може досягати 100 – 150 км.

Переважна більшість сучасних мультиплексорів введення/виведення будується за модульним принципом. Серед цих модулів центральне місце займає крос-комутатор або просто комутатор-DXC. У синхронній мережі він дозволяє встановлювати зв'язки між різними каналами, асоційованими з певними користувачами мережі, шляхом створення тимчасового зв'язку або крос-комутації між ними. Можливість такого зв'язку дозволяє здійснити маршрутизацію у мережі SDH на рівні віртуальних контейнерів VC-n.

Фізично можливості внутрішньої комутації каналів закладені у самому мультиплексорі SDH, що дозволяє говорити про мультиплексор як про внутрішній або локальний комутатор. На рис. 7.6, наприклад, менеджер корисного навантаження може динамічно змінювати логічну відповідність між трибовим блоком TU і каналом доступу (трибовим інтерфейсом), що рівносильно внутрішній комутації каналів. Крім того, мультиплексор має можливість комутувати власні канали доступу (рис. 7.7). На мультиплексорі, наприклад, можна покласти задачі локальної комутації на рівні однотипних каналів доступу, тобто задачі, що розв'язуються концентраторами (рис. 7.8).

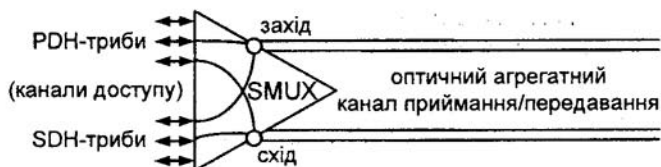


Рисунок 7.7 – Мультиплексор введення/виведення у режимі внутрішнього комутатора

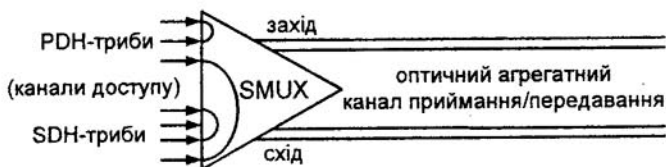


Рисунок 7.8 – Мультиплексор введення/виведення у режимі локального комутатора

Все це вказує про можливість розподіленого керування процесом комутації у вузлах мережі SDH. Однак ці можливості у більшості своїй обмежені як за числом каналів, що комутуються, так і за типом віртуальних контейнерів VC, доступних для комутації. Тому в загальному випадку приходится використовувати спеціально розроблені синхронні комутатори – SDXC, що здійснюють не тільки локальну, але і загальну або прохідну (наскрізну) комутацію високошвидкісних потоків (34 Мбіт/с і вище) і синхронних транспортних модулів STM-N. Важливою особливістю таких комутаторів є відсутність блокування інших каналів при комутації, коли комутація одних груп TU не накладає обмежень на процес обробки інших груп TU. Така комутація називається неблокувальною.

## 7.8 Топологія мереж SDH

Розглянемо топологію мереж SDH і особливості її вибору. Для того, щоб спроектувати мережу в цілому потрібно пройти декілька етапів. На кожному з яких вирішується та чи інша функціональна задача, поставлена на стадії проектування. Це можуть бути задачі вибору топології мережі, вибору обладнання вузлів мережі відповідно до вказаної топології, формування мереж керування та синхронізації. Першою з них є задача вибору топології мережі. Ця задача може бути розв'язана достатньо легко, якщо знати можливий набір базових стандартних топологій, з яких може бути складена топологія в цілому.

Сегмент мережі, що пов'язує два вузли А і В (топологія „точка–точка”), є найпростішим прикладом базової топології SDH мережі (рис. 7.9). Вона може бути реалізована за допомогою термінальних мультиплексорів ТМ як за схемою без резервування каналу приймання/передавання, так і за схемою зі стовідсотковим резервуванням типу „1+1”, що використовує основний і резервний агрегатні виходи. При виході з ладу основного каналу мережа автоматично переходить на резервний.



Рисунок 7.9 – Топологія „точка – точка” з використанням ТМ

Саме ця базова топологія є простою і найчастіше використовується при передаванні великих потоків даних високошвидкісними магістральними каналами, наприклад, трансокеанськими підводними кабелями, що обслуговують цифровий телефонний трафік. Цю ж топологію використовують для налагодження мережі при переході до нової більш високої швидкості в ієрархії SDH, наприклад, з 622 Мбіт/с (STM-4) на 2,5 Гбіт/с (STM-16) або з 2,5 (STM-16) на 10 Гбіт/с (STM-64). Вона ж використовується як складова частина радіально-кільцевої топології і є основою для топології „послідовне лінійне коло”. З іншого боку, топологію „точка – точка” з резервуванням можна розглядати як вироджений варіант топології „кільце”.

Ця базова топологія використовується тоді, коли інтенсивність трафіка у мережі не така велика й існує необхідність відгалужень у ряді точок на лінії, де можуть вводитися канали доступу. Вона реалізується з використанням як термінальних мультиплексорів на обох кінцях кола, так і мультиплексорів введення/виведення у точках відгалужень.

Ця топологія може бути подана у вигляді простого послідовного лінійного кола без резервування як на рис. 7.10 або більш складним колом з резервуванням типу 1+1 як на рис. 7.11. Останній варіант топології називають кільцем.



Рисунок 7.10 – Топологія „послідовне лінійне коло” на ТМ і TDM

Ця топологія, рис. 7.12, широко використовується для побудови SDH мереж перших двох рівнів SDH ієрархії (155 і 622 Мбіт/с).

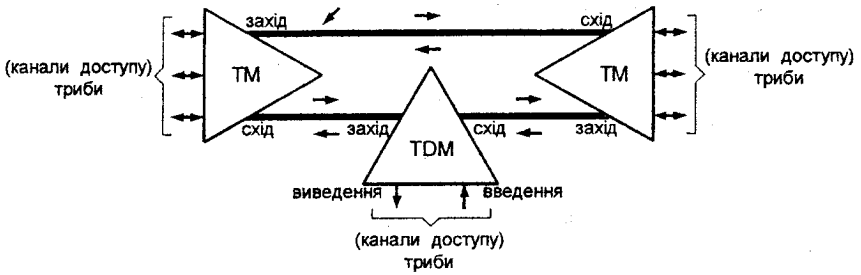


Рисунок 7.11 – Топологія „послідовне лінійне коло” типу „ кільце” із захистом „1+1”

Основна перевага цієї топології – легкість організації захисту типу 1+1, завдяки наявності у синхронних мультиплексорах SMUX двох пар (основної та резервної) оптичних агрегатних виходів: схід – захід, що дають можливість формування подвійного кільця із зустрічними потоками. Кільцева топологія має ряд властивостей, що дозволяють мережі самовідновлюватись, тобто бути захищеною від деяких характерних типів відмов.

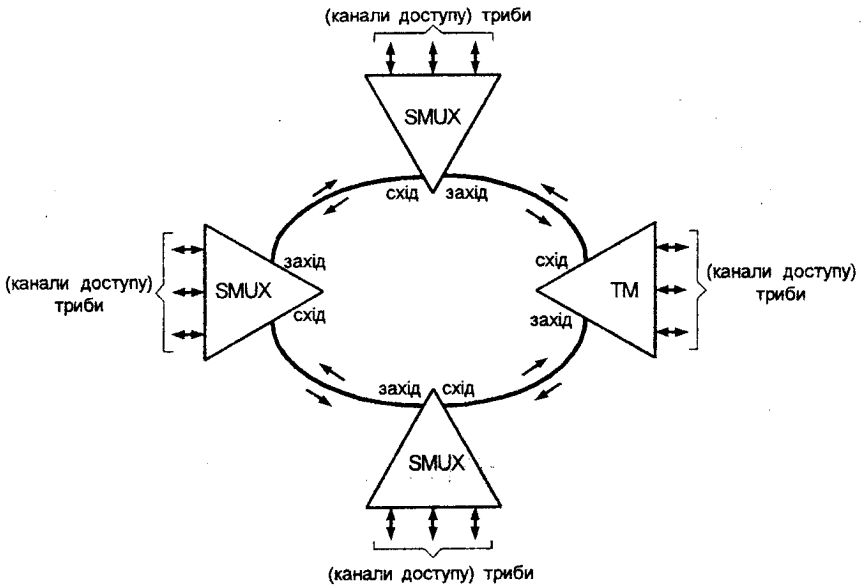


Рисунок 7.12 – Топологія „кільце” із захистом 1+1 на рівні трибових блоків TU-n



## 7.9 Архітектура мереж SDH

Архітектурні варіанти мережі SDH можуть бути сформовані на базі розглянутих вище елементарних топологій мережі як окремі сегменти. Враховуючи можливість самостійного використання окремих елементарних топологій, розглянемо лише мережі, що комбінують наведені вище топології. Найчастіше використовується з'єднання кільцевої та радіальної топологій. Приклад радіально-кільцевої архітектури SDH мережі наведений на рис. 7.13.

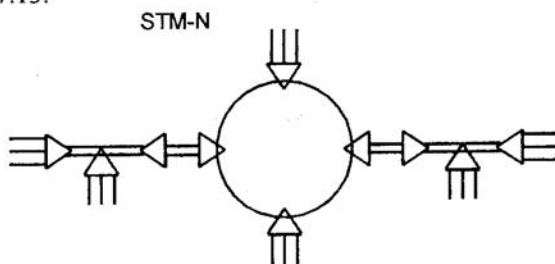


Рисунок 7.13 – Радіально-кільцева мережа SDH

Ця мережа побудована на базі використання двох топологій: „кільце” і „послідовне лінійне коло”. Замість останньої може бути використана простіша топологія „точка – точка”. Число радіальних гілок обмежується з міркувань допустимого навантаження на кільце.

Другий варіант часто використовується в архітектурі мереж SDH – з'єднання типу „кільце – кільце”. Кільця у цьому з'єднанні можуть бути або однакового, або різного рівнів ієрархії SDH. На рис. 7.14 подана схема з'єднання двох кілець одного рівня – STM-4 за допомогою інтерфейсних карт STM-1, а на рис. 7.15 – каскадна схема з'єднання трьох кілець різного рівня – STM-1, STM-4, STM-16.

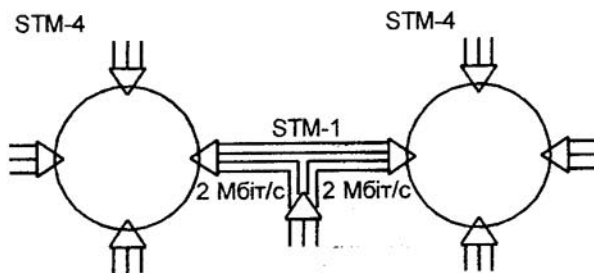


Рисунок 7.14 – Схема зв'язку двох кілець одного рівня (STM-4) за допомогою інтерфейсних карт

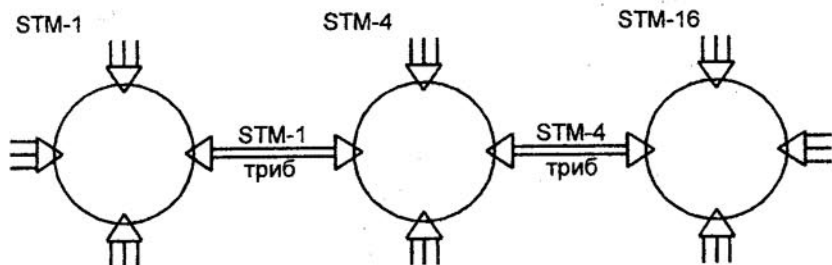


Рисунок 7.15 – Каскадне з'єднання кілець різного рівня (STM-1 – STM-4 – STM-16) за допомогою оптичних трибів

При такому з'єднанні можна використовувати необхідні оптичні триби попереднього ієрархічного рівня при переході від кільця одного рівня до другого (наприклад, триб STM-1 при переході на кільце STM-4 і триб STM-4 при переході на кільце STM-16).

### Контрольні запитання

1. Навести основні недоліки систем плезіохронної ієрархії.
2. Які існують рівні синхронної цифрової ієрархії?
3. Скільки стандартних телефонних каналів можна помістити в модулі STM-1?
4. Що таке синхронний транспортний модуль?
5. Які функції виконують віртуальні контейнери?
6. Виконати порівняльний аналіз СП типу ІКМ-1920 та STM-1.
7. Пояснити як здійснюється синхронізація в синхронних СП.
8. Навести основні конфігурації, які можна будувати за допомогою синхронних мультиплексорів.
9. Чому на основі синхронних СП будують кільцеві мережі зв'язку?
10. Навести основні групи сигналів, які можна подавати на входи синхронних мультиплексорів.
11. Підрахувати максимальне число телевізійних каналів, які можна помістити в транспортний модуль STM-64 [6, 16, 17].

## 8 ОСНОВИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

### 8.1 Основні поняття і визначення

Радіозв'язок – вид електрозв'язку, який здійснюється за допомогою радіохвиль. Під радіохвилями прийнято розуміти електромагнітні хвилі частота яких вище 30 кГц і нижче 3000 ГГц, що поширюються в середовищі без штучних напрямних середовищ (ліній). Швидкість поширення електромагнітних хвиль в будь-якому середовищі дорівнює

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (8.1)$$

де  $c$  – швидкість поширення світла у вакуумі;

$\epsilon$  – діелектрична,

$\mu$  – магнітна проникність середовища. Для повітря  $\mu \approx \epsilon \approx 1$ , а швидкість поширення електромагнітних хвиль близька до швидкості світла у вакуумі, тобто  $v = 3 \cdot 10^8$  м/с.

Електромагнітні хвилі створюються джерелом ЕРС, що періодично змінюється з періодом  $T$ . Якщо в деякий момент електромагнітне поле (ЕМП) мало максимальне значення, то таке ж значення воно матиме через час  $T$ . За цей час ЕМП переміститься на відстань

$$\lambda = v \cdot T. \quad (8.2)$$

Мінімальна відстань між двома точками простору, поле в якому має однакове значення, називається довжиною хвилі. Довжина хвилі залежить від швидкості її поширення і періоду  $T$  ЕРС, що передає це поле. Оскільки частота струму рівна  $f = 1/T$ , то довжина хвилі

$$\lambda = \frac{v}{f}. \quad (8.3)$$

Довжина хвилі  $\lambda$  пов'язана з частотою коливання  $f$  таким чином:

$$\lambda = 3 \cdot 10^8 / f. \quad (8.4)$$

Відповідно до Регламенту радіозв'язку увесь радіочастотний спектр розділений на 12 діапазонів, які визначені як області радіочастот, рівні  $(0,3 \dots 3) \cdot 10^N$  Гц, де  $N$  номер діапазону. Для цілей радіозв'язку використовується дев'ять діапазонів  $i$ , отже,  $N = 4 \dots 12$ .

Діапазон радіохвиль – певна неперервна ділянка довжин радіохвиль, якій присвоєно умовне метричне найменування. Кожному діапазону радіохвиль відповідає певний діапазон радіочастот.

Класифікація діапазонів радіочастот або радіохвиль наведена в табл. 8.1. Така класифікація в першу чергу пов'язана з особливостями поширення радіохвиль і їх використання.

Таблиця 8.1 – Класифікація діапазонів радіочастот

Номер діапазону	Діапазон довжин хвиль		Діапазон частот	
	Найменування	Межі	Найменування	Межі
4	Міріаметрові або наддовгі хвилі (НДХ)	10...100 км	Дуже низькі частоти (ДНЧ)	3...30 кГц
5	Кілометрові або довгі хвилі (ДХ)	1...10 км	Низькі частоти (НЧ)	30...300 кГц
6	Гектометрові або середні хвилі (СХ)	100...1000 м	Середні частоти (СЧ)	300...3000 кГц
7	Декаметрові або короткі хвилі (КХ)	10...100 м	Високі частоти (ВЧ)	3...30 МГц
8	Метрові або ультракороткі хвилі (УКХ)	1...10 м	Дуже високі частоти (ДВЧ)	30...300 МГц
9	Дециметрові хвилі (ДМХ)	10...100 см	Ультрависокі частоти (УВЧ)	300...3000 МГц
10	Сантиметрові хвилі	1...10 см	Надвисокі частоти (НВЧ)	3...30 ГГц
11	Міліметрові хвилі	1...10 мм	Особливо високі частоти (ОВЧ)	30...300 ГГц
12	Дециміліметрові хвилі	0,1...1 мм	Гіпервисокі частоти (ГВЧ)	300...3000 ГГц

Розглянемо структуру радіосистеми передачі (РСП). РСП – сукупність технічних засобів, що забезпечують формування типових каналів, а також лінійних трактів, по яких сигнали електрозв'язку передаються за допомогою радіохвиль у відкритому просторі. Переважна більшість РСП є багатоканальними, тому наведемо узагальнену структурну схему багатоканальної РСП (рис. 8.1).



Рисуюнок 8.1 – Узагальнена структурна схема багатоканальної РСП

На цій структурі прийняті такі позначення:

КГО – каналотвірне та групове обладнання, що забезпечує формування сигналів типових каналів з множини первинних сигналів електрозв'язку, що підлягають передачі на передавальному боці та зворотне перетворення сигналів типових каналів у множину первинних сигналів на приймальному боці.

ЗЛ – проводові з'єднувальні лінії, що забезпечують підключення каналотвірного та групового устаткування до РСП.

Для формування радіосигналу і передачі його на відстані за допомогою радіохвиль використовуються різні радіосистеми зв'язку. Радіосистема зв'язку є комплексом радіотехнічного устаткування і інших технічних засобів, призначених для організації радіозв'язку в заданому діапазоні частот з використанням певного механізму поширення радіохвиль. Разом з середовищем (трактом) поширення радіохвиль радіосистема зв'язку утворює лінійний тракт або стовбур, що складається з кінцевого обладнання стовбура (КОС) і радіостовбура.

КОСпер – кінцеве обладнання стовбура передавального кінця, де формується лінійний сигнал, що складається з інформаційного групового сигналу і допоміжних сигналів (сигналів службового зв'язку, сигналів контролю роботоздатності устаткування РСП та ін.), якими модулюються високочастотні коливання.

РСТ – радіостовбур, призначенням якого є передача модульованих радіосигналів на відстань за допомогою радіохвиль. Радіостовбур називається простим, якщо до його складу входять лише дві кінцеві станції і один тракт поширення радіохвиль, і складеним, якщо окрім двох кінцевих радіостанцій він містить одну або декілька ретрансляційних станцій, що забезпечують прийом, перетворення, підсилення або регенерацію і повторну передачу радіосигналів. Необхідність використання складених радіостовбурів обумовлена рядом чинників, основними з яких є довжина радіолінії, її пропускна здатність і механізм поширення радіохвиль.

КОСПр – кінцеве обладнання стовбура приймального кінця, де проводяться зворотні перетворення: демодуляція високочастотного радіосигналу, виділення групового (багатоканального) сигналу і допоміжних службових сигналів.

## 8.2 Загальні принципи організації радіозв'язку

Сукупність технічних засобів і середовища поширення радіохвиль, що забезпечують передачу сигналів від джерела до приймача інформації, називається радіоканалом (каналом радіозв'язку). Радіоканал, що забезпечує радіозв'язок в одному азимутному напрямі, називається радіолінією. Спрощена структурна схема одноканальної радіолінії наведена на рис. 8.2.

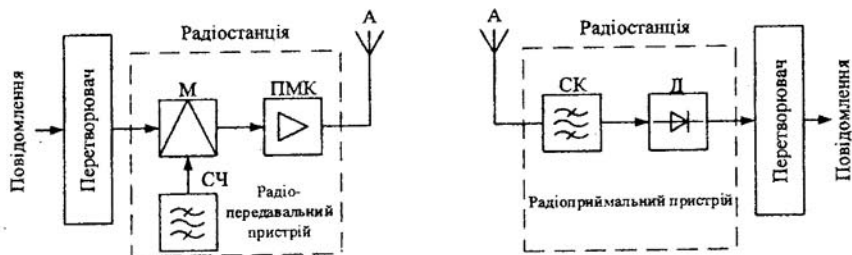


Рисунок 8.2 – Структурна схема радіолінії

Функціонування радіолінії здійснюється таким чином. Передаване повідомлення надходить в перетворювач (мікрофон, телевізійна передавальна камера, телеграфний або факсимільний апарат та ін.), який перетворює його в первинний електричний сигнал. Останній надходить на радіопередавальний пристрій радіостанції, який складається з модулятора (М), синтезатора носійних частот (СЧ) і підсиловача модульованих коливань (ПМК). За допомогою модулятора один з параметрів сигналу носійної частоти (високочастотного коливання), змінюється за законом первинного сигналу. За допомогою антени (А) енергія радіочастот передавача випромінюється в тракт поширення радіохвиль.

На приймальному кінці радіохвилі наводять ЕРС в приймальній антені (А). Радіоприймальний пристрій за допомогою селективних (вибірних) кіл (СК) фільтрує сигнали від заводів і інших радіостанцій. У детекторі (Д) відбувається процес, зворотний модуляції – виділення з модульованих коливань початкового електричного сигналу. Далі в перетворювачі цей сигнал перетворюється в повідомлення, яке і надходить до абонента.

Розглянута схема радіолінії забезпечує односторонній радіозв'язок, при якому передачу повідомлень здійснює одна з радіостанцій, а інша або інші тільки приймає. Для організації двостороннього радіозв'язку, при якій радіостанції здійснюють прийом і передачу, в кожному пункті необхідно мати і передавач (Пер) і приймач (Пр). Якщо при цьому передача і прийом на кожній радіостанції здійснюються по черзі, то такий радіозв'язок називається симплексним (рис. 8.3, а). Симплексний радіозв'язок використовується, як правило, за наявності відносно невеликих інформаційних потоків. Такий радіозв'язок може бути одночастотним (прийом і передача на одній частоті) і двочастотним (прийом і передача на різних частотах).

Двосторонній радіозв'язок, при якому зв'язок між радіостанціями реалізується одночасно, називається дуплексним (рис. 8.3, б). При дуплексному радіозв'язку передача в одному і іншому напрямках ведеться на різних носійних частотах. Це робиться для того, щоб радіоприймач приймав сигнали тільки від радіопередавача протилежного пункту і не приймав сигнали власного радіопередавача.

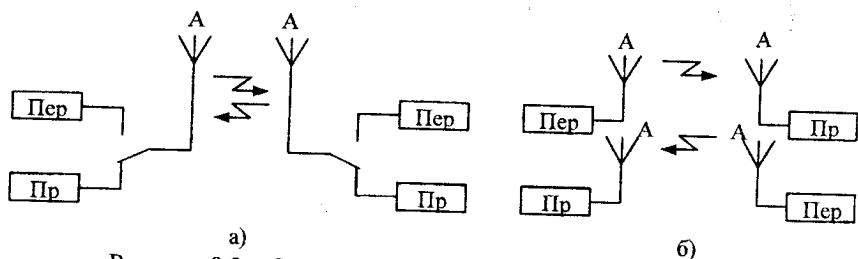


Рисунок 8.3 – Структурна схема організації радіозв'язку :  
а – симплексний; б – дуплексний

Якщо необхідно мати радіозв'язок з великим числом пунктів, то організується радіомережа, що являє сукупність радіоліній, працюючих на одній загальній для усіх абонентів частоті або групі частот. Структурні схеми радіомереж різної складності наведені на рис. 8.4 для симплексного радіозв'язку і на рис. 8.5 для дуплексного радіозв'язку.

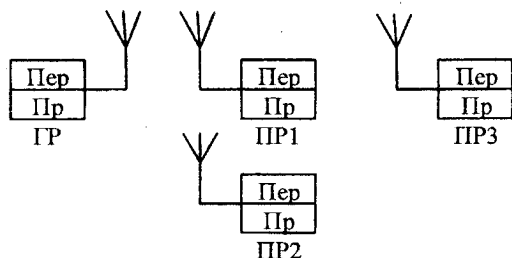


Рисунок 8.4 – Радіомережа на основі складного симплексного радіозв'язку

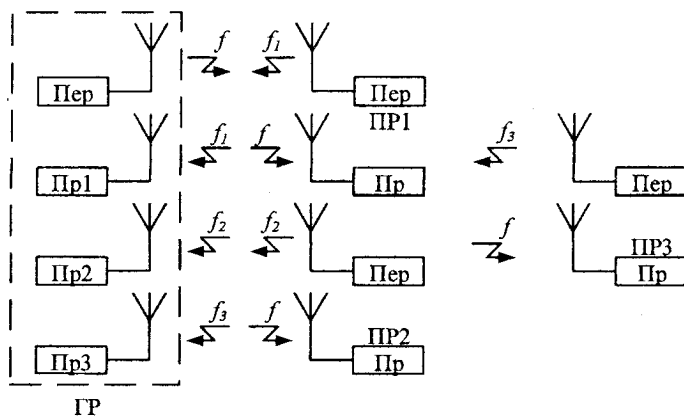


Рисунок 8.5 – Радіомережа на основі складного дуплексного радіозв'язку

У радіомережі одна радіостанція, яка називається головною (ГР), може передавати повідомлення як для однієї, так і для декількох радіостанцій. Оператор ГР стежить за порядком в радіомережі і встановлює черговість роботи на передачу підпорядкованим радіостанціям (ПР). Останні при відповідному дозволі можуть обмінюватися повідомленнями не лише з ГР, але і між собою. Така організація зв'язку може бути реалізована як на основі складного симплексу (рис. 8.4), так і складного дуплексу (рис. 8.5). У першому випадку можливе використання поєднаних приймально-передавальних радіопристроїв і загальної робочої радіохвилі. В іншому випадку ГР веде передачу на одній частоті, а приймає на декількох (за числом підпорядкованих радіостанцій). Відмітимо, що радіомережа може бути організована на основі напівдуплексного радіозв'язку, при якому на одній радіостанції передача і прийом здійснюються одночасно, а на інших радіостанціях – поперемінно.

На радіомережах великої протяжності для збільшення дальності зв'язку додаються ретрансляційні станції (ретранслятори). Узагальнена структура ретранслятора наведена на рис. 8.6. До вже відомих позначень і понять тут додається нове – тракт фідера, що являє сукупність пристроїв передачі електромагнітної енергії від антени до приймача (Пр) і від передавача (Пер) до антени, що містить фідер і ряд допоміжних елементів.

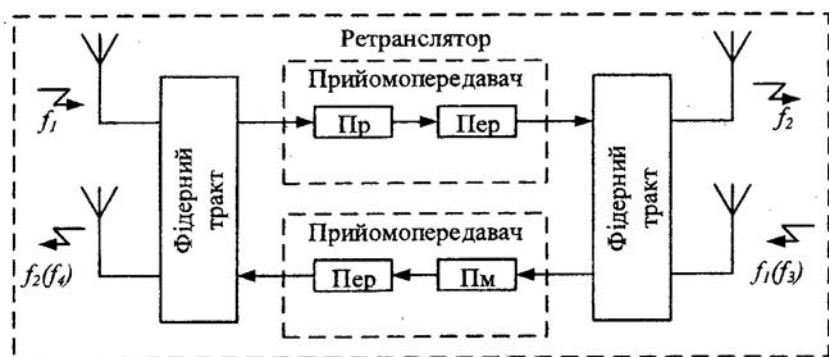


Рисунок. 8.6 – Узагальнена структурна схема ретранслятора

До тракту фідера висуваються такі вимоги: передача енергії повинна здійснюватися з малими втратами; передавальний фідер не повинен випромінювати, а приймальний – приймати сторонні електромагнітні коливання; віддзеркалення в трактах, що створюють попутні потоки, мають бути мінімальними; не повинні поширюватися хвилі інших (вищих) типів.

В сучасних радіосистемах різниця рівнів випромінюваних радіосигналів, що приймаються антенами, дуже велика (150 дБ і більше). Для унеможливлення виникнення паразитних зв'язків між передавальними і приймальними трактами ретранслятора необхідно використовувати дві носійні



частоти для кожного напрямку передачі. При цьому для передачі радіосигналів в протилежних напрямках може бути використана або одна і та ж пара частот  $(f_1, f_2)$ , або дві різні пари  $(f_1, f_2$  і  $f_3, f_4)$ . Залежно від цього розрізняють два способи (плани) розподілу частот у дуплексному режимі: двочастотний  $(f_1, f_2)$  і чотиричастотний  $(f_1, f_2$  і  $f_3, f_4)$  плани. Двочастотний план економічніший з точки зору використання займаної смуги частот, проте, потребує спеціальних заходів для захисту від сигналів протилежного напрямку. Чотиричастотний план не потребує вказаних заходів захисту, проте він неекономічний з точки зору використання смуги частот. Число радіоканалів, яке може бути організоване у виділеному діапазоні частот, при чотиричастотному плані удвічі менше, ніж при двочастотному.

Для побудови багатоканальних телекомунікаційних систем найширше поширення отримали радіорелейні і супутникові системи передачі, що використовують дециметровий, сантиметровий і міліметровий діапазони радіохвиль. У цьому ж діапазоні будуються і сучасні системи рухомого (мобільного) радіозв'язку різного призначення. Більш ранні системи рухомого радіозв'язку використовували окремі ділянки метрових хвиль. Тому є необхідним розглянути особливості поширення цих видів радіохвиль.

### 8.3 Особливості поширення радіохвиль

Поширення радіохвиль у вільному просторі залежить від властивостей поверхні Землі і властивостей атмосфери. Умови поширення радіохвиль уздовж поверхні Землі значною мірою залежать від рельєфу місцевості, електричних параметрів земної поверхні і довжини хвилі. Радіохвилям, як і іншим хвилям, властива дифракція, тобто явище огинання хвилями перешкод. Найсильніше дифракція позначається у разі, коли геометричні розміри перешкод співрозмірні з довжиною хвилі. Атмосферу Землі не можна вважати однорідним середовищем. Тиск, густина, вологість, діелектрична проникність і інші параметри в різних об'ємах повітряного шару мають різні значення. З цих причин швидкості поширення в різних об'ємах неоднакові і залежать від довжини хвилі. Траєкторія радіохвиль в атмосфері викривляється. Явище викривлення або заломлення радіохвиль при поширенні їх в неоднорідному середовищі дістало назву рефракції.

Радіохвилі, що поширюються на великій висоті в атмосфері і повертаються на Землю внаслідок викривлення траєкторії, розсіяння або відбиття від атмосферних неоднорідностей, називаються просторовими, або іоносферними. У точку прийому можуть приходити як просторова, так і земна хвиля від одного і того ж джерела. Якщо фази коливань цих хвиль збігаються, то амплітуда сумарного поля зростає, і, навпаки – при зсуві фази хвиль на  $180^\circ$  сумарне поле послабляється і може стати рівним нулю. Вказане явище називається інтерференцією.

Атмосферою називається газоподібна оболонка Землі, що тягнеться на висоту більше 1000 км. З точки зору поширення радіохвиль атмосферу Землі розділяють на три області, що мають певні відбивальні та поглинальні властивості: тропосферу (що тягнеться від поверхні Землі до висоти 10...15 км); стратосферу (обмежену знизу тропосферою, а зверху висотою приблизно 60...80 км) і іоносферу (що лежить за межами стратосфери до висот 15...20 тис. км), що являє собою іонізований повітряний шар малої густини над стратосферою. У реальних умовах поверхневий шар Землі не є ні ідеальним провідником, ні ідеальним ізолятором. Радіохвилі, що потрапили в цей шар, збуджують в ньому змінні електричні струми, які частину своєї енергії витрачають на нагрів ґрунту. Величина втрат енергії в поверхневому шарі Землі суттєво залежить від частоти радіохвиль і опору ґрунту електричному струму. У ґрунту зі збільшенням частоти радіохвиль величина, що відображається ЕРС, зростає і, відповідно, збільшуються струми поверхневого шару Землі, які створюють електромагнітне поле зворотного напрямку. Тому дальність поширення поверхневих хвиль дуже швидко зменшується зі збільшенням частоти.

Для побудови багатоканальних РСР і систем рухомого радіозв'язку використовуються ультракороткі хвилі (УКХ) або радіохвилі дуже високих (ДВЧ) і ультрависоких (УВЧ) частот, а також радіохвилі надвисоких (НВЧ) і особливо високих (ОВЧ) частот (див. табл. 8.1). До УКХ відповідно з Міжнародним регламентом радіозв'язку відносять хвилі коротші 10 м, що охоплюють два діапазони: від 30 до 300 МГц (10...1 м – метрові) і від 300 до 3000 МГц (1...0,1 м – дециметрові хвилі). Радіохвилі цього діапазону поширюються по прямолінійних траєкторіях і для них не властива дифракція і вони слабо відбиваються від тропосфери, не мають регулярних відбивань від іоносфери, йдучи в космічний простір. Радіус дії систем передачі, що працюють в цих діапазонах, обмежений в основному межами прямої (оптичної) видимості між передавальною і приймальною антенами (рис. 8.7).

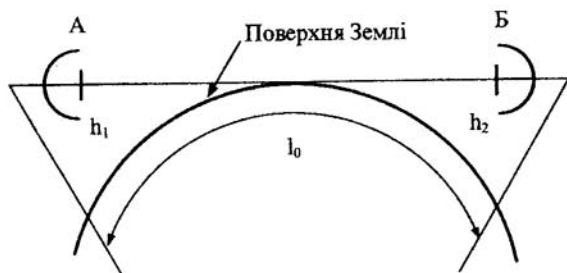


Рисунок 8.7 – Визначення відстані радіовидимості

Незначна дифракція радіохвиль (огинання сферичної поверхні Землі біля горизонту) і слабка рефракція (відхилення напрямку поширення радіохвиль від прямолінійного) в нижніх шарах тропосфери збільшують відстань радіовидимості (приблизно на 15 %), яка розраховується як

$$l_0 = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (8.5)$$

де  $l_0$  – відстань радіовидимості, км;

$h_1$  і  $h_2$  – висоти підвішування передавальної і приймальної антен, м.

Якщо висота підвішування антен  $h_1 = h_2 = 25$  м, то відстань радіовидимості складе 41,2 км. Для здійснення зв'язку на великі відстані необхідно між пунктами А і Б встановлювати проміжні станції (чи ретранслятори) або піднімати антени на більші висоти. Перший принцип використовується в радіорелейних системах передачі, де станції розташовуються на відстані 50...70 км. Для збільшення зони обслуговування телевізійного мовлення використовуються антени, розташовані на вежах великої висоти.

### Контрольні запитання

1. Класифікація діапазону радіочастот.
2. Назвіть основні елементи багатоканальної РСП і вкажіть їх призначення.
3. Принципи класифікації радіосистем передачі.
4. Навести основні схеми організації радіозв'язку і радіомереж.
5. Назвіть основні елементи радіоретранслятора і вкажіть їх призначення.
6. Вкажіть основні ознаки класифікації радіосистем передачі.
7. Фізична суть дифракції і інтерференції радіохвиль.
8. Атмосфера Землі і її основні сфери.
9. Особливості поширення ультракоротких хвиль.
10. Висота розташування передавальної антени телецентру дорівнює 110 м, відстань до пункту прийому телевізійного сигналу дорівнює 250 км. Визначити необхідну висоту встановлення приймальної антени [7,8].

## 9 ПОБУДОВА РАДІОРЕЛЕЙНИХ І СУПУТНИКОВИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

Радіолінія передачі, в якій сигнали електровз'язку передаються за допомогою наземних ретрансляційних станцій, називається радіорелейною лінією передачі. Радіорелейна лінія передачі (РЛП) є ланцюжком приймально-передавальних радіостанцій, які здійснюють послідовну багатократну ретрансляцію передаваних сигналів. РЛП, сусідні станції якої розміщуються одна від одної на відстані прямої видимості між антенами цих станцій, називається РЛП прямої видимості (рис. 9.1). Тут прийняті такі позначення: КРС – кінцева радіорелейна станція, що забезпечує перетворення окремих сигналів, які підлягають передачі в діапазоні частот радіосигналу, об'єднання їх в загальний радіосигнал і передачу його в середовище поширення, а також прийом зустрічного радіосигналу, розподіл його на окремі сигнали, що приймаються, їх перетворення і видачу споживачеві; ПРС – проміжна радіорелейна станція, що забезпечує прийом, перетворення, підсилення або регенерацію і наступну передачу радіосигналу; ВРС – вузлова радіорелейна станція, що забезпечує розгалуження і об'єднання потоків повідомлень, що передаються по різних РЛП, на перетині яких і розташовуються ВРС. До ВРС відносяться також станції РЛП, де здійснюється введення і виведення телефонних, телевізійних і інших сигналів. На КРС і ВРС завжди є технічний персонал, який обслуговує не лише ці станції, але і здійснює контроль і управління за допомогою спеціальної системи телеобслуговування найближчими ПРС. Ділянка РЛП (300...500 км) між КРС (ВРС) ділиться приблизно навпіл так, що одна частина ПРС входить в зону телеобслуговування однієї КРС (ВРС), а інша частина ПРС обслуговується іншою ВРС (КРС).

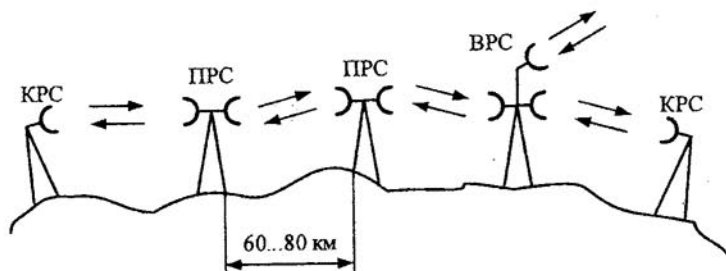


Рисунок 9.1 – Радіолінійна лінія передачі прямої видимості

Радіорелейна лінія передачі, в якій використовується розсіювання та відбивання радіохвиль в нижній області тропосфери при взаємному розта-

шуванні сусідніх станцій, називається тропосферною радіорелейною лінією передачі (рис. 9.2).

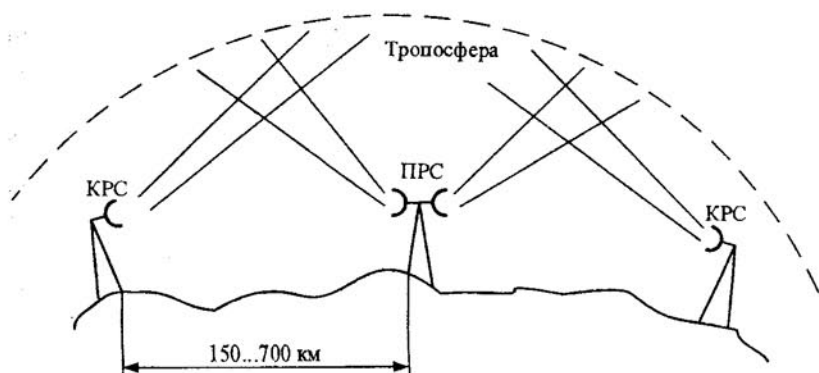


Рисунок 9.2 – Тропосферна радіорелейна лінія передачі

Радіолінія передачі, в якій використовуються космічні станції, пасивні супутники або інші космічні об'єкти, називається космічною лінією передачі. Космічна лінія передачі, яка здійснює електрозв'язок між земними станціями цієї лінії за допомогою встановлених на штучних супутниках Землі ретрансляційних станцій або пасивних супутників, називається супутниковою лінією передачі (рис. 9.3). Тут прийняті такі позначення: ЗРС – земна станція, тобто станція супутникової лінії передачі, розташована на земній, водній поверхнях або в основній частині земної атмосфери і призначена для космічної лінії передачі; КРС – космічна станція, розташована на об'єкті, який знаходиться за межами основної частини земної атмосфери; ШСЗ – штучний супутник Землі.

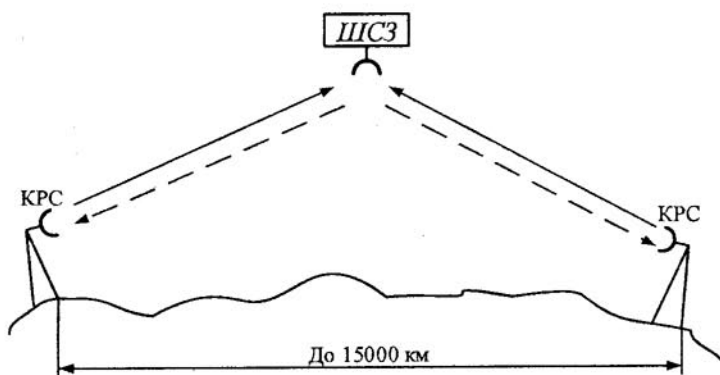


Рисунок 9.3 – Супутникова лінія передачі

Під космічною лінією передачі розуміється радіолінія, в якій використовуються космічні станції, пасивні супутники або інші космічні об'єкти.

При використанні одного ШСЗ, розташованого на геостаціонарній або витягнутій орбіті, максимальна дальність радіозв'язку ССП близько 15000 км.

Радіорелейні лінії прямої видимості, тропосферні радіорелейні лінії та супутникові лінії передачі працюють у діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль (у діапазонах УВЧ і НВЧ).

Слід зазначити, що існують малоканалні радіорелейні системи передачі (РСП), які працюють в діапазоні метрових хвиль (на ДВЧ). Використання цих діапазонів обумовлене, головним чином, можливістю передачі широкосмугових сигналів (телебачення, первинних, вторинних, третинних широкосмугових каналів і трактів, первинних, вторинних, третинних, чотирьохпотікових і потоків синхронної цифрової ієрархії).

Широкосмуговість систем дозволяє застосовувати ефективні завадостійкі методи передачі сигналів такі, як частотна модуляція, імпульсно-кодова модуляція, дельта-модуляція і їх різновиди, а також використовувати ефективні методи кодування. Крім того, в діапазонах ДВЧ і НВЧ досить просто створити антени з вузьконаправленим випромінюванням.

Застосування таких антен, що мають відносно невеликі габарити, дозволяє отримати енергетичний вигравш в порівнянні з ненапрямленим випромінюванням (прийомом) приблизно 30...50 дБ. Це недосяжно для антен більш довгохвильових діапазонів і дає можливість спростити приймально-передавальну апаратуру (зменшити необхідні потужності передавачів і чутливість приймачів), а також полегшити електромагнітну сумісність різних систем радіозв'язку. Нарешті, в цих діапазонах малий вплив промислових і атмосферних завад.

Для підвищення пропускної здатності, надійності і економічності при побудові РСП і супутникових систем передачі (ССП) широко використовується принцип багатостовбурної передачі. При цьому на кожній станції встановлюється декілька комплектів устаткування стовбура – лінійного тракту.

Сукупність декількох однотипних або різнотипних РСП і окремих стовбурів, що мають загальні тракти поширення радіохвиль, кінцеві і ретрансляційні станції, а також пристрої їх обслуговування, утворюють багатостовбурну радіолінію зв'язку (РЛЗ), а сукупність стовбурів, що входять до складу радіолінії зв'язку, утворює багатостовбурну радіолінію передачі (РЛП). У багатостовбурних РЛЗ з резервуванням кожен із стовбурів включає радіостовбур, кінцеве обладнання і апаратуру резервування, що забезпечує перемикання на резервний стовбур при виході з ладу основного радіостовбура. У деяких РЛЗ передбачений окремий стовбур службового зв'язку, що містить спрощене обладнання. Використання загальних антен, трактів фідерів, джерел електропостачання, систем службового зв'язку і

телеобслуговування, споруд для розміщення обладнання значно підвищує економічність багатостовбурних РЛЗ.

Спільна робота декількох стовбурів у одній РЛЗ забезпечується шляхом їх частотного розподілу. При багатостовбурній роботі частоти передачі і прийому стовбурів мають бути вибрані так, щоб звести до мінімуму вплив трактів передачі на тракти прийому в окремих стовбурах і взаємні перешкоди між ними. Для цього у багатостовбурних РЛЗ застосовується групування частот передачі і прийому, відповідно до якого частоти передачі усіх стовбурів розміщуються в одній половині відведеної смуги частот, а частоти прийому – в іншій. У стовбурах РЛЗ можуть використовуватися дво- і чотиричастотні плани. На рис. 9.4, а і б зображені, відповідно, двочастотний і чотиричастотний плани для тристовбурової РЛЗ. Двочастотні плани зазвичай застосовуються на радіорелейних лініях (РРЛ) і супутникових лініях передачі (СЛП), працюючих в сантиметровому діапазоні. На РРЛ дециметрового діапазону, мобільних РРЛ, а також на тропосферних радіорелейних лініях (ТРРЛ) застосовуються чотиричастотні плани. При цьому ТРРЛ містить не більше двох стовбурів. Для сигналів різних стовбурів використовуються різні носійні частоти.

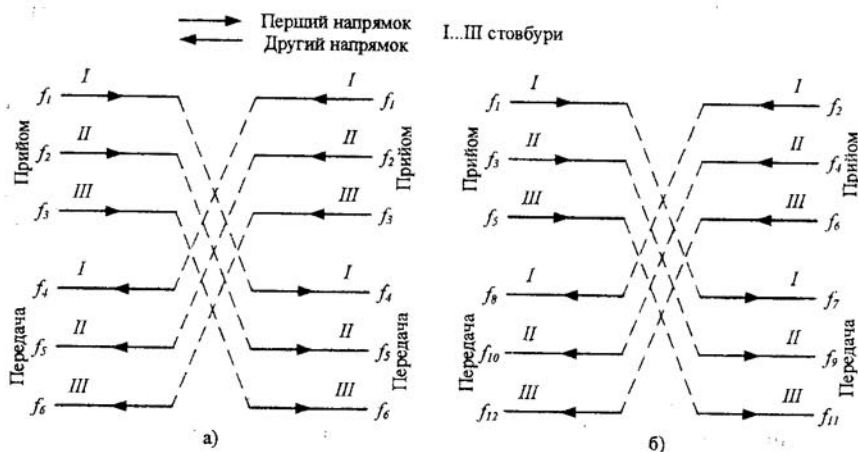


Рисунок 9.4 – Дво- і чотиричастотні плани для тристовбурної РЛЗ

Всі системи багатостовбурної РРЛ організуються так, щоб усі стовбури працювали незалежно один від одного, були б взаємозамінні. За діапазоном робочих (носійних) частот РРЛ підрозділяються на лінії дециметрового і сантиметрового діапазонів. У цих діапазонах відповідно до Регламенту радіозв'язку для організації РРЛ виділені смуги частот, розташовані

в області 2, 4, 6, 8, 11 і 13 ГГц. У наш час освоюється область частот 18 ГГц і вище.

За способом розподілу каналів і видом модуляції носійної можна виділити:

а) РРЛ з частотним розподілом каналів (ЧРК) і частотною модуляцією (ЧМ) гармонічної носійної;

б) РРЛ з часовим розподілом каналів (ЧВРК) і аналоговою модуляцією періодичної послідовності імпульсів, які потім модулюють носійну стовбура;

в) цифрові РРЛ на основі імпульсно-кової або дельта-модуляцій і їх різновидів, цифрові сигнали яких потім модулюють носійну стовбура.

За прийнятою зараз класифікацією РРЛ розділяють на системи великої, середньої і малої ємності. До РРЛ великої ємності прийнято відносити системи, що дозволяють організувати в одному стовбурі 600 і більше каналів тональної частоти (КТЧ), що відповідає пропускній здатності більше 100 Мбіт. Стационарні РРЛ великої ємності використовуються для організації магістральних зв'язків. Якщо РРЛ дозволяє організувати 60...600 КТЧ, то такі системи відносяться до РРЛ середньої ємності, а якщо менше 60 КТЧ – РРЛ малої ємності. Пропускна здатність РЛ середньої і малої ємностей дорівнює відповідно до 10...100 Мбіт/с і менше 10 Мбіт/с. Стационарні РРЛ середньої ємності використовуються для організації зонових зв'язку. Це лінії протяжністю до 500...1500 км. Подібні РРЛ у більшості розраховані на передачу телевізійних сигналів і сигналів звукового мовлення.

У наш час на телекомунікаційних мережах більшого поширення набувають цифрові РРЛ з великою пропускною здатністю на основі синхронної цифрової ієрархії.

### Контрольні запитання

1. Назвіть типи станцій РРЛ прямої видимості.
2. Що таке стовбур радіорелейної лінії передачі? Його склад.
3. Назвіть основні ознаки класифікації радіорелейних ліній передачі.
4. Яке явище використовується в тропосферних РРЛ?
5. Види модуляції, які використовуються при побудові РСП і ССП.
6. Види маніпуляцій в цифрових РСП, їх переваги і недоліки.
7. Назвіть основні елементи модему цифрової РСП.
8. Чому як проміжна модуляція в РСП і ССП застосовується ЧМ?
9. Назвіть основні параметри і характеристики ЧМ радіосигналу.
10. Як організовується двостороння передача сигналів в одному височастотному стовбурі радіорелейної системи передачі?
11. Переваги і недоліки дво- і чотиричастотного розподілу.
12. Назвіть переваги багатостовбурної РСП і способи її організації.
13. Навести елементи структури чотиристовбурної РРЛ [7,8].



## 10 ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ОБЛАДНАННЯ РАДІОРЕЛЕЙНИХ І СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ

### 10.1 Принципи побудови обладнання радіорелейних ліній передачі прямої видимості

Приймально-передавальна апаратура РРЛ є основним устаткуванням кожної радіорелейної станції. Приймачі сучасних РСП будуються за схемою супергетеродина. Передавачі багатоканальних РСП будуються з перетворенням частоти, тобто забезпечують перетворення вхідного сигналу через ступінь проміжної частоти в НВЧ сигнал, який потім підсилюється до номінальної потужності.

На кінцевих станціях РРЛ відбувається формування високочастотного коливання із заданими потужністю, номінальною частотою і модуляцією цього коливання інформаційними сигналами відповідної частоти. На кінцевих станціях багатостовбурних РРСП формуються сигнали декількох радіостовбурів. На кінцевій станції є кінцева апаратура стовбура (телефонного, телевізійного або цифрового), що складається з передавальної і приймальної частин. Сигнал, що надходить на вхід передавальної частини кінцевої апаратури, сигнал відповідного стовбура об'єднується з допоміжними сигналами і потім подається на модулятор, де відбувається його перетворення в проміжну частоту. Потім сигнал проміжної частоти, надходить на передавач радіостовбура, де і формується високочастотне коливання. Структура передавача радіостовбура наведена на рис. 10.1, де прийняті такі позначення:  $f_{пч}$  – проміжна частота (зазвичай 70 МГц); ПППЧ – потужний підсилювач проміжної частоти; Зм – змішувач; Гпер – гетеродин передавача; СФНВЧ – смуговий фільтр надвисокої частоти (радіосигналу); ПНВЧ – підсилювач сигналу НВЧ (радіосигналу).

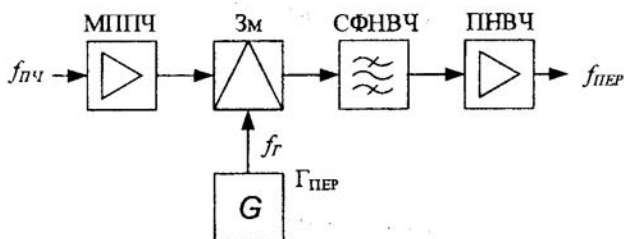


Рисунок 10.1 – Структурна схема передавача радіостовбура

Промодульований сигнал проміжної частоти після підсилення змішується в Зм з високостабільним коливанням гетеродина  $f_r$ . СФНВЧ виділяє сигнал з частотою  $f_{пер}$ , який підсилюється ПНВЧ до необхідної потужності.

ті передачі. У радіосистемах малої потужності (менше 1 Вт) ПНВЧ може не встановлюватися.

Приймач радіостовбура (рис. 10.2) містить малошумний підсилювач сигналу НВЧ (МПНВЧ), на вхід якого надходить сигнал з частотою  $f_{ПЧ}$ ; смуговий фільтр сигналу НВЧ (СФНВЧ), перетворювач частоти, в який входять змішувач (Зм) і гетеродин приймача ( $\Gamma_{ПР}$ ), і підсилювач сигналу проміжної частоти  $f_{ПЧ}$ .

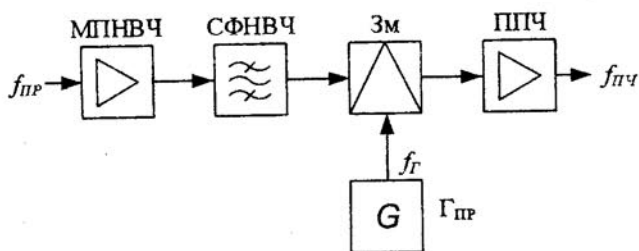


Рисунок. 10.2 – Структурна схема приймача радіостовбура

Сигнал проміжної частоти формується в результаті змішування сигналу з частотою  $f_{ПЧ}$  з високостабільним коливанням  $f_{Г}$ .

На вхід передавача сигнал надходить з тракту проміжної частоти, а з виходу приймача сигнал надходить в тракт проміжної частоти. На проміжних станціях (ретрансляторах) з'єднання приймача і передавача відбувається на проміжній частоті. При необхідності виділення телевізійного сигналу на проміжній станції до складу приймально-передавальної апаратури входить демодулятор, який підключається до додаткового виходу приймача на проміжній частоті.

## 10.2 Супутникові системи передачі

Запуском 4 жовтня 1957 р. першого штучного супутника Землі (ШСЗ) покладено початок освоєнню навколосемного космічного простору. Одним з найважливіших практичних застосувань ШСЗ є космічний радіозв'язок між земними станціями (ЗС), який здійснюється за допомогою ретрансляції сигналів через один або декілька ШСЗ. Така передача сигналів покладена в основу супутникових систем передачі (ССП). При побудові ССП використовують принципи, що реалізуються в РРЛ.

ССП мають ряд істотних особливостей, що відрізняють їх як від РРЛ прямої видимості, так і від далеких ТРРЛ. Так, функціонування ССП можливо за наявності ряду спеціальних підсистем. Зважаючи на це ССП виді-

ляють в самостійний вид систем передачі повідомлень. Власне ССП, яка називається системою зв'язку, включає ряд підсистем:

1) космічну, до складу якої входить ракета-носії і стартовий комплекс, що забезпечує виведення ШСЗ на відповідну орбіту;

2) командно-вимірювальну, яка має земну і бортову (встановлену на супутнику) частини, призначену для вимірювання параметрів орбіти супутника і передачі із Землі команд керування;

3) телеметричну, передавальна частина якої знаходиться на борту ШСЗ, а приймальна на Землі, що служить для передачі даних про стан апаратури супутника, а також про проходження команд керування.

За способом ретрансляції сигналу ССП ділять на системи з пасивною і активною ретрансляцією. Система, яка працює без бортової апаратури, називається системою зв'язку з пасивним супутником, або системою з пасивною ретрансляцією. У такій системі сигнали, послані із Землі, відбиваються поверхнею ШСЗ назад без попереднього підсилення. Як пасивні супутники можуть використовуватися як спеціальні відбивачі різної форми, так і природний супутник Землі – Місяць.

При достатньому підсиленні земних приймальних антен і високої чутливості приймача земної станції (ЗС) цей метод радіозв'язку знаходить застосування в системах малої пропускну здатності.

Система радіозв'язку за наявності бортової апаратури називається системою з активною ретрансляцією сигналу. При цьому енергопостачання бортового ретранслятора (БР) здійснюється від сонячних батарей, що знаходяться на ШСЗ. Активна ретрансляція є основною в сучасних ССП. Структура дуплексного зв'язку між двома земними станціями (ЗС) при активній ретрансляції сигналу наведена на рис. 10.3. Переданий в одному напрямі сигнал  $U_1$  підводиться до модулятора земної станції (Мод ЗС), внаслідок чого здійснюється модуляція носійної частоти  $f_1$ . Ці коливання від передавача земної станції (Пер ЗС) підводяться до антени Ан1 і випромінюються в напрямі ШСЗ, де приймаються бортовою антеною БАН бортового ретранслятора (БР). Далі коливання з частотою  $f_1$  надходять на напрямні фільтри (НФ), підсилюються першим приймачем бортового ретранслятора (1-й ПР<sub>БР</sub>), перетворюються в частоту  $f_2$  і надходять до першого передавача бортового ретранслятора (1-й ПЕР<sub>БР</sub>). З виходу цього передавача коливання з частотою  $f_2$  через НФ підводяться до бортової антени БАН і випромінюються у бік Землі. Ці коливання приймаються антеною Ан2 і підводяться до приймача земної станції (Пр ЗС) і детектора земної станції (Дет ЗС), на виході якого виділяється сигнал  $U_1$ . Передача від протилежної ЗС сигналу  $U_2$  відбувається на частоті  $f_3$  аналогічним чином, причому на бортовому ретрансляторі здійснюється перетворення коливань з носійною частотою  $f_3$  в коливання з частотою  $f_4$ .

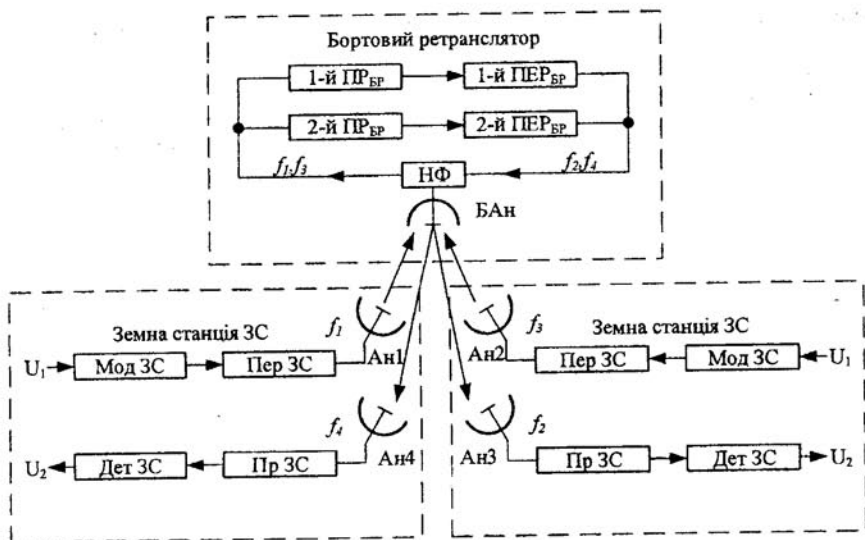


Рисунок 10.3 – Структурна схема радіозв'язку через ШСЗ

Наземні станції з'єднуються з вузлами комутації мережі зв'язку, з джерелами і споживачами типових каналів і трактів, програм телебачення і звукового мовлення за допомогою наземних з'єднувальних ліній.

Дуже поширеним і економічно вигідним є використання зв'язувальних ШСЗ для організації ТБ і радіомовлення. Зараз під супутниковим ТБ і радіомовленням розуміється як передача ТБ сигналів (із звуковим супроводом), так і радіомовних звукових сигналів від одного або декількох земних передавачів, пов'язаних з центрами формування ТБ і радіопрограм, через ШСЗ на мережу земних приймальних установок і розподіл цих програм з метою доведення їх до абонентів (телеглядачів або радіослухачів) за допомогою наземних засобів зв'язку (ретрансляторів різної потужності, систем кабельного телебачення – СКТБ, засобів колективного і індивідуального прийому). Як правило, в зоні обслуговування зв'язувальним ШСЗ розташовується мережа приймальних ЗС різних типів.

Залежно від типу ЗС і призначення систем супутникового зв'язку розрізняють такі служби радіозв'язку:

- фіксована супутникова служба (ФСС) – служба радіозв'язку між ЗС, розташованими в певних фіксованих пунктах, при використанні одного або декількох супутників;
- рухома супутникова служба – між рухомими ЗС за участю одного або декількох ШСЗ;
- радіомовна супутникова служба (РМСС) – служба радіозв'язку, в якій сигнали супутникових ретрансляторів призначені для безпосереднього

прийому населенням. При цьому безпосереднім вважається як індивідуальний, так і колективний прийом на порівняно прості і недорогі установки з відповідною якістю.

Орбіти зв'язувальних штучних супутників Землі – це траєкторії руху ШСЗ в просторі. Вони визначаються багатьма чинниками, основним з яких є притягування супутника Землею.

Основні параметри, що характеризують рух ШСЗ, можуть бути визначені за допомогою законів Кеплера. Стосовно супутників Землі закони Кеплера формулюються таким чином:

Перший закон Кеплера: орбіта супутника Землі лежить в нерухомій площині, що проходить через центр Землі, і є еліпсом, в одному з фокусів якого знаходиться центр Землі.

Другий закон Кеплера: радіус-вектор супутника (відрізок прямої, який з'єднує супутник, що знаходиться на орбіті, і центр Землі) в рівні проміжки часу описує рівні площі.

Третій закон Кеплера: відношення квадратів періодів обертання супутників дорівнює відношенню кубів великих півосей орбіт.

В системах зв'язку можуть використовуватися ШСЗ, що рухаються по орбітах, які відрізняються такими параметрами: формою (кругова або еліптична); висотою над поверхнею Землі  $H$  або відстанню від центра Землі; нахилом, тобто кутом  $\varphi$  між екваторіальною площиною і площиною орбіти. Залежно від вибраного кута  $\varphi$  орбіти підрозділяються на екваторіальні ( $\varphi = 0^\circ$ ), полярні ( $\varphi = 90^\circ$ ) і похилі ( $0 < \varphi < 90^\circ$ ). Еліптичні орбіти, крім того, характеризуються апогеєм і перигеєм, тобто відстанями від Землі, відповідно до найбільш віддаленої і до найближчої точки орбіти. Апогей і перигей орбіти є кінцями великої осі еліпса, а лінія, на якій вони знаходяться, називається віссю апсид. При висоті орбіти 35 800 км період обертання ШСЗ дорівнюватиме земній добі. Екваторіальна кругова орбіта з висотою 35 800 км за умови, що напрям руху супутника збігається з напрямом обертання Землі відносно своєї осі (із заходу на схід), називається геостационарною орбітою (ГСО).

Така орбіта є універсальною і єдиною. Супутник, що знаходиться на ній, здаватиметься земному спостерігачеві нерухомим. Подібний ШСЗ називається геостационарним. Насправді ШСЗ, математично точно запущений на ГСО, не залишається нерухомим, а через еліптичність Землі і внаслідок збурення орбіти повільно сходить із заданої точки і здійснює періодичні (добові) коливання по довготі і широті. Тому на ШСЗ має бути встановлена система автоматичної стабілізації і утримання його в заданій точці ГСО.

Більшість сучасних ССП базуються на геостационарних супутниках. Проте в деяких випадках являють інтерес сильно витягнуті еліптичні орбіти, які мають такі параметри: кут нахилу  $\varphi = 63,5^\circ$ , висота в апогеї приблизно 40 000 км, в перигеї близько 500 км. Супутник, виведений на неї,

обертається синхронно із Землею, має період обертання 12 год і, здійснюючи за добу два повні оберти, з'являється над одними і тими ж районами Землі в один і той же час. Для забезпечення цілодобового зв'язку доводиться виводити на еліптичні орбіти, площини яких взаємно зміщені, 3...4 супутники, які утворюють систему супутників.

Останнім часом намітилася тенденція використання зв'язувальних ШСЗ, що знаходяться на низьких орбітах (відстань до Землі в межах 700...1500 км). Системи зв'язку з використанням ШСЗ на низьких орбітах завдяки значно меншій (практично в 50 разів) відстані від Землі до супутника мають ряд переваг перед ССП на геостационарних супутниках. По-перше, це менше запізнювання і загасання передаваного сигналу, а по-друге, простіше виведення ШСЗ на орбіту. Основним недоліком подібних систем є необхідність виведення на орбіту великої кількості супутників для забезпечення тривалого неперервного зв'язку. Це пояснюється невеликою зоною видимості окремого ШСЗ, що ускладнює зв'язок між абонентами, які знаходяться на великій відстані один від одного. Наприклад, космічний комплекс «Iridium» (США) складається з 66 космічних апаратів, розміщених на кругових орбітах з нахилом  $\varphi = 86^\circ$  і висотою 780 км. Супутники розміщуються в орбітальних площинах, в кожній одночасно знаходяться 11 супутників. Кутова відстань між сусідніми орбітальними площинами складає  $31,6^\circ$ , за винятком 1-ої і 6-ої площин, кутове рознесення між якими близько  $22^\circ$ .

Антенна система кожного ШСЗ формує 48 вузьких променів. Взаємодія усіх ШСЗ забезпечує глобальне покриття Землі послугами зв'язку. В нашій країні ведуться роботи зі створення власних низькоорбітальних супутникових систем зв'язку. Для з'ясування особливостей роботи низькоорбітальних супутникових систем розглянемо схему проходження в ній сигналів (рис. 10.4). В цьому випадку на кожній ЗС мають бути встановлені дві антени ( $A_1$  і  $A_2$ ), які можуть здійснювати передачу і прийом сигналів за допомогою одного зі супутників, що знаходиться в зоні взаємного зв'язку. На рис. 10.4 показані ШСЗ, що рухаються за годинниковою стрілкою по одній низькій орбіті, частина якої показана у вигляді дуги  $mn$ . Дана система супутникового зв'язку працює таким чином. Сигнал від ЗС<sub>1</sub> через антену надходить на ШСЗ<sub>4</sub> і ретранслюється через ШСЗ<sub>3</sub>, ШСЗ<sub>2</sub>, ШСЗ<sub>1</sub> до приймальної антени  $A_1$  ЗС<sub>2</sub>. Таким чином, в цьому випадку для ретрансляції сигналу використовуються антени  $A_1$  і сегмент орбіти, який містить ШСЗ<sub>4</sub>, ШСЗ<sub>2</sub>. При виході ШСЗ<sub>4</sub> із зони, що лежить лівіше лінії горизонту  $aa'$ , передача і прийом сигналу вестимуться через антени  $A_2$  і сегмент орбіти, який містить ШСЗ<sub>5</sub>...ШСЗ<sub>2</sub> і т. і.

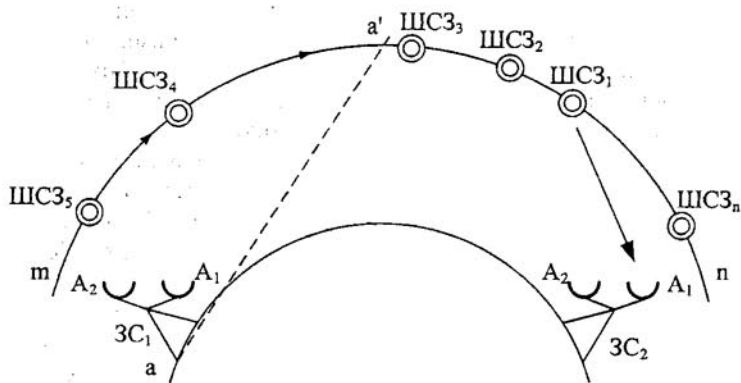


Рисунок 10.4 – Система зв'язку з кількома ШСЗ на низькій орбіті

Оскільки кожен ШСЗ може спостерігатися з досить великої території на поверхні Землі, то можна здійснити зв'язок між кількома ЗС через один загальний зв'язувальний ШСЗ. В цьому випадку супутник виявляється «доступним» багатьом ЗС, тому така система називається системою супутникового зв'язку з багатостанційним доступом. Використання ШСЗ, що рухаються по орбіті з малою висотою, спрощує апаратуру ЗС, оскільки при цьому можливе зниження підсилення земних антен, потужності передавачів і робота з приймачами меншої чутливості, ніж у разі геостационарних супутників. Проте в цьому випадку ускладнюється система керування рухом великої кількості ШСЗ по орбіті.

На відміну від інших систем передачі, які працюють в діапазоні НВЧ, в супутникових системах радіосигнал долає значні відстані, що визначає ряд особливостей, до яких відносять доплерівське зміщення частоти, запізнювання сигналу, порушення неперервності значень запізнювання і доплерівського зміщення частоти.

Відомо, що відносне переміщення джерела сигналу з частотою  $f$  із швидкістю  $v_p \ll c$  викликає доплерівське зміщення  $\Delta f_{\text{доп}} = \pm f v_p / c$ , де  $c$  – швидкість поширення електромагнітних коливань; знак «+» відповідає зменшенню відстані між джерелом сигналу і приймачем сигналу, а «-» – збільшенню. При передачі модульованих коливань частота кожної спектральної складової змінюється в  $1 + (v_p / c)$  раз, тобто складові з вищою частотою отримують більшу зміну частоти, а з нижчою частотою – меншу. Таким чином, ефект Доплера призводить до перенесення спектра сигналу на значення  $\Delta f_{\text{доп}}$  і до зміни масштабу спектра в  $1 + (v_p / c)$  раз, тобто до його деформації.

Для геостаціонарних супутників доплерівський зсув незначний і не враховується. Для сильно витягнутих еліптичних орбіт максимальне значення доплерівського зсуву для лінії вниз в смузі 4 ГГц складає 60 кГц; що призводить до необхідності компенсувати його, наприклад, за заздалегідь розрахованою програмою. Складніше компенсувати деформації спектра. Для цього можуть бути застосовані пристрої або зі змінною керованою затримкою групового або НВЧ сигналу, змінюваною за програмою, або керування частотами групового перетворення каналотвірної апаратури систем передачі з частотним розподілом каналів.

### Контрольні запитання

1. Пояснити принцип роботи передавача і приймача радіостовбура.
2. Навести основні елементи цифрової радіорелейної системи передачі кінцевої станції і вказати їх призначення.
3. Основні елементи цифрової радіорелейної системи передачі проміжної станції і їх призначення.
4. Особливості побудови станцій тропосферних радіорелейних ліній.
5. Які основні принципи побудови супутникових систем передачі?
6. Проаналізувати орбіти зв'язувальних ШСЗ.
7. Суть багатостанційного доступу.
8. Особливості передавальної наземної станції супутникового телебачення.
9. Навести елементи активного ретранслятора ШСЗ [7,8].



## ЛІТЕРАТУРА

1. Стеклов В. К. Проектування телекомунікаційних мереж : підручник для вузів / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман. – К. : Техніка, 2002. – 792 с.
2. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник для вузів / Бортник Г. Г., Кичак В. М., Стальченко О. В. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 308 с.
3. Гитлиц М. В. Теоретические основы многоканальной связи : учеб. пособие / М. В. Гитлиц, А. Ю. Лев. – М. : Радио и связь, 1985. – 248 с.
4. Нарытник Т. М. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах / Нарытник Т. М., Бабак В. П., Ильченко М. Е. – К. : Техніка, 2000. – 304 с.
5. Прокис Д. Цифровая связь / Прокис Д. ; пер. с англ. ; под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
6. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / Баскаков С. И. – М. : Радио и связь, 2000. – 462 с.
7. Стеклов В. К. Транспортні мережі телекомунікацій / Бірюков М. Л., Стеклов В. К., Костік Б. Я. ; ред. В. К. Стеклова. – К. : Техніка, 2005. – 312 с.
8. Бортник Г. Г. Методи та засоби оцінювання параметрів абонентських ліній зв'язку / Бортник Г. Г., Кичак В. М., Яблонський В. Ф. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 139 с.
9. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1988. – 240 с.
10. Скляр Д. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Д. ; пер. с англ. ; под. ред. А. В. Назаренко. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.
11. Довгий С. О. Сучасні телекомунікації / С. О. Довгий, О. Я. Савченко, П. П. Воробієнко. – К. : Український видавничий центр, 2002. – 520 с.
12. Бакланов И. Г. ISDN и Frame Relay. Технология и практика измерения. / Бакланов И. Г. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1999. – 187 с.
13. Иванов А. Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. / Иванов А. Б. – М. : Комп. Сайрус Системс, 1999. – 672 с.
14. Пескова С. А. Сети и телекоммуникации : учеб. пособие / Пескова С. А., Кузин А. В., Волков А. Н. – М. : Академия, 2007. – 352 с.
15. Хмелев К. Ф. Основы SDH : монография. / Хмелев К. Ф. – К.: ІВЦ "Видавництво Політехніка", 2003. – 584 с.
16. Бортник Г. Г. Системи передавання в електрозв'язку : навчальний посібник / Бортник Г. Г. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 138 с.
17. Бортник Г. Г. Цифрова обробка сигналів в телекомунікаційних системах : підручник / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 232 с.

*Навчальне видання*

**Бортник Геннадій Григорович  
Кичак Василь Мартинович  
Пунченко Наталія Олегівна  
Стальченко Олександр Володимирович**

## **Телекомунікаційні системи передачі**

Навчальний посібник

Редактор В. Дружиніна  
Коректор З. Поліщук

Оригінал-макет підготовлено Г. Бортником

Підписано до друку 26.02.2015 р.  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 9,2.  
Наклад 75 пр. Зам. № 2015-024.

Вінницький національний технічний університет,  
навчально-методичний відділ ВНТУ,  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, к. 2201.  
Тел. (0432) 59-87-36.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті  
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-87-38.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.