

Міністерство освіти та науки України
Національний університет кораблебудування
ім. адмірала Макарова

І. П. Лісовий, В. М. Рябенський, О. С. Дьяконов

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

Навчальний посібник

Миколаїв
2016

УДК 621.39(075.8)

ББК 32.882.5я73

Л 63

Рецензенти:

Ложковський А. Г., д. т. н., професор,
зав. кафедри комутаційних систем ОНАУ;

Смірнов В. С., д. т. н., професор,
зав. кафедри радіотехнічних систем ДУИКТ.

Схвалено Вченою радою НУК

*Рекомендовано до друку в якості навчального посібника
(протокол №4 від 29.04.2016 р.)*

Лісовий І. П., Рябенський В. М., Дьяконов О. С.

Л 63 Телекомунікаційні системи передачі : навч. посіб. / І. П. Лісовий,
В. М. Рябенський, О. С. Дьяконов. — Миколаїв, 2016. — 212 с.
ISBN 978-966-321-315-6

У першому і другому розділах викладаються принципи імпульсно-кодової модуляції, аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі, передачі цифрових сигналів по кабельним лініям. Розглянуто принципи формування цифрових потоків у плезіохронній цифровій ієрархії, принципи об'єднання цифрових потоків; принципи побудови лінійного цифрового тракту, методи регенерації цифрових сигналів та побудова цифрових мереж.

Третій розділ присвячено вивченню принципів побудови, характеристик та застосування обладнання ЦСП СЦІ, РРСП, ССП, АТМ. Розглянуто принципи формування цифрових потоків у синхронній цифровій ієрархії, принципи об'єднання цифрових потоків. Розглянуто принципи побудови лінійного цифрового тракту та побудова цифрових мереж. У четвертому розділі розглядаються основи побудови радіорелейних та супутникових систем передачі.

Посібник рекомендується для студентів ВНЗ напрямку «Телекомунікації».

УДК 621.39(075.8)

ББК 32.882.5я73

Зміст

Вступ	7
Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі з почасовим розподілом каналів та імпульсно- ковою модуляцією	13
1.1. Почасовий розподіл каналів (ПРК). Спектр АМ сигналу	13
1.2. Імпульсно-кодова модуляція (ІКМ)	21
1.3. Кодуючі та декодуючі пристрої ЦСП з ІКМ	32
1.3.1. Кодуючі пристрої з лінійним квантуванням	32
1.3.2. Кодуючі пристрої з нелінійним квантуванням	37
1.4. Побудова апаратури ЦСП з почасовим розподілом каналів і ІКМ	44
1.4.1. Побудова кінцевої станції ЦСП безпосереднім кодуванням	44
1.5. Побудова кінцевої станції ЦСП з почасовим групоутворенням	49
1.5.1. Способи об'єднання та спряження цифрових потоків	49
1.5.1.1. Способи об'єднання цифрових потоків	50
1.5.1.2. Способи спряження цифрових потоків	52
1.5.2. Побудова циклу передачі ЦСП з почасовим групоутворенням	58
1.5.3. Ієрархія ЦСП ПЦІ	62
Контрольні запитання до розділу	64
Розділ 2. Лінійний цифровий тракт	67
2.1. Особливості лінійного цифрового тракту	67

2.2. Спотворення та завади ЛЦС у лінійних трактах	76
2.2.1. Методи регенерації ЛЦС	77
2.2.2. Тактова синхронізація у регенераторах	81
2.2.3. Корекція ЦЛТ. Функціональна схема регенератора	87
2.3. Завадостійкість регенератора. Довжина регенераційної ділянки	91
2.3.1. Допустима ймовірність помилки	91
2.3.2. Завадостійкість одиночного регенератора. Очікувана ймовірність помилки	96
2.3.3. Розрахунок довжини регенераційної ділянки на неметалевому кабелі	101
2.4. Параметри основного цифрового каналу	106
2.4.1. Залишкове згасання каналу ТЧ	106
2.4.2. Частотні характеристики каналу ТЧ	110
2.4.3. Амплітудна характеристика каналу ТЧ	111
2.5. Шум квантування	113
2.6. Розбірливий перехідний вплив між каналами ТЧ	118
2.7. Шуми незайнятого каналу	119
Контрольні питання до розділу	120
 Розділ 3. Структура транспортної системи СЦІ	 123
3.1. Склад та особливості транспортної мережі СЦІ	123
3.2. Побудова інформаційної транспортної мережі СЦІ	125
3.3. Інформаційні структури СЦІ	127
3.3.1. Ієрархія швидкостей передачі	127
3.3.2. Структура циклів синхронних транспортних модулів	128
3.3.3. Структура циклу STM-N	130
3.3.4. Віртуальні контейнери	131
3.3.5. Адміністративні блоки	135
3.3.6. Групи адміністративних блоків	135
3.3.7. Субблоки	137
3.4. Заголовки секцій і трактів	141
3.4.1. Секційний заголовок	141
3.4.2. Трактові заголовки ВК-3 і ВК-4	144

3.4.3. Трактові заголовки ВК-12 і ВК-2	149
3.5. Показчики	151
3.5.1. Основні функції показників	151
3.5.2. Види та структура показників	152
3.5.3. Формування й інтерпретація показника	157
3.5.4. Висновки	160
3.6. Система групоутворення СЦІ	161
3.6.1. Схема групоутворення	161
3.6.2. Процедури перетворення при групоутворенні	163
3.6.3. Перетворення цифрового потоку 139264 кбіт/с	164
3.6.4. Перетворення цифрового потоку 34368 кбіт/с	166
3.6.5. Перетворення цифрового потоку 2048 кбіт/с	168
3.6.6. Перетворення синхронного цифрового потоку 2048 кбіт/с	175
3.6.7. Перетворення чарунок АТМ	177
Контрольні питання до розділу	179

Розділ 4. Принципи побудови радіорелейних і супутникових систем передачі	183
4.1. Принципи організації і класифікація радіорелейних систем передачі (РРСП)	183
4.2. Функціональна схема крайової станції РРСП	189
4.3. Принципи побудови цифрових РРСП	190
4.4. Особливості проектування і експлуатації радіорелейних ліній зв'язку (РРЛЗ)	193
4.5. Принципи побудови супутникових систем передачі (ССП)	194
4.5.1. Орбіти штучних супутників Землі	194
4.5.2. Зони обслуговування штучними супутниками Землі	197
4.5.3. Методи розділення сигналів земними станціями	198
4.5.4. Бортові (орбітальні) ретранслятори ССП	200
4.5.5. Принципи побудови приймально-передавального устаткування земних станцій ССП	202
4.6. Загальні питання технічної експлуатації систем передачі	204
4.6.1. Основні поняття технічної експлуатації	204

4.6.2. Експлуатаційні параметри технічної експлуатації	205
4.6.3. Технічне обслуговування систем передачі	206
Контрольні питання до розділу	207
Література	209

Вступ

У відповідності до змін умов життя, розвитку культури та техніки засоби спілкування між людьми безперервно вдосконалюються. На сьогодні засоби зв'язку є невід'ємною частиною виробничого процесу та нашого буття. Особливо великого розвитку набули засоби електрозв'язку. Сучасні системи зв'язку повинні гарантувати не тільки швидку обробку та високу надійність передачі інформації, але також забезпечити виконання цих функцій найбільш економічним засобом.

У системах електрозв'язку інформація передається по каналах зв'язку, що створюються за допомогою пристроїв, до складу яких входять: передавач, лінія зв'язку та приймач. Лінія зв'язку — це середовище розповсюдження електромагнітних хвиль для передачі сигналів від передавача до приймача. Таким середовищем може бути повітряна, кабельна, радіорелейна лінія. Кабельна лінія може бути на основі симетричного, коаксіального та оптичного кабелів зв'язку і складає найбільшу вартість всієї системи зв'язку. У зв'язку із цим здійснюється розробка таких систем і методів формування сигналів передачі, які дозволяють одночасно передавати по одній фізичній лінії (наприклад, по одній парі провідників симетричного кабелю) велику кількість незалежних повідомлень. Це означає, що система електрозв'язку створює багато незалежних каналів зв'язку і тому називається багатоканальною системою передачі (БСП).

Основним завданням при створенні БСП є збільшення кількості незалежних каналів, забезпечення високої якості і надійності передачі інформації та можливість передачі інформації на великі відстані.

Це завдання спочатку здійснювалось за допомогою БСП з частотним розподілом каналних сигналів з використанням симетричних коаксіальних кабелів та радіорелейних систем передачі.

І на сьогодні більшість каналів мережі зв'язку створені і використовуються на базі БСП з ЧРК.

Але паралельно здійснювався розвиток цифрових систем передачі з почасовим розподілом каналних сигналів та імпульсно-кодовою модуляцією, які мають достатньо великі переваги і можливість використовувати волоконно-оптичний кабель (ВОК). У порівнянні із системами, які використовують металевий електричний кабель, ВОК має великі переваги, як наприклад, широку смугу частот, захищеність від електромагнітних завад, мале згасання оптичного сигналу, економію кольорових металів і порівняно невелику вартість.

Швидкий технологічний прогрес, особливо у мікроелектроніці, відкрив шлях до цифрової мережі зв'язку, що створило основу для швидкої та економічної передачі усіх видів інформації, створення цифрової мережі з інтеграцією служб сервісу.

До переваг ЦСП у порівнянні з системами з частотним розподілом каналів, які відносяться до аналогових (АСП) систем передачі, можливо віднести:

- низька вартість кінцевого обладнання та проміжних пунктів;
- висока технологічність виробництва;
- висока захищеність від завад за рахунок збільшення меж частот на 1 канал;
- ідентичність та стабільність параметрів каналів;
- універсальність каналів (дають можливість передавати як аналоговий, так і цифровий сигнал без додаткових модемів);

Ці та деякі інші переваги ЦСП стали вирішальними для швидкого розвитку цифрових систем передачі та мереж як плезіохронної, так і синхронної цифрових ієрархій.

Нові технології телекомунікацій стали розвиватися у зв'язку з переходом від аналогових до цифрових методів передачі інформації, які ґрунтуються на мультиплексуванні з часовим поділом каналних сигналів і імпульсно-кодовій модуляції (ІКМ). При використанні цифрових методів мультиплексор (типу $n:1$) формує з n -вхідних імпульсних послідовностей одну вихідну, що складається з груп по n однакових блоків (біт, байт, декількох байт), які повторюються. Мультиплексор повинен забезпечити швидкість передачі $n \cdot V$, де V — швидкість передачі даних одного вхідного

цифрового потоку. Якщо як вхідний потік використовується сигнал ОЦК ($B=64$ кбіт/с), то за допомогою одного мультиплексора типу $n:1$ можна формувати потік зі швидкістю $n*64$ кбіт/с. Якщо вважати цей мультиплексор першим у схемі каскадного з'єднання з декількох мультиплексорів, то можна сформувати різні ієрархічні набори цифрових швидкостей передачі. Роботи зі стандартизації ієрархій, як у Європі, так і в Америці, мали два важливих наслідки: розробка схеми плезіохронної цифрової ієрархії (PDH або ПЦІ) і розробка синхронної цифрової ієрархії (SONET/SDH або СЦІ). В останні роки переважна більшість постачальників телекомунікаційних послуг використовують при створенні своїх транспортних мереж технологію синхронної цифрової ієрархії СЦІ/SDH.

СЦІ є черговим етапом еволюції цифрових мереж і систем передачі. Її основні ідеї були запропоновані в системі SONET США й використовувалися МСЕ при створенні рекомендацій з СЦІ, прийнятих у 1988 році.

У рамках синхронної цифрової ієрархії розроблені:

- нова ієрархія швидкостей передачі;
- система перетворення цифрових потоків;
- перспективна концепція побудови й розвитку мереж зв'язку.

Перевагами СЦІ є:

- прозорість мережі SDH для різних видів трафіка;
- прямий доступ до компонентних потоків;
- більша гнучкість у розподілі пропускну здатності;
- наявність різних видів автоматичного резервування, що забезпечують високу надійність і живучість мережі СЦІ;
- проста система формування високошвидкісних лінійних сигналів;
- розвинені засоби контролю й керування мережею;
- міжнародна стандартизація в рамках МСЕ-T і ETSI.

СЦІ швидко реагує на вимоги часу й безупинно розвивається, збагачуючись функціями паралельних технологій і підтримуючи ефективну мережну взаємодію сучасних служб зв'язку.

Так, на початку по мережах СЦІ в основному транспортувалися сигнали ПЦІ. Тому розміри віртуальних контейнерів, у яких розміщаються клієнтські сигнали, вибиралися, виходячи зі зручності перетворення саме цього навантаження.

З появою необхідності транспортування різних видів трафіка даних виявилось, що швидкості цих сигналів погано узгоджуються з розмірами віртуальних контейнерів. Для рішення цієї проблеми були введені зчіпки віртуальних контейнерів, які дозволяють утворити тракти із пропускнуою здатністю еквівалентної сукупної ємності декількох віртуальних контейнерів.

При транспортуванні трафіка даних по мережах СЦІ може виникати проблема невідповідності нерівномірного характеру трафіка й фіксованої пропускнуої здатності трактів SDH. Вирішити її допомагає процедура регулювання ємності з'єднання, що дозволяє динамічно змінювати число контейнерів у зчіпці, підбудовуючи пропускну здатність тракту відповідно до коливань трафіка.

Стрімке зростання передачі даних по протоколу IP привело до появи технології — пакети поверх СЦІ. Потім була прийнята процедура доступу до каналу для СЦІ, що дозволяє здійснювати інкапсуляцію як пакетів IP, так і кадрів Ethernet. І, нарешті, останньою розробкою в області транспорту даних по мережах СЦІ є загальна процедура кадрування. Вона визначена в Рек. G.704/Y.1303 (01/2002) і являє собою загальний механізм адаптації клієнтських сигналів для перетворення у контейнерах СЦІ або їхніх зчіпках.

Розвиток СЦІ підтримується також прогресом в області оптико-волоконної техніки. Так, впровадження технології щільного спектрального поділу каналів (DWDM — Dense Wave Division Multiplexing) дозволяє на сьогоднішній день створити в одному оптичному волокні кілька десятків і навіть сотень оптичних каналів із пропускнуою здатністю до 40 Гбіт/с кожний. В результаті сумарна швидкість передачі по одному волокну може досягати декількох терабіт у секунду. Теоретично максимальна пропускна здатність оптичного волокна становить 150–300 Тбіт/с.

Відзначені переваги технології SDH і закладені в ній можливості вдосконалювання спричинили її широке застосування на мережі зв'язку.

СЦІ — це високошвидкісна технологія, що розширює діапазон швидкостей передачі інформації до 40 Гбіт/с при довжині регенераційної секції порядку 100 км і більше. Завдяки високій пропускнуій здатності й економічності лінійних трактів СЦІ є основною технологією магістральних і внутрішньозонових транспортних мереж.

Крім того, технологія СЦІ активно впроваджується на міських і корпоративних мережах зв'язку, де транспортні системи СЦІ витісняють системи передачі ПЦІ на міжстанційних лініях уже при потребі в кілька потоків 2 Мбіт/с.

В останні роки СЦІ «освоює» також оптичні мережі доступу — між абонентом і першою АТС. Для цього використовуються гнучкі мультиплексори, що підтримують традиційні для мереж СЦІ ефективні транспортні функції, а також ряд нових функцій, специфічних для мереж доступу (інтерфейси V5.x, перерозподіл каналів 64 кбіт/с у потоках 2 Мбіт/с і ін.).

Застосування устаткування СЦІ на ділянках доступу дає операторові можливість контролю й керування трактами від кінця до кінця, тобто від користувача до користувача. Це особливо актуально в сучасних умовах, коли ростуть вимоги до якості обслуговування, і важливим фактором у конкурентній боротьбі між операторами стають угоди про рівень обслуговування (Service Level Agreement — SLA).

Таким чином, удосконалюючись, технологія СЦІ впроваджується на всіх ділянках транспортних мереж і готова прийняти нове навантаження — чарунки АТМ, кадри Ethernet, пакети IP і ін.

По оцінках фахівців СЦІ залишиться домінуючою технологією транспортних мереж зв'язку на найближче десятиліття й може послужити основою для еволюції телекомунікаційних мереж у мультисервісні мережі.

РОЗДІЛ 1

Принципи побудови цифрових систем передачі з почасовим розподілом каналів та імпульсно-ковою модуляцією

1.1. Почасовий розподіл каналів (ПРК). Спектр АМ сигналу

У багатоканальних системах передачі з почасовим розподілом каналних сигналів (БСП з ЧРК) кожному із сигналів періодично (період T_{Π}) надається лінія зв'язку на короткий інтервал часу, який називають канальним інтервалом (t_k) (рис. 1.1).

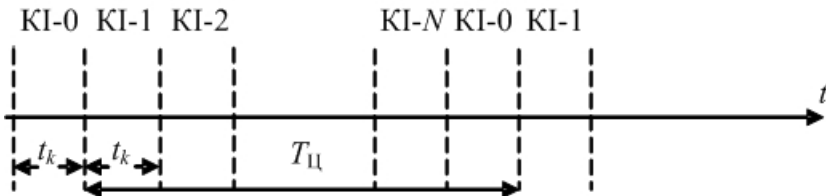


Рис. 1.1. Принцип почасового розподілу сигналів

Для передачі безперервного сигналу (наприклад, телефонного) його треба перетворити у дискретний (імпульсний) сигнал. Для створення декількох (N) дискретних сигналів необхідно забезпечити між ними відзнаку за часом (рис. 1.2), яка дорівнює каналному інтервалу t_k .

Структурна схема такої системи передачі наведена на рис. 1.3.

Операція дискретизації безперервного сигналу $C_k(t)$ за часом здійснює амплітудно імпульсну модуляцію і формує імпульсний каналний сигнал $V_k(t)$:

$$V_k(t) = C_k \times r_k(t), \quad (1.1)$$

де $r_k(t)$ — ортогональні за часом переносники з періодом T_d .
 T_d вибирається у відповідності до теореми Котельникова:

$$T_d = \frac{1}{2F_{c \text{ макс}}},$$

де $F_{c \text{ макс}}$ — максимальна частота спектру вихідного аналогового сигналу $C(t)$.

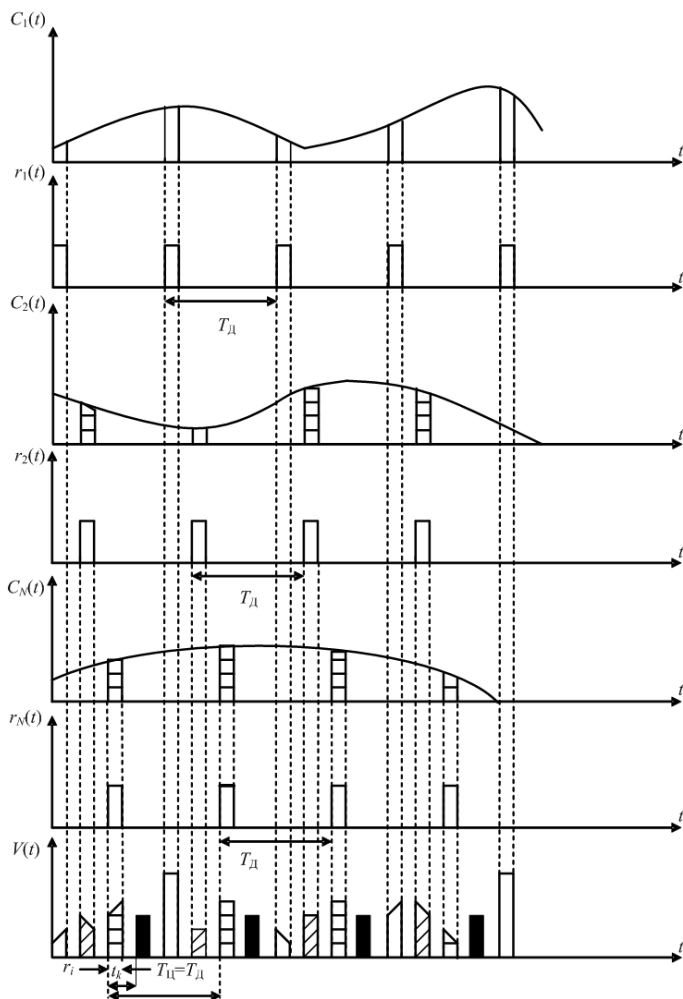
Легко показати, що коли переносники вибрані із множини ортогональних за часом сигналів (які відрізняються за часом), то і каналні сигнали $V_k(t)$ також будуть ортогональні за часом:

$$\int_0^{T_d} V_k(t) \cdot V_i(t) dt = \begin{cases} A & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases}.$$

З рис. 1.1, 1.2 видно, що у такій системі необхідно, як мінімум, один додатковий каналний інтервал для сигналу синхронізації, який буде вказувати на початок циклу.

Тоді каналний інтервал можливо визначити

$$t_k = \frac{T_{\text{ц}}}{N_{\text{осн}} + N_{\text{дод}}} = \frac{T_d}{N_{\Sigma}}.$$



*Рис. 1.2. Формування каналних сигналів $V_k(t)$
при почасовому розподілі*

$C_k(t)$ — первинний безперервний сигнал k -го джерела інформації (I_k);
 $r_k(t)$ — послідовності стробуючих імпульсів k -го каналу з частотою
 дискретизації (f_d); $V(t)$ — загальний сигнал

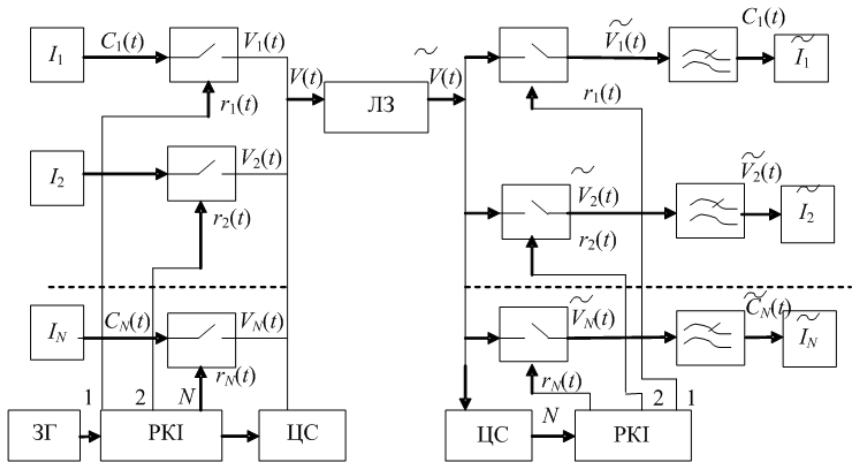


Рис. 1.3. Структурна схема системи передачі з почасовим розподілом каналних сигналів

$V_k(t)$ — каналні сигнали k -го каналу; ЛЗ — лінія зв'язку; ЗГ — задаючий генератор; РКІ — розподільювач каналних імпульсів; ЦС — формувач імпульсної послідовності циклового синхросигналу

З рис. 1.1 і 1.2 також видно, що $T_{\text{ц}} = T_{\text{д}}$.

Частота послідовності каналних інтервалів буде:

$$f_{\text{к}} = \frac{1}{t_{\text{к}}} = \frac{N_{\Sigma}}{T_{\text{ц}}} = f_{\text{д}} N_{\Sigma}.$$

Для того щоб визначити, як відновити на виході каналу безперервний сигнал $C_k(t)$ необхідно визначити спектр сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ).

Спектр АІМ сигналу. У системах з ПРК від передавача до приймача передаються окремі миттєві значення аналогового сигналу $V_k(t)$. Із амплітуд окремих відліків приймач повинен відновити аналоговий (безперервний) сигнал $C_k(t)$. Для вибору способу відтворення безперервного сигналу необхідно визначити спектр АІМ сигналу.

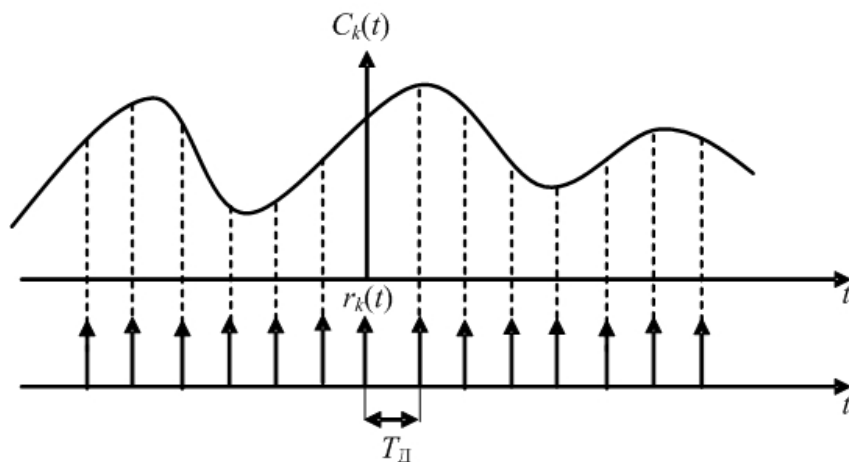


Рис. 1.4. Дискретизація сигналу $C_k(t)$ за допомогою δ -імпульсів

З цією метою у формулі (1.1) послідовність імпульсів $r_k(t)$ візьмемо у вигляді послідовності δ -імпульсів:

$$\begin{cases} \delta(t) = \infty, & t = 0; \\ 0, & t \neq 0; \end{cases}$$

$$\text{де } \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Тоді дискретизація сигналу $C_k(t)$, який має спектр $S_c(\omega)$, обмежений частотою ω_c , можна показати на *рис 1.4*.

$$v_k(t) = C_k(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d). \quad (1.2)$$

Оскільки функція $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d)$ є періодичною, то вона може бути розкладена у ряд Фур'є:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{im\Omega_d t}; \quad \Omega_d = \frac{2\pi}{T_d}; \quad (1.3)$$

$$A_m = \frac{1}{T_d} \int_{-\frac{T_d}{2}}^{\frac{T_d}{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) e^{-im\Omega_d t} dt = \frac{1}{T_d} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{T_d}{2}}^{\frac{T_d}{2}} (t - nT_d) e^{-im\Omega_d t} dt.$$

До області інтегрування $-\frac{T_d}{2}$ до $\frac{T_d}{2}$ попадає тільки одна δ -функція при $n=0$ і у відповідності визначенням δ -функції:

$$\int_{-\frac{T_d}{2}}^{\frac{T_d}{2}} \delta(t) e^{-im\Omega_d t} dt = 1.$$

$A_m = \frac{1}{T_d}$ підставимо до (1.3) і запишемо:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) = \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-im\Omega_d t}.$$

Підставимо останнє в (1.2):

$$V_k(t) = C_k(t) \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-im\Omega_d t}$$

і звідси знайдемо спектр $V_k(t)$:

$$\begin{aligned} S_{V_k(t)} &= \int_{-\infty}^{\infty} V_k(t) e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{T_d} \int_{-\infty}^{\infty} C_k(t) \times \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-im\Omega_d t} \times \\ &\times e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_k(t) e^{-i(\omega - m\Omega_d)t} dt, \end{aligned}$$

але

$$\int_{-\infty}^{\infty} C_k(t) e^{-i(\omega - m\Omega_d)t} dt = S_c(\omega - m\Omega_d) \text{ і тоді}$$

$$S_{V_k(\omega)} = \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_c(\omega - m\Omega_d). \quad (1.4)$$

У відповідності до (1.4) спектр АІМ сигналу на графіку буде мати вигляд, що відповідає *рис. 1.5*:

З *рис. 1.5* видно, що відновити аналоговий сигнал можливо за допомогою фільтру нижніх частот, що і показано на структурній схемі *рис. 1.3*. Але із *рис. 1.5* видно також, що фільтр нижніх частот повинен бути ідеальним. Щоб відновити аналоговий сигнал реальним фільтром нижніх частот, необхідно частоту дискретизації вибрати більшою $2F_{c \text{ макс.}}$. Тоді спектр АІМ сигналу буде виглядати у відповідності з *рис. 1.6*.

Такий же фільтр нижніх частот необхідно включити на вході каналу (*рис. 1.7*), щоб обмежити спектр сигналу $C_k(t)$ у відповідності до умов теореми Котельникова, що дає змогу уникнути завад на виході каналу.

Слід зазначити, що передавати по лінії зв'язку АІМ сигнали недоцільно, тому що завади в лінії діють на такий сигнал більше ніж на аналоговий. Тому, перш ніж передавати в лінію,

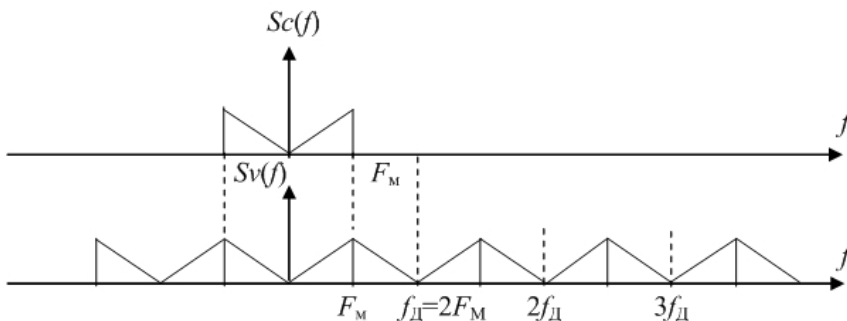


Рис. 1.5. Спектр АІМ сигналу для умов $f_d = 2F_m$

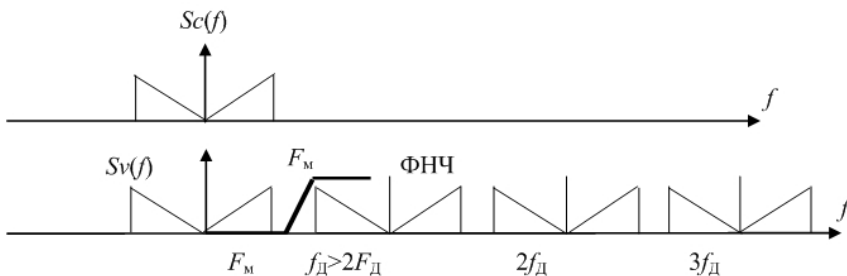


Рис. 1.6. Спектр АІМ сигналу для умов $f_d > 2F_m$

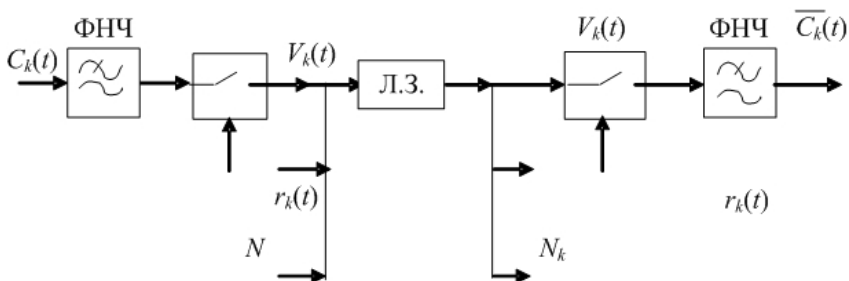


Рис. 1.7. Структурна схема каналу зв'язку з ПРК

АІМ сигнал перетворюється за допомогою інших видів модуляції, які формують сигнал з більшою захищеністю від завад.

Це такі види модуляції, як широтно-імпульсна (ШІМ); фазо-імпульсна (ФІМ), частотно-імпульсна (ЧІМ) та інші.

1.2. Імпульсно-кодова модуляція (ІКМ)

Аналоговий спосіб зміни модуляційного (інформаційного) параметру переносника — це основний принцип систем передачі з частотним та почасовим розподілом каналних сигналів:

$$\alpha_m(t) = \alpha_0 + m_0 \times c(t).$$

Завади складаються з сигналом, створюючи паразитну модуляцію усіх параметрів переносника, у тому числі й інформаційного параметру. Співвідношення сигнал/завада на виході каналу

$$q_{\text{вих}} = k \frac{\Delta\alpha_c}{\Delta\alpha_z},$$

де $\Delta\alpha_c$ — зміна параметру у відповідності зі зміною корисного сигналу (інформації); $\Delta\alpha_z$ — зміна параметру від впливу завад.

Необхідно вибрати такий інформаційний параметр, який буде якнайменш змінюватись від впливу завад. В ШІМ, ЧІМ, ФІМ можливо вибрати більший індекс модуляції, у АІМ, АМ — неможливо. У всіх аналогових системах позбутися від впливу завад неможливо, тому що всі значення рівня сигналу дозволені.

Якщо побудувати систему передачі так, що будуть дозволені тільки окремі миттєві значення сигналу, то у пункті прийому стане можливим відокремити заваду від сигналу, якщо амплітуда завади не буде перевищувати половини ступені дозволених рівнів сигналу (рис. 1.8).

В проміжках часу $pT < t < (p+1)T$

$$C(t) = C(pT) = \text{const.}$$

В пунктах прийому відомі всі дозволені рівні сигналу, невідомо тільки, яке значення рівнів передається у даний момент. Якщо сума сигналу і завади $C_i(t) + n(t)$ знаходиться у межах:

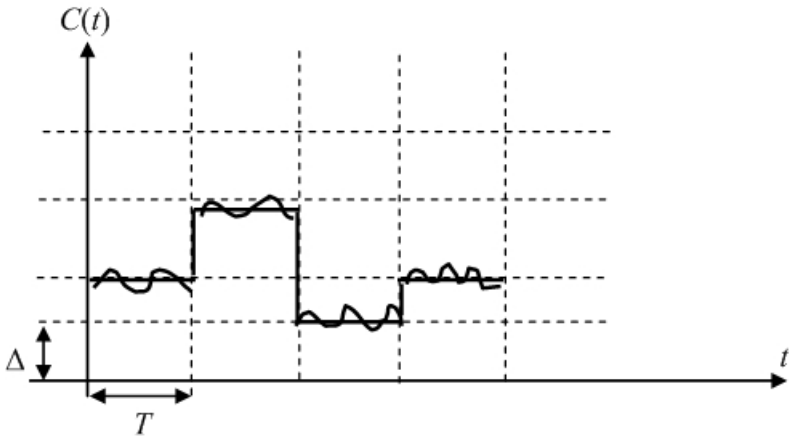


Рис. 1.8. Дозволені рівні сигналу $n\Delta$

$$n\Delta - \frac{\Delta}{2} < C_i(t) + n(t) < n\Delta + \frac{\Delta}{2},$$

то сигнал на виході приймача буде визначений як $n\Delta$. Таким чином у системах, у яких сигнал може мати тільки дозволені рівні, можливо відокремити заваду, якщо завада не буде перевищувати значення $\Delta/2$. Найбільшою буде захищеність сигналу від завад, якщо сигнал в лінії буде приймати тільки два значення дозволених рівнів високий (логічна 1) та низький (логічний 0).

У зв'язку з вищенаведеним формування каналного сигналу здійснюється у три етапи: дискретизація з періодом $T_{\text{д}}$, квантування з кроком Δ та кодування числа $n\Delta$ у двійковий код. Такий спосіб формування каналних сигналів називається імпульсно-кодовою модуляцією — ІКМ (рис. 1.9).

У процесі квантування сигналу з'являється помилка квантування $\xi_{\text{кв}}(t) = C(t) - C_{\text{кв}}(t)$, тому що у моменти дискретизації сигнал визначається до цілої кількості квантів Δ

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*

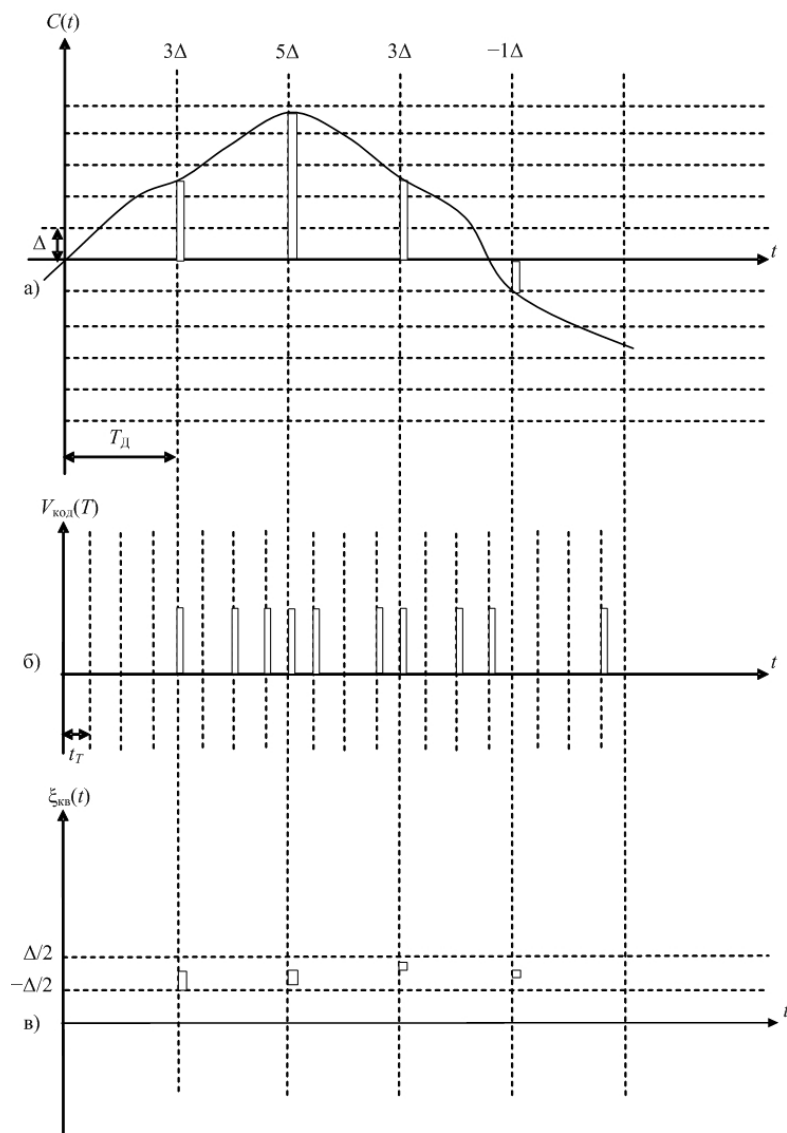


Рис. 1.9. Формування ІКМ сигналу

$$n\Delta - \frac{\Delta}{2} < c(pT_d) < n\Delta + \frac{\Delta}{2},$$

на інтервалі часу $pT_d < t(p+1)T_d$ квантований каналний сигнал $V_k(t) = n\Delta$ (рис. 1.9, в).

На приймальній станції відома величина Δ , тому необхідно передавати тільки їх кількість — n . Для точної передачі амплітуди імпульсу необхідно величину Δ (крок квантування) вибирати якомога меншою, але у цьому разі збільшується кількість дозволених рівнів (n). Для передачі в лінію кількість рівнів повинна дорівнювати 2, і тому кількість квантів сигналу n необхідно записувати у двійковий код (рис. 1.9, б). Якщо збільшується число квантів (n), то при кодуванні збільшується число розрядів двійкового коду — m у каналному інтервалі — t_k .

Кількість розрядів у кодовій каналній групі визначається як більше ціле число

$$m = \log_2 n,$$

$$\text{де } n_{\text{макс}} = \frac{2U_m}{\Delta} + 1;$$

U_m — максимальне можливе значення амплітуди імпульсу у момент дискретизації аналогового сигналу $C(t)$.

Кодування у двійковий код числа « n » можливо здійснювати натуральним або симетричним кодом.

При кодуванні натуральним кодом сигнал зміщується у позитивну полярність на величину U_m , і тому всі дискретні значення сигналу $C(t)$ будуть позитивної полярності, і максимальна кількість кроків n визначається як:

$$n = \frac{2U_m}{\Delta} + 1.$$

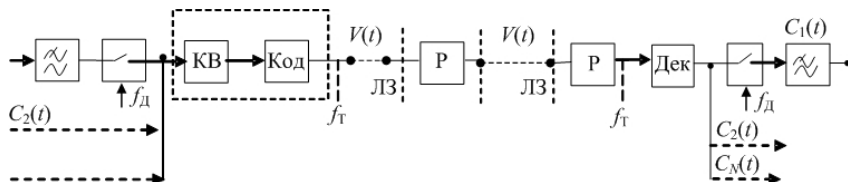


Рис. 1.10. Структурна схема ЦСП з ІКМ

При кодуванні симетричним кодом кількість кроків n визначається $n = \frac{U}{\Delta} + 1$, а кількість розрядів у кодовій каналній групі m :

$$m = (\log_2 n) + 1.$$

Один розряд додається до m для визначення полярності імпульсу, який кодується (рис. 1.9, б).

Структурна схема системи з імпульсно-кодовою модуляцією та почасовим розподілом каналних сигналів наведена на рис. 1.10.

Із рис. 1.2 та 1.9 видно, що максимальна частота імпульсної послідовності у лінійному тракті визначається за формулою:

$$f_{\text{макс}} = f_{\text{т}} = f_{\text{д}} \times N_{\Sigma} \times m,$$

де $f_{\text{т}}$ — тактова частота;

$f_{\text{д}}$ — частота дискретизації;

m — число розрядів двійкового коду у каналному інтервалі.

Шуми квантування. Потужність шумів квантування. Як правило, квантування і кодування здійснюється одночасно у одному пристрої. Квантування сигналу може бути рівномірним та нерівномірним. При рівномірному квантуванні крок квантування (Δ) залишається однаковим для всього динамічного діапазону АІМ сигналу, а при нерівномірному — кроки квантування (Δi) — різні для різних рівнів сигналу.

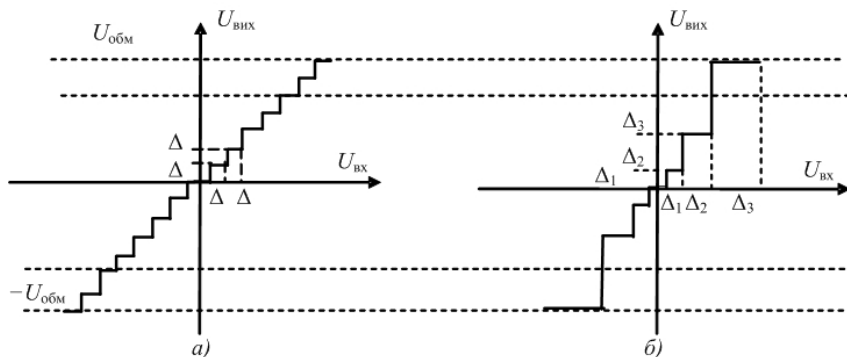


Рис. 1.11. Амплітудні характеристики квантування

Можливі амплітудні характеристики для рівномірного *а)* та нерівномірного *б)* квантування показані на *рис. 1.11*.

Після квантування по амплітуді виникає помилка:

$$\varepsilon_{\text{кв}}(t) = |C_{\text{АІМ}}(t)| - |C_{\text{кв}}(t)|,$$

яка знаходиться у межах $-\frac{\Delta}{2} < \varepsilon_{\text{кв}}(t) < \frac{\Delta}{2}$.

Величина імпульсів помилки квантування є випадковою величиною у межах $\pm\Delta/2$ (див. *рис. 1.9, в*), і створює специфічний шум на виході каналу — шум квантування.

Можливо визначити потужність шуму квантування і захищеність від шуму квантування.

При зменшенні кроку квантування (Δ) зменшується і помилка квантування $[\varepsilon_{\text{кв}}(t)]$ і збільшується захищеність, але при цьому збільшується кількість рівнів (кроків) квантування, що приводить до збільшення кількості розрядів двійкового коду (m) та збільшення тактової частоти або зменшення кількості каналів. Враховуючи останнє, необхідно вибрати оптимальне значення вказаних параметрів при розрахунку системи передачі з ІКМ.

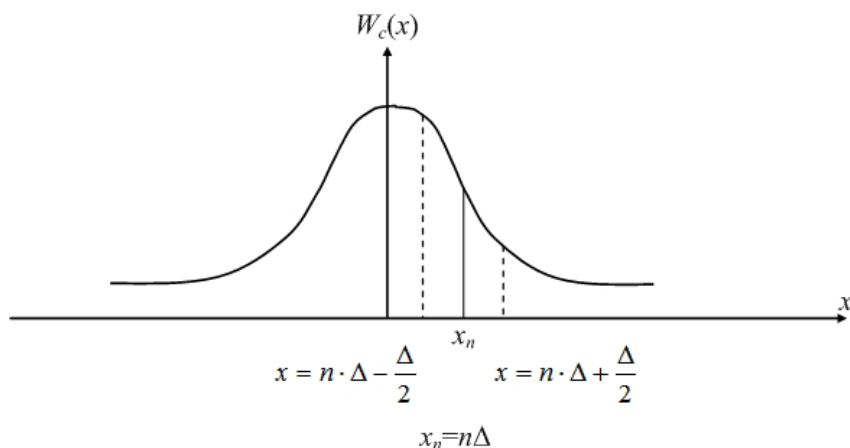


Рис. 1.12. Густина ймовірності сигналу $C(t)$

Потужність шумів квантування $P_{\text{ш.кв.}}$ є потужність випадкового процесу тому що вихідний аналоговий сигнал також є випадковим процесом. Якщо $W_c(x)$ — густина ймовірності вихідного сигналу $C(t)$, то його значення у момент pT_d буде x_n (див. рис. 1.12).

Закон розподілу ймовірності шумів квантування буде залежати від закону розподілу сигналу $C(t)$ який квантується у області:

$$n\Delta - \frac{\Delta}{2} < x_n < n\Delta + \frac{\Delta}{2},$$

і тому його важко вирахувати, але чим менше значення Δ , тим ближче до істини буде ствердження, що $W_c(x) = W_c(n\Delta)$.

При такому допущенні всі значення амплітуд будуть мати однакову ймовірність (рис. 1.13) і тому

$$W_{\text{ш.кв.}}(x) = \text{const при } -\frac{\Delta}{2} < x < \frac{\Delta}{2}.$$

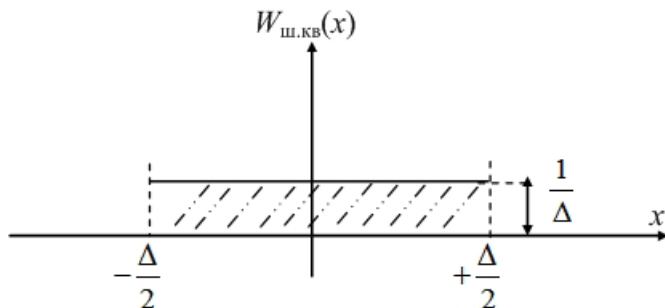


Рис. 1.13. Розподіл амплітуд шуму квантування

Ймовірність того, що випадкова величина $\varepsilon_{\text{кв}}(t)$ прийме будь-яке з своїх значень, буде дорівнювати:

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(x) dx = 1.$$

У нашому випадку у межах $-\frac{\Delta}{2}$ до $+\frac{\Delta}{2}$, $W(x) = \frac{1}{\Delta}$, тому що площа на рис. 1.13 дорівнює 1.

Потужність випадкового процесу дорівнює його дисперсії, і тому потужність шумів квантування буде:

$$P_{\text{ш.кв}} = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 W_{\text{ш.кв}}(x) dx = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} x^2 dx = \frac{1}{\Delta} \left| \frac{x^3}{3} \right|_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} = \frac{\Delta^2}{12}.$$

Таким чином, потужність шумів квантування при рівномірному квантуванні буде:

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{\Delta^2}{12},$$

а при нерівномірному квантуванні:

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{\Delta^2}{12} = \sum_i p_i \times \Delta_i^2,$$

де p_i — ймовірність квантування з кроком Δ_i .

У зв'язку з тим, що завади і шуми у лінійному тракті при якісній регенерації імпульсного сигналу не виникають, то захищеність сигналу з ІКМ у основному буде визначатись шумами квантування. Тому необхідно оптимально визначити мінімальну кількість кроків квантування (n) динамічного діапазону аналогового сигналу і величину кроку квантування Δ , яка забезпечить необхідну захищеність від шумів квантування.

Рівень середньої потужності мовних сигналів підкоряється нормальному закону розподілу із середнім значенням $p_0 = -13,6$ дБ і середньоквадратичним відхиленням $\sigma_c = 5$ дБ. Допустивши перевищення рівня середньої потужності у активному каналі з ймовірності не більшої за 0,001 для максимального і мінімального її значення, одержимо:

$$p_{\text{макс}} = p_0 + 3\sigma_c; p_{\text{мін}} = p_0 - 3\sigma_c.$$

Динамічний діапазон рівнів сигналу

$$D = p_{\text{макс}} - p_{\text{мін}} = 6\sigma_c.$$

Якщо взяти до уваги, що пікфактор мовного сигналу $Q=12$ дБ, можна визначити граничний рівень сигналу, ймовірність появи якого не перевищить 0,001:

$$p_{\text{гр}} = p_{\text{макс}} + 12 = p_0 + 3\sigma_c + 12.$$

Таким чином, діапазон рівнів, у межах якого усі реалізації мовного сигналу знаходяться з ймовірністю 0,999, буде:

$$P_{\Sigma} = p_{\text{гр}} + p_{\text{мін}} = D + 12 = 6\sigma_c + 12,$$

де: D — динамічний діапазон рівнів сигналу. Необхідну кількість рівнів квантування необхідно визначити за умовою виконання норми завадозахищеності.

Захищеність сигналу від завад на виході каналу тональної частоти (ТЧ) у відповідності з рекомендаціями МККТТ повинна бути не меншою ніж 32,5 дБ, що відповідає середній потужності сигналу 32 мкВт і допустимій психофотометричній потужності завад 10000 пВт у точці нульового відносного рівня.

Захищеність сигналу від шумів квантування:

$$A_{\text{ш.кв}} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{с.мін}}}{P_{\text{ш.кв}}} \right) \geq A_{\text{з.доп}}, \quad (1.5)$$

де $P_{\text{с.мін}} = 10^{0,1P_{\text{мін}}}$ — середня потужність, яка відповідає мінімальному рівню сигналу; $P_{\text{ш.кв}} = \frac{\Delta^2}{12R}$ — потужність шуму квантування, яка виділяється на опорі навантаження $-R$.

Якщо вся область допустимих миттєвих значень сигналу у межах $(-U_{\text{гр}}, U_{\text{гр}})$ поділена на « n » рівнів квантування, то $2U_{\text{гр}} = n\Delta$. Тому $\Delta = \frac{2U_{\text{гр}}}{n}$, а потужність шуму квантування відповідно:

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{U_{\text{гр}}^2}{R} \times \frac{1}{3n^2} = \frac{10^{0,1P_{\text{гр}}}}{3n^2}.$$

Підстановка $P_{\text{с.мін}}$ і $P_{\text{ш.кв.}}$ у (1.5) дає:

$$A_{\text{ш.кв.}} = -D - Q + 6m + 4,77,$$

де: $m = \log_2 n$ — число розрядів двійкового коду, за допомогою яких можливо закодувати « n » рівнів квантування. Із останнього виразу визначаємо:

$$m = \frac{(A_{\text{з.доп}} + D + Q - 4,77)}{6} \approx 12; \quad (1.6)$$

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*

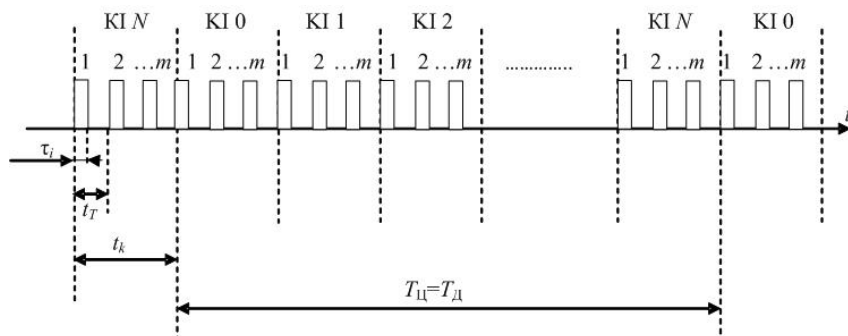


Рис. 1.14. Цикл передачі ЦСП

KI — канальний інтервал; t_k — канальний інтервал; τ_i — термін імпульсу; t_g — тактовий інтервал; $T_{ц}$ — цикловий інтервал; T_d — інтервал дискретизації; m — число розрядів канального інтервалу; N — загальна кількість каналів

Таким чином, якщо припустити, що всі квантовані рівні сигналу передаються безпомилково, то на виході каналу необхідна завадозахищенність сигналу 32,5 дБ буде забезпечуватись при числі рівнів квантування $n=4096$, для чого необхідно у канальному інтервалі мати 12 розрядів двійкового коду.

Часова діаграма вихідного сигналу багатоканальної цифрової системи передачі з ІКМ зображена на *рис. 1.14*.

Цикл передачі є важливою характеристикою системи передачі.

1.3. Кодуючі та декодуючі пристрої ЦСП з ІКМ

1.3.1. Кодуючі пристрої з лінійним квантуванням

У цифрових системах передачі з ІКМ кодуванням число кроків квантування (n) перетворюється у двійковий код. При відомому числі розрядів « m » двійкової кодової комбінації у каналному інтервалі яке завгодно число від 0 до n може бути записано у двійковий код у відповідності з формулою (1.6):

$$n \rightarrow C_{m-1} \times 2^{m-1} + C_{m-2} \times 2^{m-2} + \dots + C_1 \times 2^1 + C_0 \times 2^0, \quad (1.7)$$

де C_k — приймає два значення «0» і «1»;

2 — основа системи числення;

n — максимальне число, яке кодується;

m — число розрядів у каналному інтервалі.

Наприклад, число $n=100$ у десятковому коді, яке визначає динамічний діапазон сигналу, можна записати у двійковому коді при $m=7$, використовуючи натуральний код:

$$100 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0;$$

$$100 \rightarrow 1100100.$$

У симетричному коді $n=\pm 50$, $m=7$, тому що старший розряд буде визначати полярність сигналу:

$$-50 \rightarrow 0110010;$$

$$+50 \rightarrow 1110010.$$

У системах передачі з ІКМ переважно використовуються кодуючі пристрої зважуючого типу, тому що вони найбільш швидкодіючі. Структурна схема такого кодуючого пристрою показана на *рис. 1.15*.

Компаратор К здійснює порівняння напруги вхідного імпульсу з напругою еталонного значення $U_{\text{кв}} = 2^{m-i}$. Якщо $U_{\text{вх АІМ}} > U_{\text{кв}}$, то на виході компаратора буде високий рівень напруги

(логічна «1»), якщо $U_{\text{вх AIM}} < U_{\text{кв}}$, то на виході компаратора буде низький рівень напруги (логічний «0»).

На виході суматора (Σ) з'являється сума еталонних напруг у відповідності з формулою 1.7 від m входів. Якщо на вході суматора C_{m-1} з'являється сигнал високого рівня (логічна «1»), то на виході суматора з'являється найбільше значення напруги $U_{\text{кв}} = 2^{m-1}$. Якщо високий рівень (логічна «1») з'явиться на вході суматора C_{m-2} , то на його виході з'являється напруга $U_{\text{кв}} = 2^{m-2}$ у 2 рази менше, ніж у попередньому випадку. Сама нижча напруга на виході суматора з'явиться, коли на його вході C_0 буде висока напруга (логічна «1») $U_{\text{кв}} = 2^0 = 1$, яка буде дорівнювати умовній одиниці величини кроку квантування - Δ .

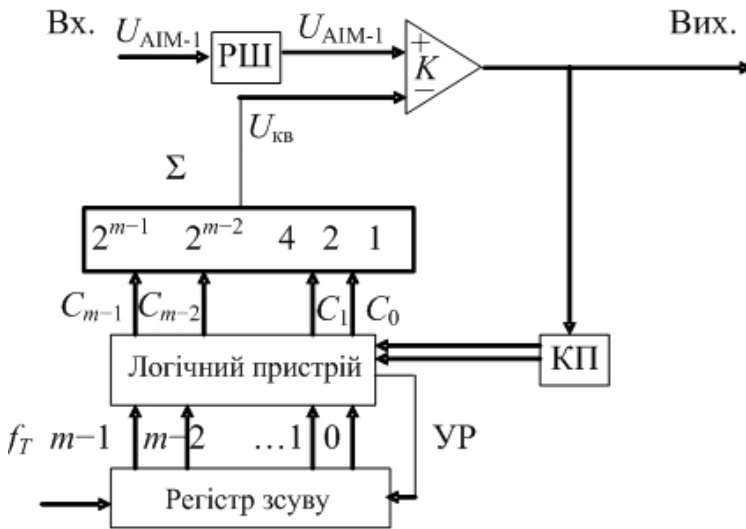


Рис. 1.15. Структурна схема кодуючого пристрою зважуючого типу

РІШ — розширювач імпульсу на каналний інтервал; К — компаратор; Σ — сумуючий пристрій; КП — керуючий пристрій; УР — установка регістра у вихідне становище

Якщо ж на входах суматора буде низький рівень напруги (логічний «0»), то на виході суматора $U_{\text{кв}}=0$. На виході суматора еталонні значення напруг складаються, якщо на відповідних входах буде високий рівень напруги (стан логічної «1»). Керуючий пристрій (КП) послідовно фіксує логічну «1» на входах суматора, якщо вихідна напруга ($U_{\text{АИМ}}$) імпульсу, що кодується, менше, ніж сумарна напруга на виході суматора ($U_{\text{кв}}$).

На виході компаратора К буде з'являтися послідовна кодова комбінація. Вихід компаратора є виходом кодера, а на входах суматора буде в кінці процесу кодування кожного імпульсу послідовна канална комбінація. Після цього регістр зсуву, який працює від генератора імпульсів з тактовою частотою (f_r), ставиться у вихідне положення сигналом «УР» і готовий до кодування наступного імпульсу наступного каналного інтервалу.

Сумуючий пристрій (суматор) може бути виконаний у вигляді каскадно включених підсилювачів з коефіцієнтом підсилення $K=2$, або пристроїв, які вносять згасання сигналу у 2 рази (рис. 1.16, а, б).

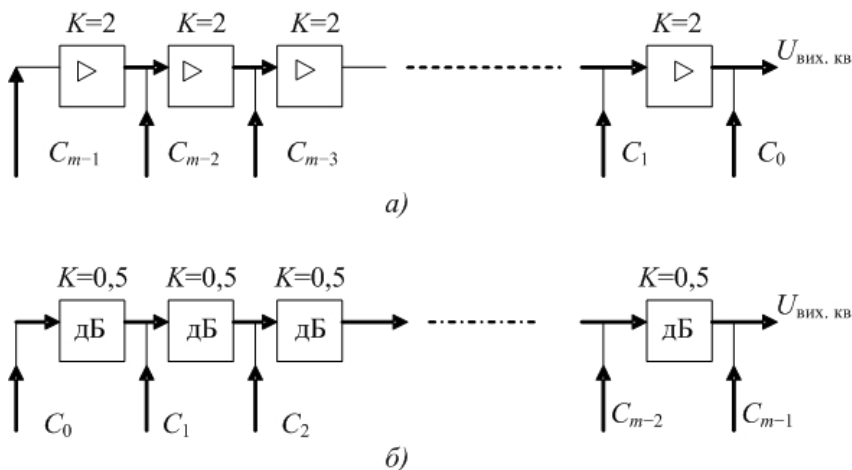


Рис. 1.16. Структурні схеми суматорів

Напруга на входах C_i суматора буде однаковою при подачі на входи високого рівня (логічна «1»), але на виході буде сумарна напруга від входів, на яких стан «1» у відповідності з кодовою комбінацією. З тих входів, де стан логічного «0», напруга на вихід не буде подаватись.

Таким чином, процес квантування і кодування в кодерах зважуючого типу проходить одночасно, що і обумовлює високу швидкість кодування. На виході кодера з'являється послідовний код, а на входах суматора в кінці каналного інтервалу буде паралельний код, і на виході суматора буде напруга

$U_{\text{кв}} \approx U_{\text{АІМ}}$ з помилкою $\xi = \pm \frac{\Delta}{2}$. Тому такий кодер називають

кодером з декодером у колі зворотнього зв'язку.

Наприклад, на вхід кодера поступив імпульс з амплітудою $U_{\text{вх}} = 100,4\Delta$ (Δ – крок квантування і умовна одиниця напруги). $U_{\text{вх}}$ повинно зберігатися впродовж каналного інтервалу. Якщо у каналному інтервалі кількість розрядів $m=8$, то регістр зсуву повинен мати 8 виходів і відповідно тактову частоту керуючих імпульсів (f_t).

На початку каналного інтервалу на виході регістру зсуву з'являється імпульс $m-1$, який через логічний пристрій включає на вхід суматора C_{m-1} високий рівень сигналу (логічну «1»), при цьому на виході суматора з'являється напруга $U_{\text{кв}} = 2^{m-1}$, у нашому випадку $U_{\text{кв1}} = 2^7 = 128\Delta$. При цьому на входах компаратора порівнюються $U_{\text{вх}} = 100,4\Delta$ та $U_{\text{кв1}} = 128\Delta$. $U_{\text{вх}} < U_{\text{кв1}}$, і на виході компаратора з'явиться низький рівень (логічний «0»), що і буде значенням старшого розряду каналної кодової групи. Одночасно логічний «0» поступає на керуючий пристрій логічного пристрою і через останній виключає логічну «1» з входу C_{m-1} суматора і відповідно $U_{\text{кв1}} = 128\Delta$ з виходу суматора. Далі на виході регістру зсуву $m-2$ з'являється імпульс наступного розряду, який включає на вхід суматора C_{m-2} логічну «1», а на виході суматора з'явиться сигнал $U_{\text{кв2}} = 2^6 = 64\Delta$.

На вході компаратора порівнюються $U_{\text{вх}} = 100,4\Delta$ та $U_{\text{кв2}} = 64\Delta$, у цьому випадку $U_{\text{вх}} > U_{\text{кв2}}$, і тому на виході компаратора і кодера з'явиться високий рівень сигналу — логічна «1», яка через КП і логічний пристрій зафіксує на вході суматора C_{m-2} логічну «1», а на виході $U_{\text{кв2}} = 64\Delta$. Процес продовжується до появи імпульсу на виході регістру зсуву з останнього виходу «0», і кожним імпульсом розряду на виході суматора сума $U_{\text{кв}i}$ порівнюється з амплітудою імпульсу $U_{\text{вх}} = 100,4\Delta$.

На виході компаратора (і кодера) послідовно з'явиться кодова канална група двійкового коду 01100100, а на вході суматора буде така сама кодова комбінація, але паралельна, і на виході суматора буде напруга $U_{\text{кв}} = 100\Delta$.

Таким чином помилка квантування буде:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\text{вх. AIM}} - U_{\text{кв. \Sigma}}| = 100,4\Delta - 100\Delta = 0,4\Delta.$$

До початку наступного каналного інтервалу регістр зсуву через логічний пристрій встановлюється у вихідне положення, і процес кодування продовжується у наступному каналному інтервалі.

Декодуючий пристрій може бути виконаний по схемі на рис. 1.17.

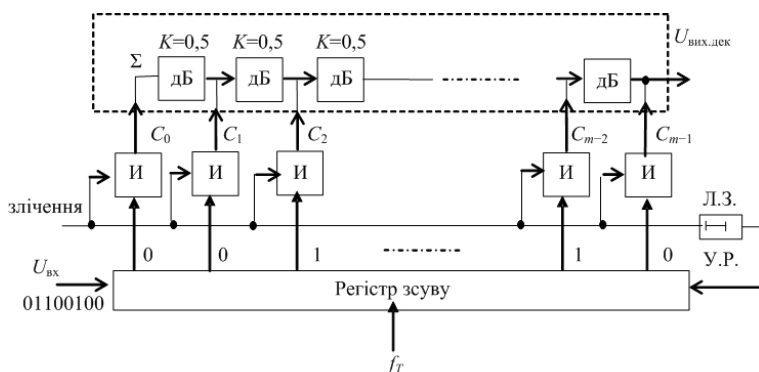


Рис. 1.17. Структурна схема декодера

Послідовна канална кодова група записується у регістр зсуву з тактовою частотою f_T у зворотній послідовності. Після запису всієї кодової каналної групи сигналом злічення вона переписується на вхід суматора, і на виході суматора з'явиться напруга, відповідна сумі $U_{\text{кв}\Sigma}$, у нашому прикладі $U_{\text{кв}\Sigma} = U_{\text{вих}} = 100\Delta$. Регістр після злічення устанавлюється у вихідне положення (УР) і готовий до прийому наступної каналної кодової групи.

1.3.2. Кодуючі пристрої з нелінійним квантуванням

У відповідності із формулою (1.6) при лінійному квантуванні і кодуванні необхідну захищеність від шумів квантування для телефонного сигналу можливо забезпечити при числі розрядів у кодовій каналній групі не менше 12.

При великому числі каналів збільшується тактова частота (f_T) і згасання сигналу в лінії, зменшується довжина регенераційної ділянки, що веде до збільшення витрат на систему передачі.

Число розрядів у каналному інтервалі можливо зменшити без зменшення захищеності від шумів квантування, якщо використати нерівномірне квантування.

Квантування з різним кроком (Δ) можливо для телефонного сигналу, тому що густина ймовірності його близька до нормального закону розподілу (див. *рис. 1.12*). Великі значення амплітуд сигналу з'являються набагато рідше, ніж малі, тому великі значення можливо квантувати великим кроком (Δ), а малі — меншим кроком, меншим, ніж при рівномірному квантуванні. При цьому відношення сигнал/шум для малих сигналів збільшується, а для великих значень сигналів — зменшується, але великі сигнали з'являються рідко, і загальне відношення сигнал/шум можливо одержати відповідним нормі при значно меншому числі кроків квантування і меншому числі двійкових розрядів у каналному інтервалі.



Рис. 1.18. Використання стиснення та розширювання динамічного діапазону сигналу

Здійснити нерівномірне квантування можливо, якщо використати стиснення динамічного діапазону сигналу (рис. 1.18).

Стиснення динамічного діапазону сигналу, потім рівномірне квантування – **аналогічно нерівномірному квантуванню**. В приймачі після декодування включається розширювач динамічного діапазону.

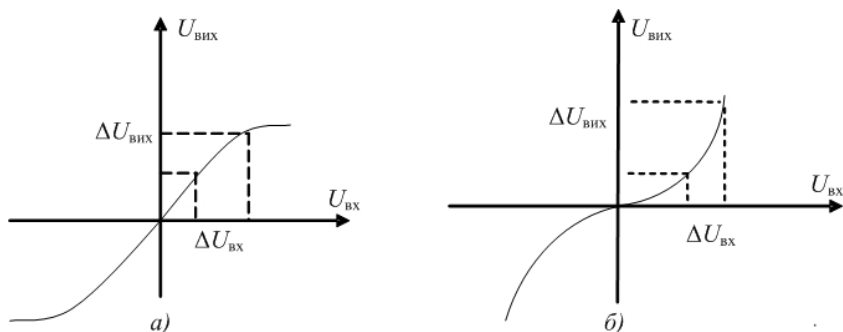


Рис. 1.19. Амплітудні характеристики стискувача а) і розширювача б)

Приблизний вигляд амплітудних характеристик стискувача та розширювача динамічного діапазону сигналу приводяться на рис. 1.19 а, б.

Амплітудною характеристикою стискувача може бути будь-яка безперервна крива лінія з координатами $(0;0)$ і $(U_{\text{ВХ. макс}}; U_{\text{ВІХ. макс}})$, крутизна якої у точці $(0;0)$ більше 1:

$$\frac{dU_{\text{вих}}}{dU_{\text{вх}}} > 1.$$

У системах з почасовим розподілом каналів та ІКМ квантуються по черзі сигнали різних абонентів, тому оптимальна характеристика може бути тільки для одного (середнього) абонента:

$$U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}}).$$

Зручно оперувати нормованими значеннями напруги, і тому зазначимо:

$$x = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих. макс}}}; \quad x = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх. макс}}}, \quad (1.8)$$

тоді $y = f(x); -1 \leq y \leq 1; -1 \leq x \leq 1$.

Якщо $x=0$, то $y=0$.

Так як середні потужності сигналів розподіляються за логарифмічним законом, то крива амплітудної характеристики стискувача найближча до логарифмічної функції

$$y = \lg x, \quad (1.9)$$

але (1.9) не задовольняє (1.8) тому, що при $x=0, y \neq 0$.

Тому використовують модифіковану логарифмічну функцію згідно з рекомендацією МККТТ.

Рекомендовано 2 види таких функцій, які носять назви А-закон і μ -закон.

А-закон

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A}; \quad 0 \leq x \leq \frac{1}{A};$$

$$y = \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A}; \quad \frac{1}{A} \leq x \leq 1,$$

або з урахуванням (1.8)

$$U_{\text{вих}} = \frac{A \cdot U}{1 + \ln A}; \quad |U| \leq \frac{U_{\text{макс}}}{A};$$

$$U_{\text{вих}} = \frac{1 + \ln \left(A \frac{|U|}{U_{\text{макс}}} \right)}{1 + \ln A} \text{sign} U; \quad \frac{U_{\text{макс}}}{A} \leq U \leq U_{\text{макс}},$$

де $A=87,6$ — коефіцієнт стиснення.

μ-закон

$$y = \frac{\ln(1 + \mu \cdot x)}{\ln(1 + \mu)},$$

або з урахуванням (1.8):

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{макс}} \cdot \ln \left(1 + \mu \frac{|U|}{U_{\text{макс. вх}}} \right)}{\ln(1 + \mu)} \cdot \text{sign} U; \quad |U| \leq U_{\text{макс}},$$

де $\mu=255$ — коефіцієнт стиснення.

A -закон використовується частіше, як більш простий щодо реалізації.

Логарифмічне стиснення (комресування) знайшло широке використання у системах з ІКМ і може здійснюватись не тільки у аналоговій формі, але і в цифровій частині тракту кодер-декодер.

У останньому випадку логарифмічну криву амплітудної характеристики замінюють рядом відрізків прямої лінії (сегментів). Число відрізків може бути 13 або 15. Наприклад $A_{87,6/13}$ або $A_{87,6/15}$.

Практично крива амплітудної характеристики розбивається на 16 сегментів (+8; -8), і номер сегмента записується двійковим 3-розрядним кодом, як показано на *рис. 1.20*.

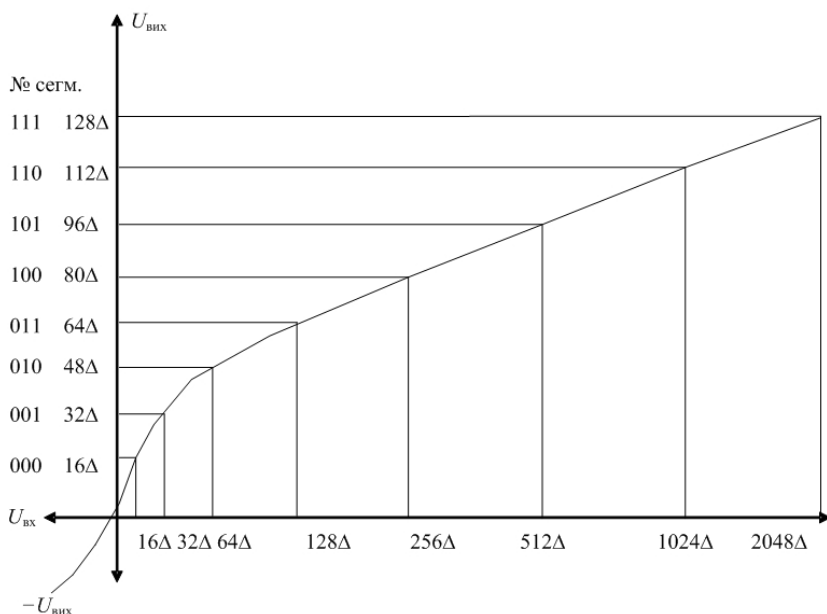


Рис. 1.20. Амплітудна характеристика
стиснення за законом А-87,6/16

К — компаратор; КЛ — компресорна логіка; ЛП — логічний пристрій;
ПК — перетворювач коду; Σ — набір 12-ти еталонних напруг

Такий кодер носить назву нелінійного. У ньому використовуються при кодуванні необхідні 12 розрядів (і 12 еталонних напруг або струмів), які потім перераховуються у 8-розрядну кодову каналну групу за спеціальним алгоритмом.

Структурна схема такого кодера приведена на рис. 1.21.

Алгоритм роботи кодера має 3 етапи:

1 — включенням старшого розряду C_{11} визначається полярність сигналу вхідного імпульсу, і його значення записується в розряд вихідного сигналу m_7 .

2 — послідовним включенням трьох розрядів із еталонних значень напруги $C_{10} \div C_0$ по відповідному алгоритму визна-

часться номер сегмента амплітудної характеристики, у який попав вхідний сигнал, і цей номер у двійковому трирозрядному коді записується у вихідний сигнал позицій $m_6 m_5 m_4$.

3 — послідовним включенням еталонних значень напруги $C_9 \div C_0$ по лінійному закону кодування уточнюється квантоване значення напруги вхідного імпульсу в середині відповідного сегменту і записується у вихідний сигнал позицій $m_3 m_2 m_1 m_0$.

8-ми розрядна кодова канална група несе інформацію відповідно *рис. 1.22*.

Помилка квантування буде залежати від номера сегмента, у який попав імпульс вхідного сигналу, тому що чим більша напруга імпульсу, тим більше буде крок квантування (*рис. 1.20*).

Розглянемо приклад кодування імпульсу з амплітудою $U_{\text{вх}} = 660\Delta$ (Δ — умовна одиниця, мінімальний крок квантування).

1 етап: на вхід компаратора подається для порівняння найвищий еталонний сигнал 2048Δ і визначається полярність вхідного сигналу $+660\Delta$. На виході кодера на позиції m_7 з'явиться імпульс (логічна одиниця).

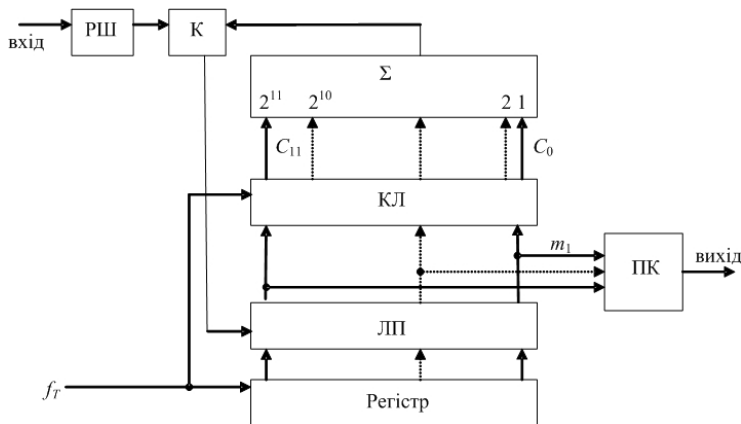
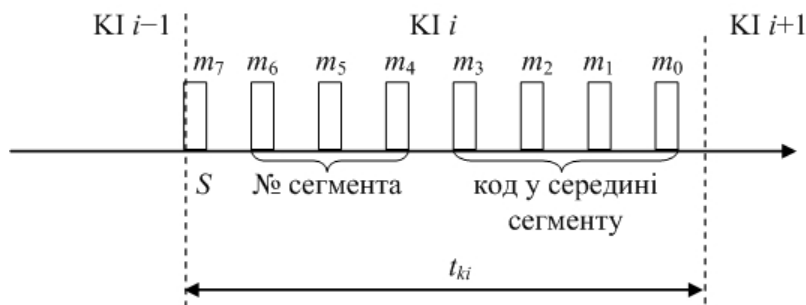


Рис. 1.21. Структурна схема нелінійного кодера

2 етап: на вхід компаратора спочатку завжди подається еталонна напруга 128Δ — початковий рівень 5-го сегмента — і визначається, у яку четвірку сегментів попадає вхідний сигнал — 660Δ . Якщо у другу четвірку, то на виході кодера на позиції m_6 з'явиться імпульс (логічна одиниця), а еталонне значення 128Δ з виходу компаратора знімається, і включається еталонне значення 512Δ , і визначається, у яку двійку сегментів (5 і 6 чи 7 і 8) попадає вхідний сигнал. У цьому разі $660\Delta > 512\Delta$ значить: вхідний сигнал попадає у 7 чи 8-й сегменти, і на позиції m_5 з'явиться імпульс (логічна одиниця), а еталонне значення 512Δ знімається і включається еталонне значення 1024Δ . У цьому разі вхідний сигнал $660\Delta < 1024\Delta$, і видно, що вхідний сигнал попав у 7-й сегмент, і на виході кодера на позиції m_4 імпульсу не буде (логічний 0).

Таким чином на виході кодера буде послідовний код номера сегмента, у який попав вхідний сигнал, а саме 110, а на вхід компаратора знову включиться еталонне значення 512Δ , яке буде визначати напругу на початку 7-го сегменту.

Далі по принципу лінійного кодування до рівня 512Δ послідовно будуть додаватись еталонні значення рівнів, менші від рівня початку сегмента, а саме 256Δ ; 128Δ ; 64Δ ; 32Δ , і кожного разу сума порівнюється з вхідним сигналом 660Δ .



*Рис. 1.22. Структура коду у каналному інтервалі (KI i)
на виході нелінійного кодера*

Якщо сума буде меншою вхідного сигналу, то на позиціях $m_3 m_2 m_1 m_0$ буде з'являтися імпульс (логічна «1»). Якщо сума еталонних значень буде більшою вхідного сигналу, то на відповідній позиції буде з'являтися логічний «0», а значення еталонного сигналу буде зніматись.

У нашому випадку буде 0100. Еталонне значення останнього використаного розряду буде визначати крок квантування у відповідному сегменті. У нашому випадку крок квантування буде 32Δ , а загальний канальний код буде 11100100. Помилка квантування буде:

$$\xi_{\text{КВ}} = |U_{\text{АІМ}} - U_{\text{КВ.}\Sigma}| = |660 - (512 + 128)| = 12\Delta.$$

1.4. Побудова апаратури ЦСП з почасовим розподілом каналів і ІКМ

1.4.1. Побудова кінцевої станції ЦСП безпосереднім кодуванням

Структурна схема кінцевої станції ЦСП з ІКМ може бути представлена чотирма функціональними пристроями, як показано на *рис. 1.23*.

Кінцева станція з безпосереднім кодуванням не має пристрою АЧГ. Пристрій АЦО може бути на 30 або 15 каналів (АЦО-30 або АЦО-15).

Функціональна схема АЦО у схемі кінцевої станції з безпосереднім кодуванням приведена на *рис. 1.24*.

Фільтр нижніх частот на вході каналу необхідний для виконання умов теореми Котельникова щодо обмеження спектру сигналу, а такий же фільтр нижніх частот на виході каналу здійснює відновлення безперервного сигналу із його дискретних значень.

Через пристрій об'єднання (ПО) здійснюється підключення символів службових каналів, яке завершує формування циклу АЦО. Цикли АЦО приведено на *рис. 1.25* та *1.26*.

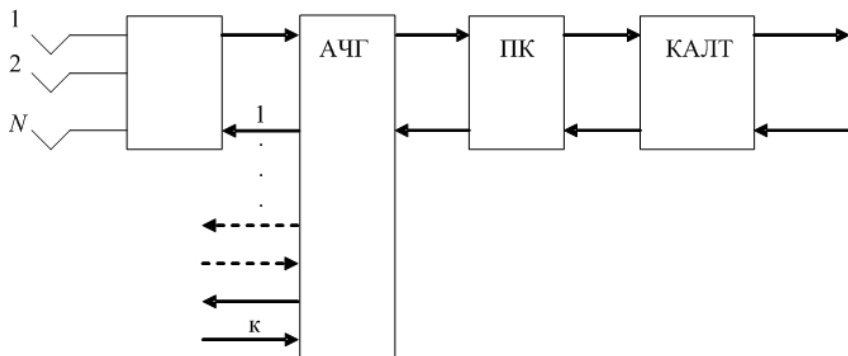


Рис. 1.23. Структурна схема кінцевої станції ЦСП з ІКМ

АЦО — аналого-цифрове обладнання; АЧГ — апаратура часового групоутворення; ПК — перетворювач коду; КАЛТ — кінцева апаратура лінійного цифрового тракту

У службових каналних інтервалах циклу організуються канали циклової та надциклової синхронізації, управління та взаємодії, передачі даних.

У приймальній частині АЦО через пристрій розділення виділяються сигнали циклової і надциклової синхронізації, сигнали управління та взаємодії, передачі даних. Від станційного регенератора сигнали тактової частоти приводять в дію розподілювач каналних імпульсів приймача, і таким чином приймач синхронізується з передавачем протилежної станції.

Розглянемо структури циклів АЦО-30 та АЦО-15:

Цикл АЦО-30.

На *рис. 1.25* позначені:

Ц0 — Ц15 — надцикл, який складається з 16-ти циклів АЦО-30 і має інтервал у 2 мілісекунди;

КІ — каналний інтервал 3,9 мкс;

m_1 — m_8 — розряди двійкового коду у каналному інтервалі;

ЦСС — цикловий синхросигнал, який має код 0011011;

НЦСС — надцикловий синхросигнал, який передається у 16-му каналному інтервалі нульового циклу;

А — аварійний сигнал ЦСС;

А1 — аварійний сигнал НЦСС; 3 — контроль залишкового згасання каналу;

СК — канали СУВ, які організуються у циклах з 1 по 15 на позиціях 1,2,5,6 16-го каналного інтервалу.

Таким чином маємо $4 \text{ позиції} \times 15 \text{ циклів} = 60 \text{ каналів}$ СУВ із швидкістю передачі $1 \text{ біт} \times \frac{1}{2} \text{ мс} = 500 \text{ Гц}$ у кожному каналі.

На *рис. 1.26* наведено цикл та надцикл АЦО-15, умовні позначення такі, як і на *рис. 1.25*.

Усі службові символи розміщуються у нульовому каналному інтервалі нульового циклу. Сигнал надциклової синхронізації займає першу позицію у нульовому каналному інтервалі нульового циклу. Позиції 2÷4 служать для організації 45-ти каналів СУВ із швидкістю 500 Гц, позиція 5 служить для організації каналу передачі даних із швидкістю 8 кГц, а позиції 6÷8 служать для організації каналу циклової синхронізації і мають код 110.

Тактова частота на виході АЦО-30 буде:

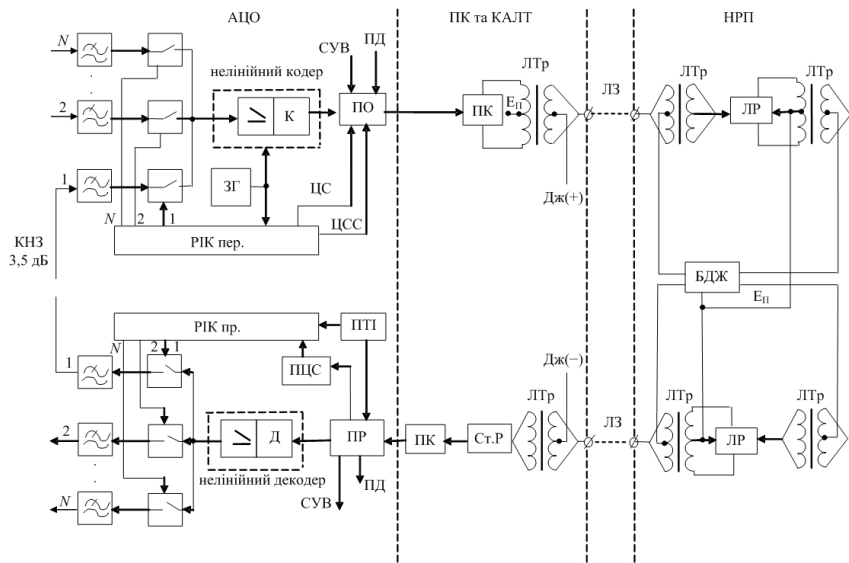
$$f_{\text{т АЦО-30}} = f_{\text{д}} (N_{\text{осн}} + N_{\text{дод}}) \cdot m = 8(30 + 2)8 = 2048 \text{ кбіт/с},$$

а на виході АЦО-15:

$$f_{\text{т АЦО-15}} = f_{\text{д}} (N_{\text{осн}} + N_{\text{дод}}) \cdot m = 8(15 + 1)8 = 1024 \text{ кбіт/с}.$$

В останній час застосовується АЦО із каналними кодексами, які дозволяють побудувати цифрові потоки з кількістю каналів меншою за 30, а також 30- N основних цифрових каналів зі швидкістю передачі 64 кбіт/с у первинному цифровому потоці 2048 кбіт/с. Для нових АЦО розроблено спеціальні мікросхеми, і тому вони мають кращі показники (менші габарити, менша потужність електроживлення, краща технологічність у виробництві і надійність у експлуатації).

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*



**Рис. 1.24. Кінцева станція ЦСП
з безпосереднім кодуванням**

КНЗ — комплект низькочастотних закінчень каналу; ЗГ — задаючий генератор передачі; РІК — розподільувач каналних імпульсів; КВ — квантування; К — кодер; ЦСС — цикловий синхросигнал; НЦС — надцикловий синхросигнал; СУВ — сигнал управління і взаємодії; ПД — передача даних; ПО — пристрій об'єднуючий; ПК — перетворювач коду; ЛЗ — лінія зв'язку; ЛТр — лінійний трансформатор; ЛР — лінійний регенератор; НРП — необслуговуваний регенераційний пункт; ДЖ — дистанційне живлення; ПТІ — приймач тактових імпульсів; ПЦС — приймач циклового синхросигналу; ПР — пристрій розділення; Ст.Р — станційний регенератор

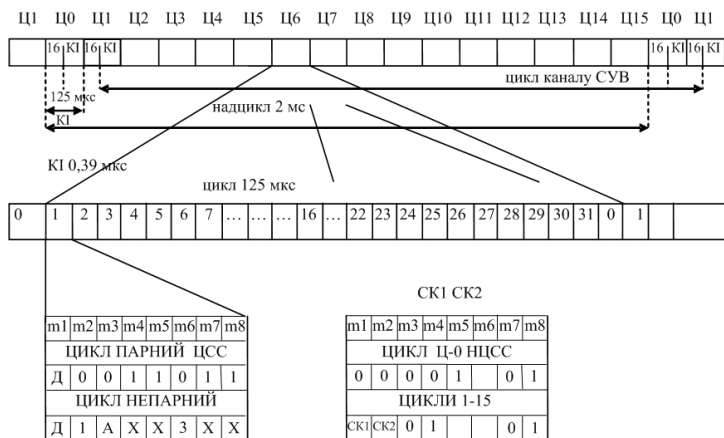


Рис. 1.25. Цикл та надцикл АЦО-30

Ц0 — Ц15 — надцикл; KI — каналний інтервал; m_1 – m_8 — розряди двійкового коду у каналному інтервалі; ЦСС — цикловий синхросигнал; НЦСС — надцикловий синхросигнал; А — аварійний сигнал ЦСС; А1 — аварійний сигнал НЦСС; 3 — контроль залишкового згасання каналу; СК — канали СУВ

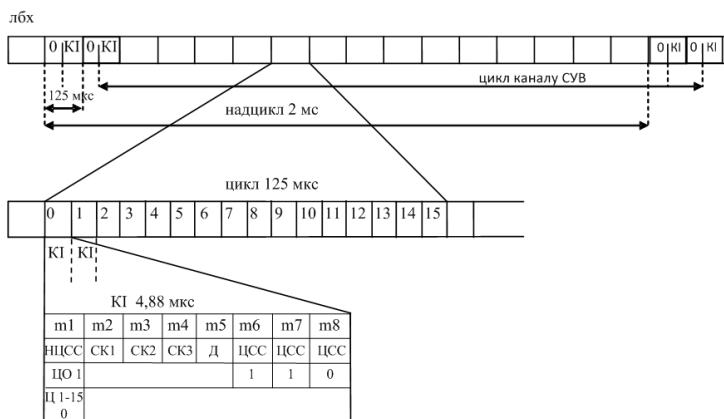


Рис. 1.26. Цикл та надцикл АЦО-15

1.5. Побудова кінцевої станції ЦСП з почасовим групоутворенням

1.5.1. Способи об'єднання та спряження цифрових потоків

У цифрових системах передачі на велику кількість каналів (вищої ступені ієрархії) можуть використовуватись два основних методи формування лінійного цифрового сигналу:

— безпосереднє кодування аналогових сигналів (широко-
космугових каналів, груп каналів);

— часове групоутворення, яке здійснюється шляхом об'єднання кількох цифрових потоків нижчого рівня на передаючому кінці і відповідному розподілі цифрових потоків у приймальній частині системи передачі.

Апаратура першого типу має всього один кодек, але складний, з високими вимогами щодо точності та швидкості його роботи. Використовується для широко-
космугових сигналів.

Апаратура другого типу використовується як основна при створенні високошвидкісних цифрових систем. Необхідна велика кількість кодерів і декодерів, але мережа створюється більш зручна і дозволяє розміщувати всі кодеки ближче до джерел інформації, а по лінії передавати тільки цифрові сигнали з великою швидкістю.

Основною умовою є незалежність швидкості передачі у цифровому лінійному тракті від виду інформації, що передається.

Виконання цієї умови дозволяє використовувати цифровий лінійний тракт для взаємодії з кінцевим обладнанням різного типу.

Швидкість передачі у лінійному тракті є основним параметром ЦСП.

Часове групоутворення може бути здійснено при синхронному або асинхронному об'єднанні цифрових потоків нижчого рівня ієрархії.

При синхронному об'єднанні всі цифрові потоки, що об'єднуються, створені одним загальним генератором.

При асинхронному об'єднанні об'єднують цифрові потоки з однаковими номінальними швидкостями, але створені від різних задаючих генераторів, миттєві швидкості яких можуть відрізнятися у межах допустимих норм у одну або іншу сторону. Системи вищих ступенів ієрархії не повинні висовувати ніяких умов відносно структури цифрового сигналу систем нижчого рівня.

При об'єднанні цифрових потоків можливі три способи: посимвольний (порозрядний); поканальний (по кодовим групам каналів); посистемний (поцикловий).

1.5.1.1. Способи об'єднання цифрових потоків

На *рис. 1.27, а, б* показано принципи об'єднання цифрових потоків посимвольний та поканальний.

При об'єднанні цифрових потоків необхідно зменшити ширину імпульсів потоків, які об'єднуються настільки, щоб у циклі вмістилися всі символи всіх потоків, що об'єднуються, та ще і додаткові символи (службові), які необхідні для групового циклового синхросигналу та інше. Для службових символів необхідно забезпечити відповідні позиції у груповому циклі.

З *рис. 1.27, а* видно, що при посимвольному об'єднанні об'єднуються по черзі однойменні символи кожного цифрового потоку: спочатку перші символи усіх цифрових потоків, потім другі і т.д.

При поканальному об'єднанні (*рис. 1.27, б*) за таким же алгоритмом об'єднуються по вісім символів кожного каналного інтервалу.

При поцикловому об'єднанні по черзі об'єднуються усі символи кожного циклу.

Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі з почасовим розподілом каналів та імпульсно-ковою модуляцією

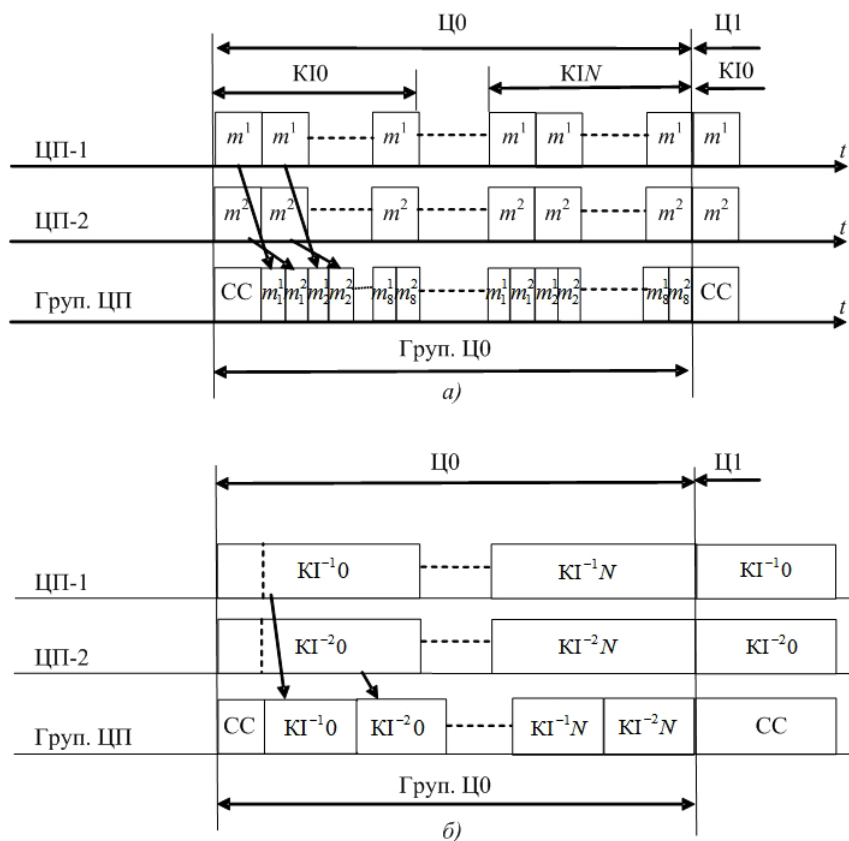


Рис. 1.27. Об'єднання цифрових потоків:
а) посимвольне; б) поканальне

Найбільше застосування одержало посимвольне та поканальне об'єднання цифрових потоків.

1.5.1.2. Способи спряження цифрових потоків

Синхронне об'єднання цифрових потоків. При асинхронному цифровому групоутворенні використовується тільки одне джерело тактової частоти (один задаючий генератор). Частота генератора повинна дорівнювати частоті об'єднаного сигналу з урахуванням додаткової швидкості передачі для службових символів

$$f_{\tau\Sigma} = n \cdot f_{\tau 1} + f_{\text{дод}},$$

де $f_{\tau\Sigma}$ — тактова частота об'єднаного цифрового потоку.

n — кількість цифрових потоків;

$f_{\tau 1}$ — тактова частота одного цифрового потоку;

$f_{\text{дод}}$ — додаткова частота для службових символів у груповому цифровому потоці.

Задаючі генератори усіх цифрових потоків, що об'єднуються, синхронізуються від одного задаючого генератора, який розміщується на одній із станцій об'єднання ЦП.

Структурна схема синхронного об'єднання 4-х ЦП показана на *рис. 1.28*.

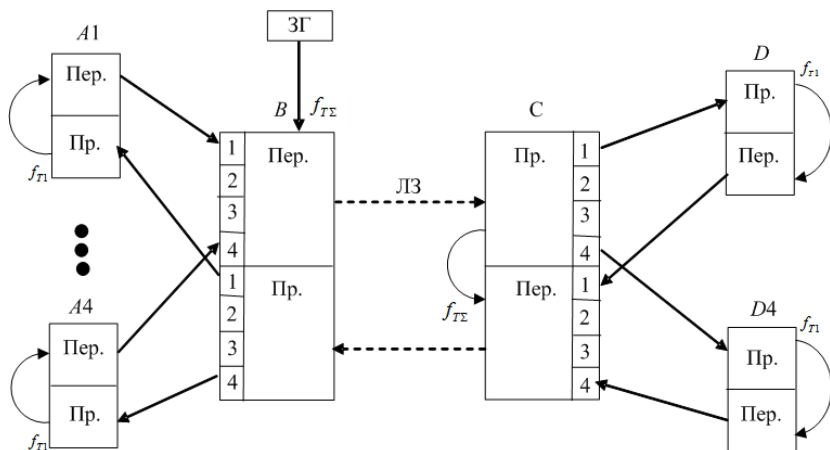


Рис. 1.28. Структурна схема синхронного об'єднання цифрових потоків

Головний задаючий генератор знаходиться на станції B в обладнанні цифрового групоутворення та створює об'єднаний цифровий потік зі швидкістю $f_{т\Sigma}$, який передається на станцію C , де виділяється і синхронізує цифровий потік передавача станції C для зворотного зв'язку.

На станціях C і B виділяються сигналом тактової частоти нижчого порядку $f_{т1}$, який використовується для роботи станцій $A1 \div A4$ і $D1 \div D4$.

Але треба мати на увазі, що, хоч усі станції працюють синхронно, в той же час фази окремих сигналів можуть відрізнитись та змінюватися у часі, тому що час проходження сигналу у кабельних лініях залежить від довжини лінії та температурних коливань. У зв'язку з цим на станціях об'єднання ЦП B і C необхідно мати відповідні пристрої пам'яті. Взагалі об'єм пам'яті повинен буди більшим максимальних змін часу розповсюдження сигналу. Збільшення відстані між станціями потребує збільшення пам'яті і можна стверджувати, що довжина лінії зв'язку обмежується об'ємом пам'яті. Це є основним недоліком синхронного цифрового об'єднання ЦП. При цьому мережа стає негнучкою та обмеженою. Можливість використання синхронного об'єднання ЦП обмежена на мережах зв'язку, незважаючи на економічність, простоту та можливість створювати «синхронні зони» у окремих районах мережі зв'язку.

Асинхронне об'єднання цифрових потоків. Загальним вирішенням проблеми об'єднання цифрових потоків є об'єднання цифрових потоків, створених від різних задаючих генераторів з використанням методу цифрового вирівнювання. Вирівнювання здійснюється шляхом введення у цифровий сигнал додаткових символів або видалення інформаційних символів. При цьому значення видалених символів передаються по додатковому службовому каналу.

Можливі три види цифрового вирівнювання: додатне, негативне, двостороннє (додатне-негативне). Якщо позначити через $f_{\text{зап}}$ — частоту запису ЦП до запам'ятовуючого при-

строю, а через $f_{\text{спис}}$ — частоту списування символів ЦП до групового потоку, то можливі три випадки:

$$f_{\text{зап}} < f_{\text{спис}}; f_{\text{зап}} > f_{\text{спис}}; f_{\text{зап}} = f_{\text{спис}}.$$

Останній випадок означає синхронну роботу.

У випадку, коли $f_{\text{зап}} < f_{\text{спис}}$, інформаційні символи ЦП, що об'єднуються, не встигають заповнювати запам'ятовуючий пристрій, і треба періодично замість інформаційного символу вставляти у об'єднаний ЦП символ з генератора списування, який не несе інформації, з одночасним повідомленням до приймача протилежної станції по спеціальному службовому каналу, який символ не несе інформації. Цей символ у приймачі буде вилучено. Такий випадок називають позитивним узгодженням швидкостей (ПУШ).

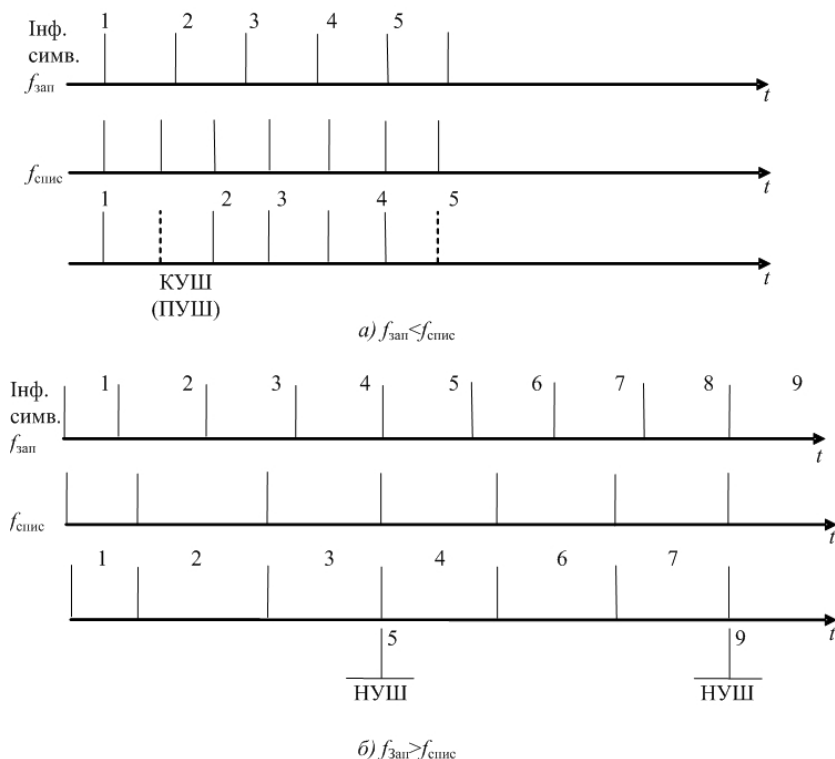
У випадку, коли $f_{\text{зап}} > f_{\text{спис}}$, інформаційні символи переповнюють запам'ятовуючий пристрій, і сигнал з частотою $f_{\text{спис}}$ не встигає перенести черговий інформаційний символ до групового сигналу і пропускає його. Останній вилучається із пам'яті і передається по другому службовому каналу до приймача. Одночасно передається сигнал, на якій позиції треба відновити у приймачі цей інформаційний символ. Такий випадок називають негативним вирівнюванням (узгодженням) швидкостей (НУШ). На *рис. 1.29* умовно показано випадки позитивного *а)* та негативного *б)* цифрового узгодження швидкостей.

При позитивному вирівнюванні (*рис. 1.29, а*) по службовому каналу подається команда узгодження швидкостей, яка вказує місце символу, що не несе інформації (КУШ).

При від'ємному вирівнюванні (*рис. 1.29, б*) по одному службовому каналу подається команда узгодження швидкостей, а по іншому — значення символу, який апаратура об'єднання не встигає списати і передати (ВУШ).

Таким чином, негативне узгодження реалізується складніше, ніж додатне, тому негативне цифрове узгодження як самостійне при цифровому групоутворенні не використовується.

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*



*Рис. 1.29. Позитивне (ПУШ) та негативне (НУШ)
узгодження швидкостей*

Використовувалось додатньо-негативне вирівнювання, при якому номінальні частоти входних ЦП, що об'єднуються, у припущенні вважаються однаковими, але у зв'язку з тим, що ЦП формується від різних генераторів, то можливі три випадки: позитивного, негативного вирівнювання та синхронної роботи.

Перевагами позитивно-негативного вирівнювання є його універсальність: можливість синхронної і асинхронної роботи при однаковій структурі циклу групового сигналу.

Недоліком позитивно-негативного вирівнювання є необхідність використовувати більш складну апаратуру, окрім того, виникають фазові дрижання на приймальній станції, які важко компенсувати.

На сьогодні у апаратурі об'єднання ЦП переважно використовують позитивне узгодження швидкостей при об'єднанні цифрових потоків, що спрощує апаратуру. Функціональну схему апаратури об'єднання ЦП ЦСП ІКМ-30 наведено на *рис. 1.30*.

До складу обладнання входять:

БАСпер — блок асинхронного спряження ЦП передачі, здійснює запис у запам'ятовуючий пристрій інформаційних символів ЦП, що об'єднуються;

ПКпр(пер) — перетворювач коду ЦП ІКМ-30 на вході БАСпер;

ФГС — формувач групового ЦП у відповідності із структурою циклу;

ПЛКпер(пр) — перетворювач коду об'єданого ЦП у лінійний код і навпаки;

Пр.син. — приймач синхросигналу;

РГС — розподілювач групового ЦП, забезпечує вірне розподілення на ЦП ІКМ-30 (разом з БАСпр);

БАСпр відновлює початкову швидкість окремого ЦП ІКМ-30;

ГО — генераторне обладнання, формує із сигналу генератора задаючого необхідні управляючі імпульсні сигнали у відповідності із структурою групового циклу;

ЗГ — задаючий генератор.

Для передачі інформації про три можливі стани: додатне узгодження швидкості, негативне узгодження швидкості та синхронна робота — використовують метод двохкомандного керування, коли при моментах синхронної роботи передаються послідовно додатні (КУШ) та від'ємні (ВУШ) команди узгодження швидкостей, а при позитивному або від'ємному

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*

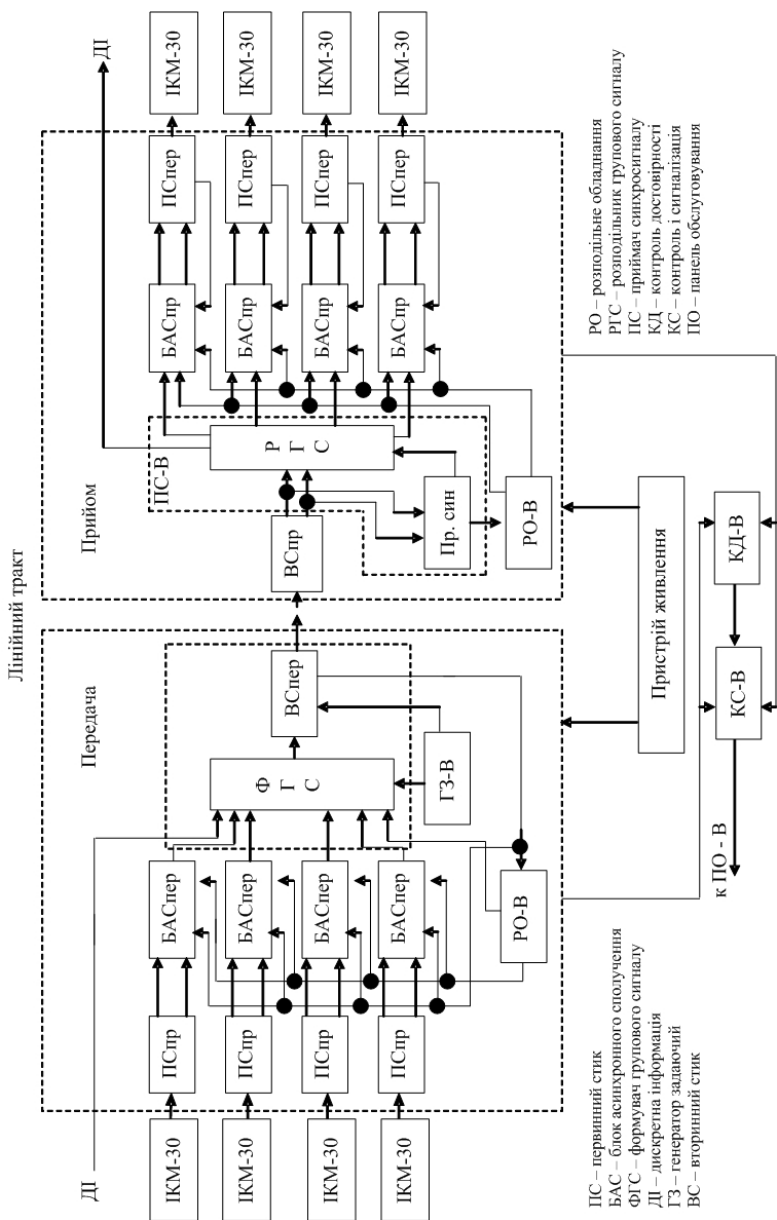


Рис. 1.30. Функціональна схема апаратури об'єднання ЦП ЦСП ІКМ-30

узгодженні швидкостей передається відповідна здвоєна команда (при дворазовому її повторенні). Сама ж інформація про знак узгодження швидкостей передається кодом у вигляді послідовності «0» — символів при від'ємному узгодженні або «1» — символів при позитивному узгодженні.

Розглянуті службові символи КУШ, циклової синхронізації, а також службового зв'язку, передачі даних, контролю і сигналізації повинні бути передані у циклі групового сигналу.

Під циклом передачі групового об'єднаного цифрового сигналу розуміють інтервал часу, протягом якого передаються усі службові та інформаційні символи потоків, які об'єднуються, що забезпечує якісну передачу ЦП і правильний розподіл потоків на приймальній станції.

1.5.2. Побудова циклу передачі ЦСП з часовим групоутворенням

Структура циклу передачі ЦСП із часовим групоутворенням повинна задовольняти наступним вимогам:

1. Співвідношення кількості інформаційних службових символів повинно бути таким, щоб забезпечувались необхідні параметри цифрової системи передачі, її надійність та якість усіх параметрів. Під службовими символами мають на увазі такі сигнали: команди узгодження швидкостей, кількість символів у яких повинна відповідати необхідній завадостійкості цих сигналів; сигнали циклової синхронізації, кількість символів яких повинна забезпечувати необхідний час відновлення стану синхронізму; сигнали службового зв'язку; сигнали безпосереднього вводу передачі даних.

2. При побудові циклу передачі необхідно, щоб кількість підряд розміщених службових символів була мінімальна, а розміщення службових символів у циклі було рівномірне.

3. Кількість символів команд узгодження швидкостей для кожного ЦП, що об'єднуються, повинна бути непарною і біль-

ше одного, що дозволяє відкоригувати сигнал при однократних помилках.

4. Необхідно, щоб був забезпечений простий перехід від асинхронного режиму до синхронного і навпаки.

Користуючись цими рекомендаціями, розглянемо принцип побудови структури групового циклу:

1. У відповідності до *рис. 1.27* групова швидкість ЦП може бути визначена:

$$f_{\Sigma} = B_v = B_{v-1} \cdot n + B_{cl}, \quad (1.10)$$

де: B_v — швидкість об'єднаних ЦП; v — ступінь ієрархії ($v=1,2,3,\dots$);

n — кількість об'єднуваних потоків; B_{cl} — додаткова швидкість за рахунок службових символів.

2. Додаткова швидкість може бути визначена:

$$B_{cl} = f_d \cdot n \cdot m [(v-1)!],$$

де: f_d — частота дискретизації; n — кількість об'єднуваних ЦП; m — кількість розрядів у коді каналного інтервалу; v — рівень ієрархії ЦП.

3. Співвідношення кількості інформаційних і службових символів у циклі передачі визначається швидкістю запису ЦП $f_{\text{зап}}$ і збільшенням їхньої швидкості у груповому ЦП ($f_{\text{спис}}$):

$$\frac{f_3}{f_{\text{спис}} - f_3} = \frac{f_3}{\frac{B_v}{n} - f_3} = \frac{i}{c}, \quad (1.11)$$

де: $\frac{i}{c}$ — нескоротний дріб, який показує відношення мінімальної кількості інформаційних символів до мінімальної кількості службових.

Тоді загальна кількість інформаційних символів у циклі передачі:

$$I = k \cdot n \cdot i,$$

а службових:

$$C = k \cdot n \cdot c,$$

де: $k = 1, 2, 3, \dots$ — коефіцієнт, який вибирається з умови передачі і групування службових символів.

$$k = \frac{C}{n \cdot c} = \Pi \left(\frac{n \cdot d_{\text{КУШ}} + d_{\text{ЦС}} + d_{\text{СА}} + d_{\text{д}} + d_{\text{ВУШ}} + d_{\text{к}}}{n \cdot c} \right),$$

де: Π — оператор округлення до найближчого цілого числа рівного 4, 8, 16, 32 і т.д. у залежності від числа службових символів.

$d_{\text{КУШ}}$ — кількість символів команд узгодження швидкостей;

$d_{\text{ЦС}}$ — кількість символів циклової синхронізації;

$d_{\text{сл}}$ — кількість символів для каналу службового зв'язку;

$d_{\text{д}}$ — кількість символів для каналу передачі даних;

$d_{\text{ВУШ}}$ — кількість символів для каналу негативного узгодження швидкостей;

$d_{\text{к}}$ — кількість символів для каналу контролю і сигналізації.

Приклад

У якості прикладу розглянемо побудову структури циклу для ЦСП ІКМ-120 при посимвольному об'єднанні 4-х цифрових потоків АЦО-30.

Визначимо згідно (1.10) групову швидкість ЦП:

$$B_2 = B_1 \cdot n + B_{\text{сл}},$$

де: $B_1 = 2048$ кбіт/с — інформаційна швидкість АЦО-30; $B_{\text{сл}} = f_{\text{д}} \cdot m \cdot n[(v-1)!] = 8 \cdot 8 \cdot 4[(2-1)!] = 256$ кбіт/с

Тоді $B_2 = 2048 \cdot 4 + 256 = 8448$ кбіт/с

Згідно (1.11):

$$\frac{i}{c} = \frac{f_3}{\frac{B_2}{n} - f_3} = \frac{2048}{\frac{8448}{4} - 2048} = \frac{32}{1}.$$

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*

Кількість символів каналу узгодження швидкостей $d_{\text{КУШ}} = 3$.

Сигнал контролю завдяки його низькій швидкості доцільно передавати на позиціях каналу негативного узгодження швидкості, коли передача сигналу ВУШ відсутня.

$$d_{\text{ВУШ}} + d_{\text{к}} = n_{\text{ПЦП}} = 4; d_{\text{ЦС}} = 8; d_{\text{сл}} = 4; d_{\text{д}} = 4.$$

Визначити коефіцієнт k :

$$k = \text{Ц} \left(\frac{n_{\text{ПЦП}} \cdot d_{\text{КУШ}} + d_{\text{ЦС}} + d_{\text{сл}} + d_{\text{д}} + (d_{\text{ВУШ}} + d_{\text{к}})}{n_{\text{ПЦП}} \cdot c} \right) =$$

$$= \text{Ц} \left(\frac{4 \cdot 3 + 8 + 4 + 4 + 4}{4 \cdot 1} \right) = 8.$$

Визначимо сумарну кількість інформаційних та службових символів у циклі передачі:

$$I = k \cdot n \cdot I = 8 \cdot 4 \cdot 32 = 1024;$$

$$C = k \cdot n \cdot c = 8 \cdot 4 \cdot 1 = 32.$$

Таким чином, у циклі передачі ІКМ-120 всього 1056 символів, а частота повторення циклів:

$$f_{\text{ц.вуп}} = \frac{8448}{1056} = 8 \text{ кГц}.$$

Таблиця 1.1. Структура циклу ІКМ-120

№ групи у циклі	Номер позиції символу у циклі	Вид інформації
Г0	1÷8 9÷264	Синхросигнал — 11100110 Інформаційні символи потоків, що об'єднуються.
Г1	265÷268 269÷272 273÷528	Перші символи КУШ. Сигнали службового зв'язку. Інформаційні символи потоків, що об'єднуються.

№ групи у циклі	Номер позиції символу у циклі	Вид інформації
Г2	529÷532 533÷536 537÷792	Другі символи КУШ. Канали передачі даних. Інформаційні символи потоків, що об'єднуються.
Г3	793÷796 797÷800 801÷1056	Треті символи КУШ. Символи каналу ВУШ та контролю. Інформаційні символи потоків, що об'єднуються.

Цикл передачі ІКМ-120 має 4 групи. На початку кожної групи 8 символів відведено для службових каналів. Після кожної групи службових каналів розміщуються інформаційні символи цифрових потоків АЦО-30, що об'єднуються. Структура циклу наведена у таблиці 1.1.

1.5.3. Ієрархія ЦСП ПЦІ

З метою раціональної побудови апаратури і можливості використання стандартного каналоутворюючого устаткування цифрові системи передачі (ЦСП) так само, як і аналогові, будуються за груповим принципом. У світі йшов паралельно розвиток трьох різних ієрархій ЦСП з асинхронним об'єднанням цифрових потоків. У зв'язку із тим, що об'єднання цифрових потоків здійснюється з узгодженням швидкостей, то такі системи назвали системами плезіохронної ієрархії – ПЦІ (PDH).

На *рис. 1.31* показані ці три види ієрархії. Це американська АС, японська ЯС і європейська ЄС. За основу усіх ієрархій прийнято створення основного цифрового каналу (ОЦК) зі швидкістю передачі — 64 кбіт/с.

Для можливості розвитку глобального зв'язку комітетом по стандартизації ІТУ-Т (МСЭ-Т) були стандартизовані три перших рівня АС (DS1, DS2, DS3), чотири рівня ЯС (DS1, DS2, DS3, DS4) та чотири рівня ЄС (Є1, Є2, Є3, Є4) у якості основних, і вказані схеми зв'язку ієрархій (на *рис. 1.29* показано пунктирними лініями).

*Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі
з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією*

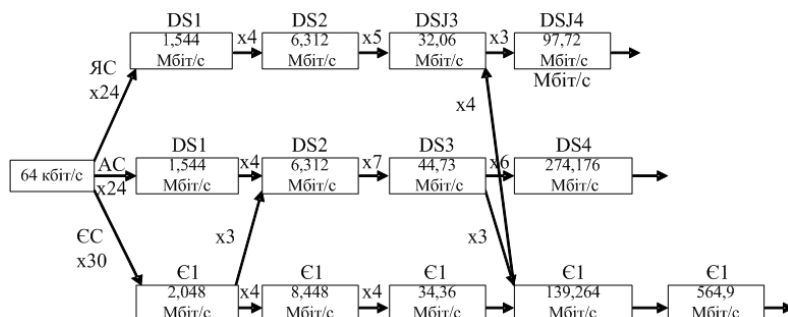


Рис. 1.31. Схема мультиплексування у американській АС, японській ЯС і європейській ЄС цифрових ієрархій

Роботи по стандартизації ієрархій як у Європі, так і в Америці мали два важливих наслідки:

- розробка схеми плезіохронної цифрової ієрархії (PDH);
- розробка схеми синхронної цифрової ієрархії (SONET/SDH).

На території України використовується Європейська плезіохронна цифрова ієрархія. Основні характеристики Європейської PDH наведені у таблиці 1.2.

Таблиця 1.2. Основні характеристики Європейської PDH

Ступінь ієрархії	Формований цифровий потік	Швидкість передачі кбіт/с	Кількість КТЧ	Апаратура ЦСП	Ділянка мережі
Субпервинна СЦСП	СЦП	1024	15	ІКМ-15 ЗОНА-15	СТМ
Первинна ПЦСП	ПЦП	2048	30	ІКМ-30	СТМ МТМ
Вторинна ВЦСП	ВЦП	8448	120	ІКМ-120	МТМ
Третинна ТЦСП	ТЦП	34368	480	ІКМ-480	ВЗМ
Четвертинна ЧЦСП	ЧЦП	139264	1920	ІКМ-1920	ММ

У таблиці 1.2 ділянка мережі позначена:

СТМ — сільська телефонна мережа;

МТМ — міська телефонна мережа;

ВЗМ — внутрішньозонова мережа;

ММ — магістральна мережа.

Використання на мережах зв'язку ЦСП РДН дало можливість створити велику кількість високоякісних каналів та забезпечити користувачів великою кількістю сервісних послуг, створити мережу інтегральних послуг для передачі інформації різних видів.

Контрольні запитання до розділу

1. Вказати призначення основних вузлів на функціональній схемі кінцевої станції з безпосереднім кодуванням.

2. Як визначається тактова частота ЦСП з ІКМ?

3. Навести часовий спектр ЦСП з ІКМ. Як організуються канали СУВ?

4. Навести структурну схему кінцевої станції з часовим групоутворенням.

5. Пояснити принципи синхронного та асинхронного об'єднання цифрових потоків. Способи об'єднання ЦП.

6. Які переваги та недоліки синхронного та асинхронного об'єднання цифрових потоків?

7. Принцип побудови кодера з порозрядним зважуванням. Основні пристрої кодера.

8. Навести спектр АІМ сигналу, якщо дискретизації підлягає сигнал у межах спектру 0,3–3,4 кГц, а частоти дискретизації вибираються $f_d = 2F_{с\max}$, $f_d > 2F_{с\max}$, $f_d < 2F_{с\max}$.

9. Вказати послідовність формування сигналу з ІКМ.

10. Пояснити причину виникнення завад квантування. Як визначається потужність завад квантування.

11. Принцип роботи нелінійного кодера. Переваги застосування нелінійного кодера.

Розділ 1. Принципи побудови цифрових систем передачі з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією

12. Навести часовий цикл ЦСП ІКМ-30. Призначення каналних інтервалів.

13. Привести розрахунок тактової частоти для ЦСП ІКМ-30.

14. Який принцип об'єднання цифрових потоків використовується у ЦСП ІКМ-120? Пояснити принцип формування циклу ЦСП ІКМ-120.

15. Навести часовий спектр ЦСП ІКМ-15 і пояснити принцип організації каналів СУВ.

16. Пояснити принцип диференціальної ІКМ. Привести переваги та недоліки ДІКМ.

17. Привести швидкості передачі, які використовуються у плезіохронній цифровій ієрархії Європейського стандарту.

18. Умови, яким повинні задовольняти аналогові сигнали для використання почасового способу розділення каналних сигналів.

19. Пояснити принцип формування каналів керування та взаємодії у ЦСП. Чому дорівнює час надциклу?

20. Дати порівняльну оцінку способам формування каналних сигналів з ІКМ та дельта-модуляцією.

21. Проаналізувати якості асинхронної цифрової ієрархії, види ієрархії PDH у світі, недоліки ЦСП PDH.

22. Визначити кодову комбінацію на виході симетричного лінійного кодера, якщо на вхід подається імпульс з амплітудою 100,3 у.о.

23. Визначити амплітуду сигналу на виході лінійного декодера, якщо на його вхід подається кодова комбінація 11100100, а крок квантування $\Delta=5$ мВ.

24. Визначити кодову комбінацію на виході нелінійного кодера, якщо на його вхід подається імпульс з амплітудою $U_{\text{вх}} = 1000$ у.о.

25. Визначити найбільшу похибку квантування, якщо крок квантування $\Delta=10$ мВ.

26. Визначити потужність завад квантування, якщо крок квантування постійний, максимальна амплітуда імпульсу $U_{\text{max}} = 2$ В, код двійковий симетричний має 8 розрядів ($m=8$).

27. Визначити тактову частоту для ІКМ-120.
28. Визначити частоту дискретизації БСП з часовим розподілом для сигналу звукового мовлення 1-го класу, який має смугу частот $0,05 \div 10$ кГц.
29. Визначити тактову частоту ІКМ-30.
30. Визначити крок квантування Δ , якщо максимальне значення помилки квантування дорівнює 1 мВ.
31. Визначити швидкість передачі каналу СУВ у ЦСП ІКМ-30 та ІКМ-15.
32. У якому співвідношенні знаходяться частоти запису і списування при позитивному та від'ємному вирівнюванні швидкостей при об'єднанні цифрових потоків?

РОЗДІЛ 2

Лінійний цифровий тракт

2.1. Особливості лінійного цифрового тракту

Узагальнена структурна і функціональна схеми лінійного цифрового тракту показана на *рис. 2.1, 2.2*.

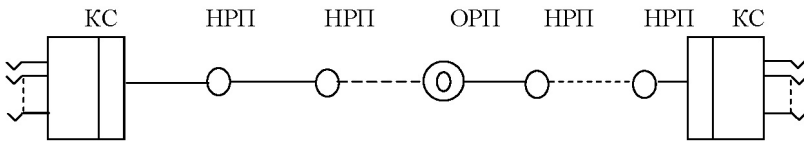


Рис. 2.1. Узагальнена структурна схема лінійного цифрового тракту

КС — кінцева станція; НРП — необслуговуваний регенераційний пункт; ОРП — обслуговуваний регенераційний пункт

На відміну від систем передачі з частотним розділенням каналних сигналів лінійні (ЛР) та станційні (СР) регенератори не тільки підсилюють і коректують лінійні спотворення лінійного цифрового сигналу (ЛЦС), але і фільтрують повністю

ЛЦС від завад. Після такої фільтрації ЛЦС формується з такими ж параметрами, які він мав на виході передавача кінцевої станції (КС). Вказана відміна дозволяє створити лінійний цифровий тракт без накопичення.

У зв'язку з вищесказаним лінійний цифровий сигнал необхідно створити таким, щоб він найбільш ефективно узгоджувався із характеристиками лінії зв'язку з метою найбільш ефективного відтворення його параметрів у регенераторах.

Вимоги до лінійного цифрового сигналу. Лінійний цифровий сигнал, при проходженні по даній фізичній лінії зв'язку втрачає енергію (згасає), спотворюється з порушенням часових співвідношень (тактового інтервалу, ширини імпульсу та ін.) та зазнає значного впливу завад.

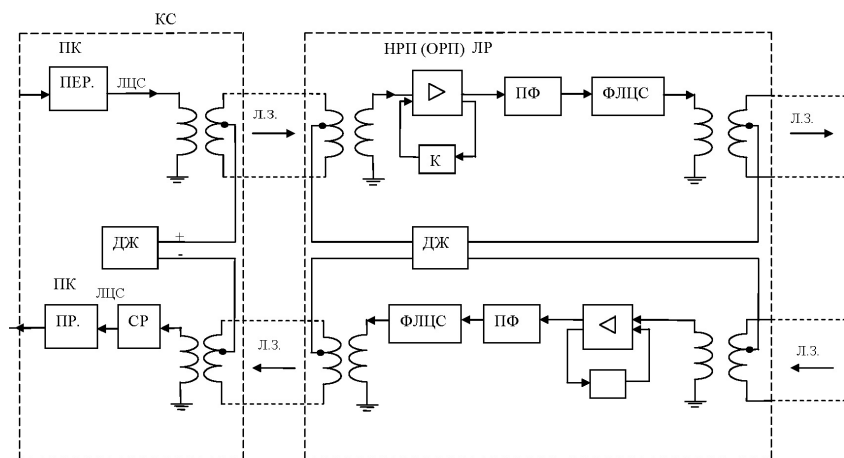


Рис. 2.2. Узагальнена функціональна схема лінійного цифрового тракту

ПК — перетворювач коду; ПЕР — передавач; ПР — приймач; ЛЦС — лінійний цифровий сигнал; ЛЗ — лінія зв'язку; ЛР — лінійний регенератор; К — коректор лінійних спотворень; ПФ — пристрій фільтрації ЛЦС від завад; ФЛЦС — формувач лінійного цифрового сигналу; СР — станційний регенератор; ДЖ — дистанційне електроживлення

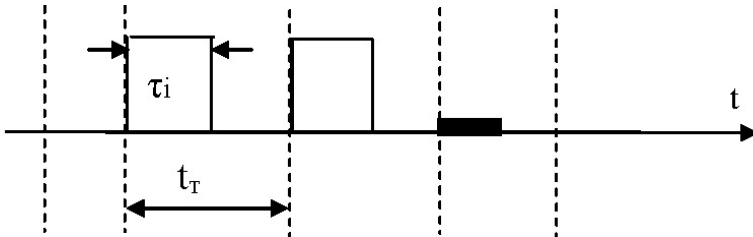


Рис. 2.3. Послідовність однополярних імпульсів

Враховуючи умови передачі лінійного цифрового сигналу і принцип його регенерації (відновлення), можливо сформулювати такі основні вимоги:

Енергетичний спектр ЛЦС повинен бути сконцентрований у якомога мінімальній смузі частот Δf .

У спектрі частот ЛЦС не повинні бути низькочастотні складові сигналу та складова постійного струму, тому що лінійні трансформатори, пристрої дистанційного живлення такі складові спектру не пропускають і викличуть спотворення ЛЦС.

Повинна бути присутня гармоніка тактової частоти, або можливості її простого відтворення, щоб забезпечити виділення гармоніки тактової частоти у регенераторах.

Повинна бути забезпечена можливість контролю стану лінійного тракту без перерви зв'язку по лінійному цифровому сигналу.

Повинна бути забезпечена можливість формування ЛЦС простими технічними засобами.

Як показано на рис. 2.3, на тактовому інтервалі t_T передається елементарна послілка з можливістю появи з якоюсь вірогідністю логічної «одиниці» або «нуля». Звичайно $P(1)=P(0)=0,5$.

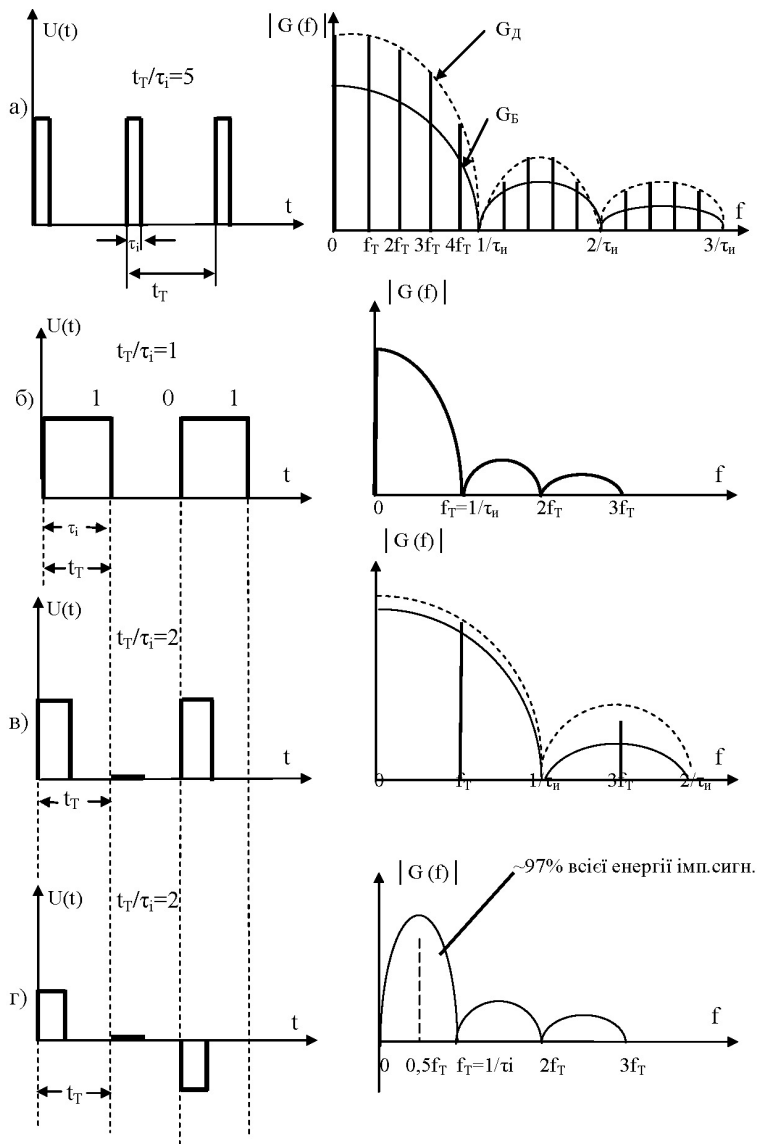


Рис. 2.4. Форми імпульсних сигналів і їх спектри

Енергетичний спектр звичайної послідовності прямокутних імпульсів з шириною τ_i із регулярним тактовим інтервалом t_T можливо представити у вигляді:

$$G(\omega) = \frac{2\tau_i^2}{t_T} \times \frac{\sin^2 \frac{\omega\tau_i}{2}}{\left(\frac{\omega\tau_i}{2}\right)^2} \times \left[\sigma^2 + \frac{2\pi}{t_T} \times \alpha^2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \omega_T) \right], \quad (2.1)$$

де: σ^2 — дисперсія амплітуд ($A=0$; $A=1$);

α — математичне очікування (середнє значення амплітуд);

$$\omega_T = \frac{2\pi}{t_T} = 2\pi f_T \text{ — тактова частота;}$$

$\delta(\omega)$ — функція одиничного імпульсу (Дірака).

Із формули 2.1 видно, що енергія першої гармоніки (f_T) буде максимальною при ширині імпульсу $\tau_i = t_T/2$.

Спектр такої послідовності (рис. 2.3) має складову постійного струму.

Складову постійного струму буде відсутня у послідовності імпульсів з різною полярністю і коли позитивні і негативні імпульси мають однакову ймовірність.

Із формули 2.1 також видно, що спектр послідовності імпульсів з регулярним тактовим інтервалом і випадковою появою позитивних імпульсів і «нулів» має дві складові — дискретну (G_d) і безперервну (G_c), як показано на рис. 2.4, а, б, в, г.

Із рис. 2.4, б видно, що основна енергія такого сигналу знаходиться у смузі частот від 0 до f_T Гц і відсутня дискретна складова. Основна енергія такого сигналу знаходиться у достатньо малій смузі частот, але присутня складова постійного струму.

Основна енергія сигналу при $\tau_i = t_T/2$ (рис. 2.4, в) займає вдвічі більшу смугу частот, має складову постійного струму, але є гармоніка тактової частоти, яка необхідна для регенерації спотвореного цифрового сигналу.

Із *рис. 2.4*, з видно, що основна енергія сигналу із зміною полярності імпульсів займає найменшу смугу частот, у нього відсутня дискретна складова спектру і відсутня також, що важливо, складова постійного струму.

Недоліком можна вважати відсутність необхідної гармоніки тактової частоти.

Але останній недолік можна вважати незначним, тому що гармоніку тактової частоти можливо легко виділити після двонапівперіодного випрямляча.

Тому можна зробити висновок, що сигнал з різною полярністю імпульсів, при умові рівно ймовірної появи позитивних (+1) і негативних (-1) імпульсів практично повністю відповідає вимогам до лінійного цифрового сигналу. Такий код сигналу носить назву квазітрійкового (або АМІ) і широко застосовується у цифрових системах передачі.

У багатоканальних цифрових системах передачі небезпечним явищем можуть бути випадки, коли підряд у ЛЦС з'являються багато «нулів», що приводить до погіршення роботи регенераторів у зв'язку з ненадійним виділенням гармоніки тактової частоти. У таких системах передачі до квазітрійкового коду вставляють на місцях «нулів» додаткові імпульси по спеціальному алгоритму, які перед декодування вилучаються. Алгоритм формування такого коду, який називають кодом високої густини (щільності) одиниць (КВЩ) показано на *рис. 2.5*. Такий код називають КВЩ-3, що означає заборону появи у ЛЦС більш ніж три «нулі» поспіль.

Для формування коду КВЩ-3 послідовності імпульсів коду АМІ (квазітрійкового) розбивається на групи по 4 тактових інтервали, і кожний четвертий «нуль» замінюється з затримкою всієї послідовності на чотири тактових інтервали, кодовою групою $B00V$ або $000V$. Де B і V — імпульси, які вставляються.

Якщо до вставки імпульсів B і V було парне число імпульсів у послідовності (*рис. 2.5, а*) то першою вставляється група

В00V, якщо ж до чергової вставки імпульсів B і V було непарне число імпульсів у послідовності (рис. 2.5, б), то першою вставляється група 000V. При чому імпульс B завжди має протилежну полярність від попереднього імпульсу, а імпульс V повторює полярність попереднього імпульсу. У зв'язку з тим, що у квазітрийковому коді заборонено появу двох імпульсів підряд з однаковою полярністю, то на прийомі перед декодуванням імпульси B і V впізнаються, тому що мають однакову полярність, і вилучаються, як такі, що не несуть інформації.

Перша схема та епюри імпульсних сигналів показана на рис. 2.6, а, б. Схема має тригер, лінію затримки сигналу та від'ємний пристрій.

Епюри напруги імпульсних сигналів приведені на рис. 2.6, б, відповідно до номеру точки на схемі а. В точці 4 ширина імпульсів квазітрийкового сигналу залежить від часу затримки t_3 лінії затримки.

Застосовуються 2 схеми формування квазітрийкового коду ЛЦС.

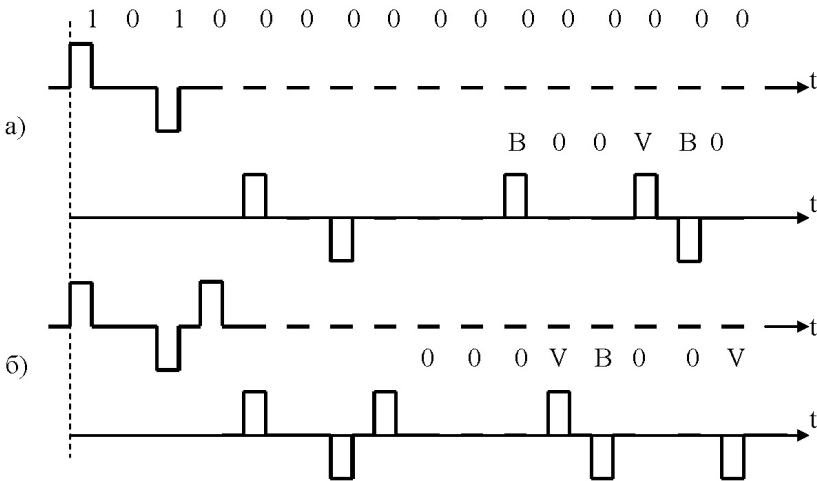


Рис. 2.5. Формування коду КВЦ-3

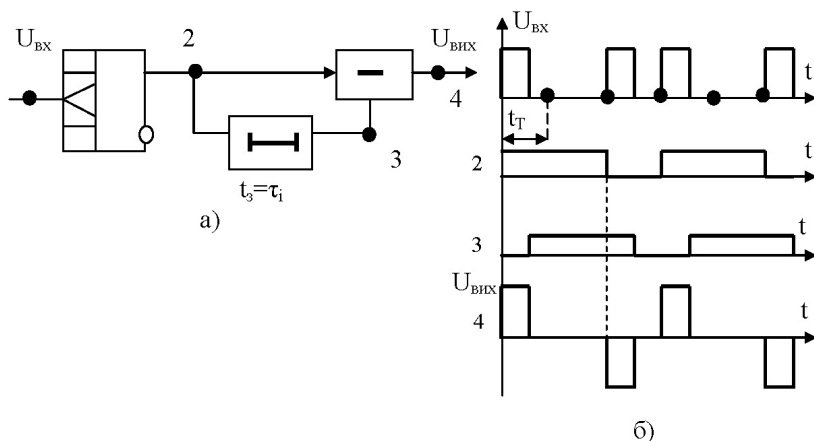
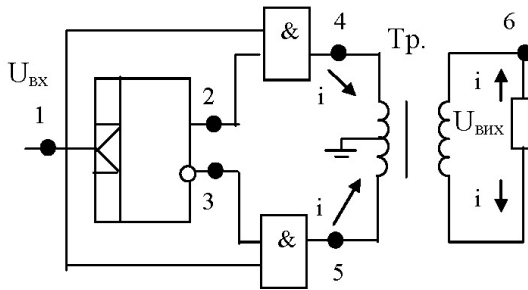


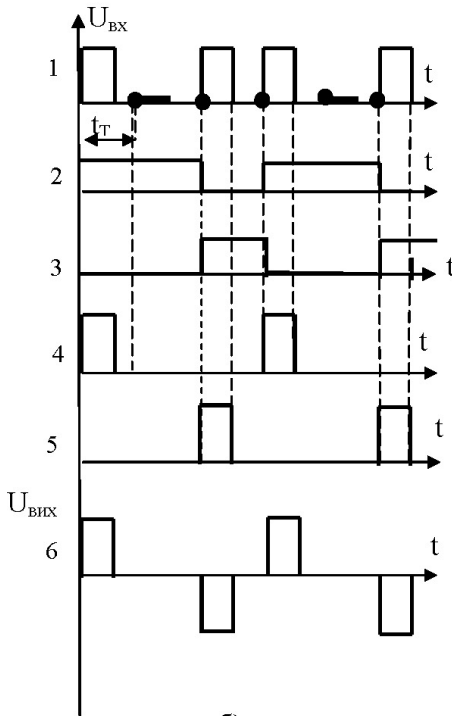
Рис. 2.6. Формування квазітрійкового сигналу за допомогою лінії затримки

На рис. 2.7 наведена інша схема та епюри імпульсних сигналів формування квазітрійкового сигналу. На рис. 2.7, а наведена функціональна схема, яка має тригер, дві схеми «І» та трансформатор. На діаграмі б) видно, що коли у точці 1 та 2 співпадають високі рівні імпульсів, то у точці 4 з'являється імпульс, і струм протікає через трансформатор зверху вниз, і на виході трансформатора (точка 6) з'являється імпульс позитивної полярності, а коли у точках 1 і 3 співпадають високі рівні імпульсів, то у точці 5 з'являється імпульс, і струм протікає через трансформатор у протилежну сторону, і тоді на виході трансформатора (точка 6) з'являється імпульс протилежної (негативної) полярності.

Така схема формування квазітрійкового сигналу широко застосовується у ЦСП, як найбільш проста у реалізації.



а)



б)

Рис. 2.7. Формування квазітрийкового сигналу за допомогою трансформатора

2.2. Спотворення та завади ЛЦС у лінійних трактах

Цифровий лінійний сигнал у лінійних трактах згасає, спотворюється та потрапляє під вплив різного виду завад.

Спотворення виникають у зв'язку із відхиленням від ідеальних характеристик амплітудно-частотних (АЧХ) та фазо-частотних (ФЧХ) характеристик лінійного тракту.

Спотворення АЧХ виникають за рахунок обмеження спектру сигналу зверху та знизу (нижніх частот).

Спотворення імпульсного цифрового сигналу, які виникають за рахунок обмеження спектру сигналу зверху, називають спотвореннями 1-го роду, а за рахунок обмеження спектру знизу — спотвореннями 2-го роду. Вид указаних спотворень показано на *рис. 2.8, а, б*.

Спотворення 1-го роду мають більший вплив на ЛЦС, тому що викликають перехідний вплив між символами (міжсимвольну заваду). Спотворення 2-го роду мають менший вплив, тому що ЛЦС формується без складової постійної напруги та зменшення складових спектру у нижній його частині.

Міжсимвольні завади виникають також за рахунок спотворення фазочастотних характеристик лінійного тракту. Для зменшення спотворень сигналу використовують корекцію АЧХ та ФЧХ.

Додатково до міжсимвольних завад на лінійний цифровий сигнал діють власні завади (теплові) та перехідні завади від систем, які працюють на паралельних лініях.

Власні (теплові) завади діють у широкому діапазоні частот, але мають приблизно однакову енергію (мають нормальний закон розподілення).

Перехідні завади виникають у симетричному багатопарному кабелі і мають спектр, який концентрується близько до тактової частоти (f_T).

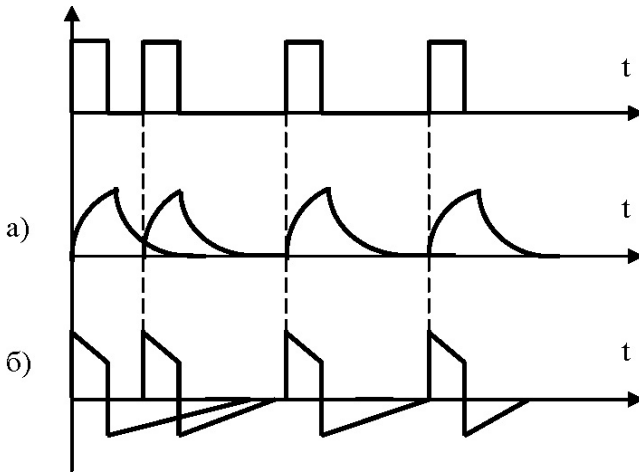


Рис. 2.8. Спотворення імпульсного сигналу
а) 1-го роду; б) 2-го роду

Розрізняють перехідні завади на ближній та дальній кінці ділянки тракту.

В однокабельних системах 2-стороннього зв'язку враховують перехідні завади на ближній кінець, а у двохкабельних системах — на дальній кінець.

Для зменшення впливу від спотворень і завад використовують методи оптимального прийому сигналу або фільтрації сигналу від завад.

2.2.1. Методи регенерації ЛЦС

Регенерація — процес відновлення із заданою точністю, амплітуди, форми та часових співвідношень імпульсних лінійних цифрових сигналів.

Використовуються в основному два методи регенерації ЛЦС (фільтрації ЛЦС від завад):

- метод стробування (однократного відліку);
- метод накопичення (інтегральний прийом).

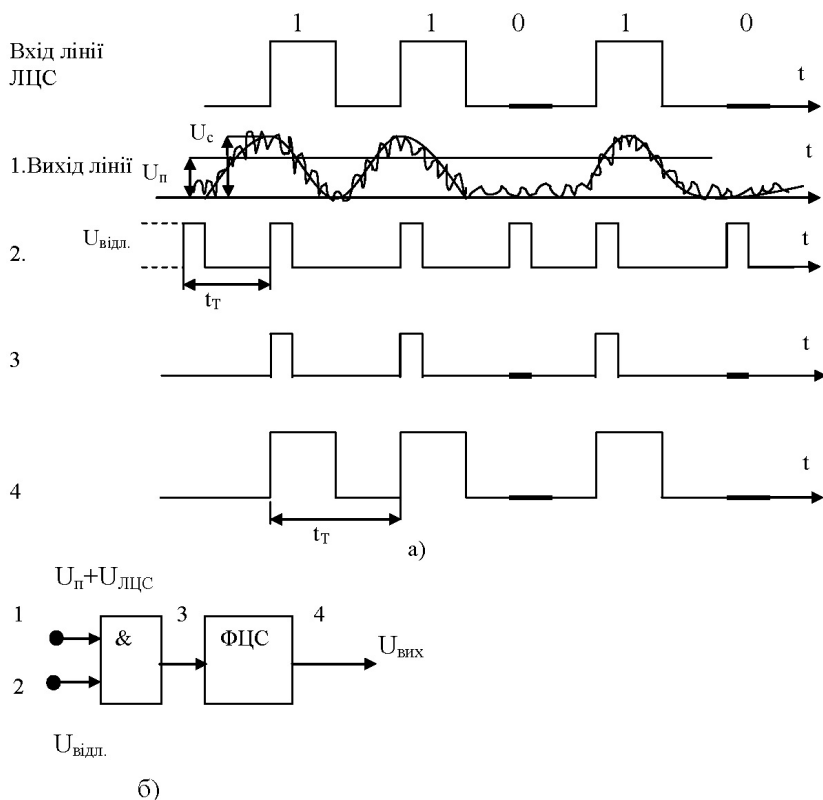


Рис. 2.9. Метод однократного відліку

Можливий також оптимальний прийом, але на таких великих частотах реалізація його дуже важка.

Метод стробування (однократного відліку) показано на рис. 2.9.

На рис. 2.9, а приведений ЛЦС, який подається в лінійний тракт. На рис. 2.9 цей сигнал на виході лінії із спотвореннями та завадами складається з пороговою напругою $U_{\text{п}} = U_c / 2$ і подається на вхід схеми «І» (рис. 2.9, б).

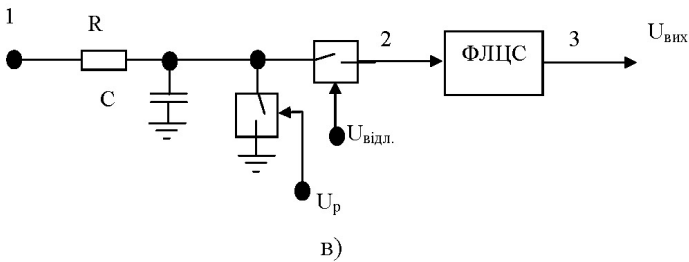
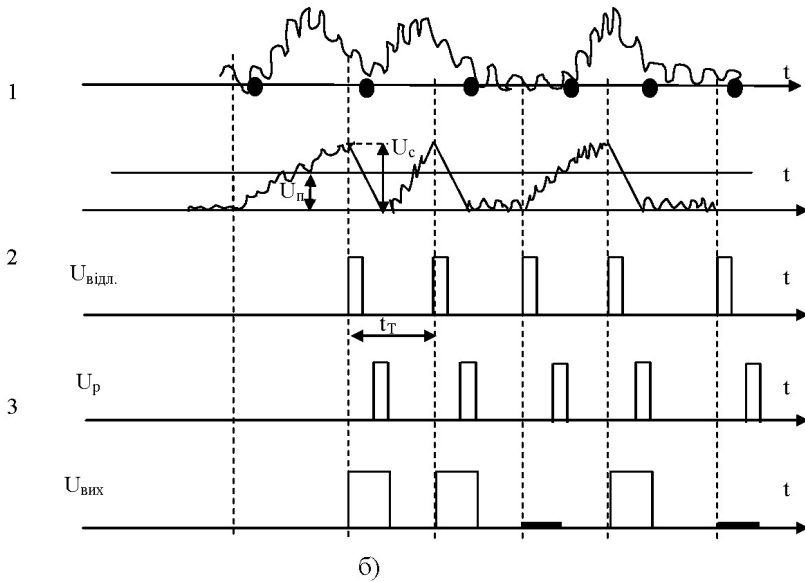
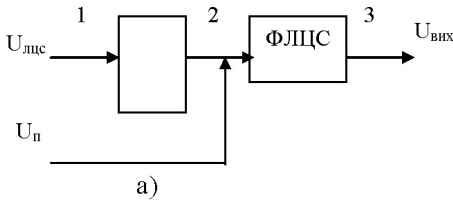


Рис. 2.10. Метод накоплення (інтегральний прийом)

На другий вхід 2 схеми «І» подається сигнал U відліку у вигляді послідовності вузьких імпульсів з частотою $f_T = 1/t_T$. У точці 3 схеми будуть імпульси, які відтворюють кодову комбінацію з відновленим тактовим інтервалом t_T . Якщо у момент появи тактового імпульсу $U_{\text{лцс}} > U_n$, то у точці 3 буде відновлено імпульс (логічна «1»), а якщо $U_{\text{лцс}} < U_n$, то у точці 3 буде відновлено низький рівень (логічний «0»).

У точці 4 буде сформовано лінійний цифровий сигнал без спотворень і завад.

Імпульси відліку повинні попадати у моменти, коли $U_{\text{лцс}}$ має максимальне значення. При зміщенні імпульсу з оптимальної позиції знижується завадостійкість метода, до цього ж приводить нестабільність порогової напруги U_n .

Переваги цього метода — у простоті реалізації.

Метод накопичення показано на *рис. 2.10*. Він дозволяє у випадку значних імпульсних завад мати високу завадостійкість, але у реалізації він складний.

На *рис. 2.10, в* показана реалізація простого інтегратора RC . Для роботи схеми необхідно сформувати дві послідовності тактових імпульсів, які трохи відрізняються за часом — імпульси відліку $U_{\text{відл}}$ та імпульси розрядки конденсатора C U_p , як показано на *рис. 2.10, б, в*.

Накопичення здійснюється на тактовому інтервалі t_T , і в кінці тактового інтервалу здійснюється відлік накопиченого сигналу у порівнянні з пороговою напругою U_n . На початку наступного тактового інтервалу здійснюється очищення інтегратора послідовністю U_p , і далі накопичується сигнал наступного тактового інтервалу. На виході формувача лінійного цифрового сигналу 3 формується відновлений лінійний цифровий сигнал.

У випадку, коли враховуються тільки власні завади, метод стробування і метод накопичення мають однакову завадостійкість, тому використовується метод стробування (однократного відліку), як простіший у реалізації.

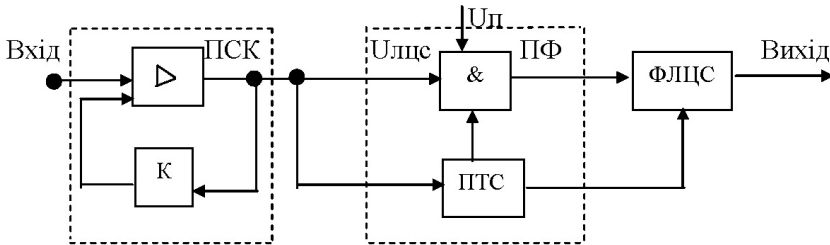


Рис. 2.11. Структурна схема регенератора

ПСК — підсилювач-коректор; К — коректор; ПФ — пристрій фільтрації від завад; $U_{лп}$ — порогова напруга $U_{ЛЦС}/2$; $U_{ЛЦС}$ — напруга підсиленого ЛЦС; ПТС — пристрій тактової синхронізації; & — схема порівняння (вирішувачий пристрій)

Обидва методи вимагають формування послідовності імпульсів з тактовим інтервалом. Інакше кажучи, необхідна синхронізація по тактам (тактова синхронізація).

Враховуючи вищесказане, структурна схема регенератора повинна виглядати так, як показано на рис. 2.11.

2.2.2. Тактова синхронізація у регенераторах

Вище була доведена необхідність тактової синхронізації. У загальному вигляді структурна схема пристрою синхронізації (ПТС) показана на рис. 2.12, а, б. ПТС можуть виконуватись по розімкненій схемі (рис. 2.12, а) і по замкненій схемі (рис. 2.12, б).

Пристрої тактової синхронізації розрізняються за способом одержання інформації по тактовій частоті.

ПТС можуть одержувати інформацію по робочому сигналу (по імпульсній послідовності лінійного цифрового сигналу, а можуть одержувати інформацію по спеціальному сигналу і каналу. Останній спосіб складний і дорожчий, тому в основному використовується ПТС по робочому сигналу (по ЛЦС).

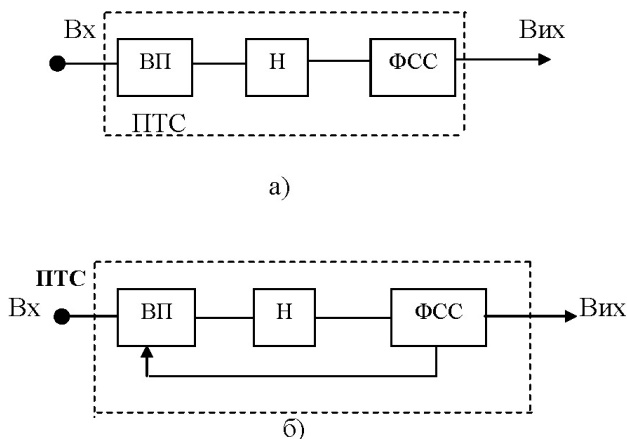


Рис. 2.12. Структурні схеми пристроїв тактової синхронізації

ВП — вхідний перетворювач; Н — накопичувач;
ФСС — формувач синхросигналу

Основними параметрами синхросигналу на виході ПТС, як імпульсної послідовності є:

- флуктація фази синхросигналу — x , $x = x_0 + \sqrt{D}$;
- де x_0 — математичне очікування (середнє значення);
- Д — дисперсія фази синхроімпульсів;
- час досягнення синхронного стану після перерви зв'язку «Т.д.сс»;
- ймовірність виходу із стану синхронізму через завади «Р.сс»;
- час підтримки синхронного стану при відсутності вхідного ЛЦС «Т.в.сс.».

Оптимальний вибір вказаних вище параметрів визначає завадостійкість регенератора у цілому.

На рис. 2.13, а показана функціональна схема ПТС розімкненого типу для квазітрійкового ЛЦС, а на рис. 2.13, б — види сигналів у характерних точках ПТС.

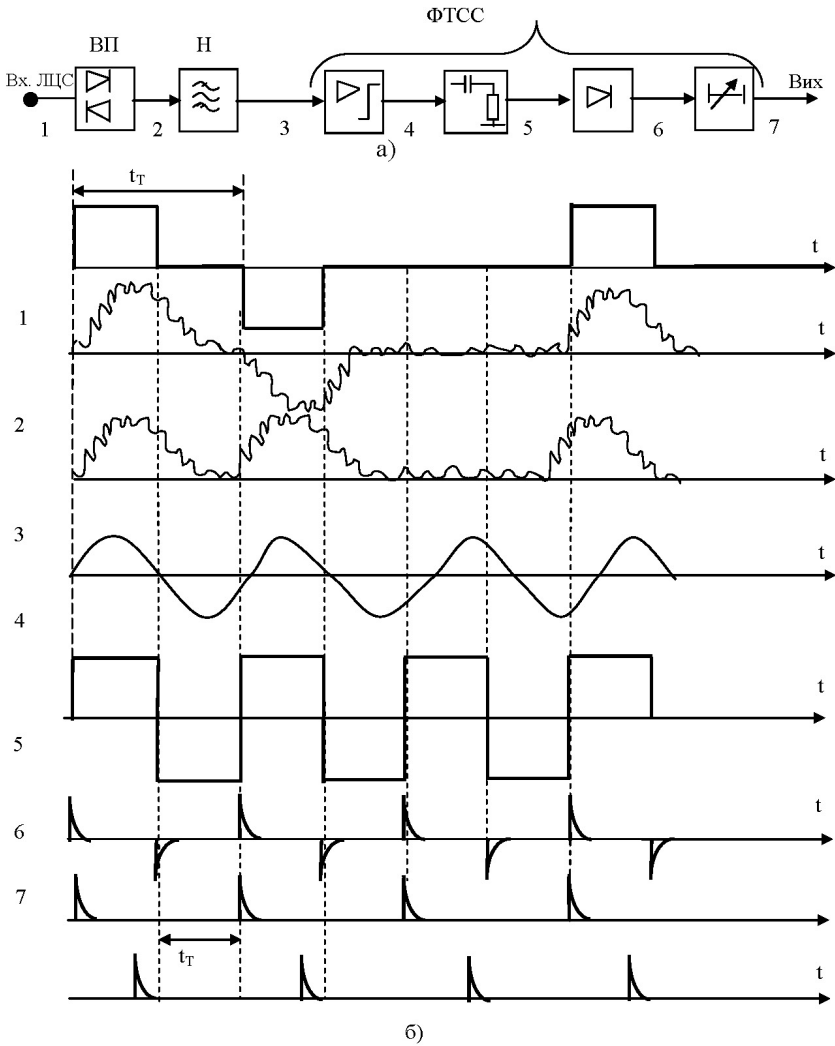


Рис. 2.13. Функціональна схема пристрою тактової синхронізації розімкненого типу та часові діаграми його роботи

На вхід ПТС лінійний цифровий сигнал попадає після підсилювача-коректора і має вигляд приблизно такий, як показано на *рис. 2.13, б* у точці 1. Такий сигнал, як видно з *рис. 2.11, г*, не має гармоніки тактової частоти, тому цей сигнал подається на вхід двохполуперіодного випрямляча, і тоді на виході у точці 2 сигнал буде таким, як показано на *рис. 2.13, б, 2*, а такий сигнал, як видно із *рис. 2.11, в* має гармоніку тактової частоти, яка і виділяється вузькосмуговим фільтром. Вона показана на *рис. 2.13, б, 3*. Далі гармоніка тактової частоти 3 подається на вхід підсилювача-обмежувача, на виході якого у точці 4 буде сигнал, близький до прямокутного. Після схеми диференціювання будуть вузькі імпульси від фронтів прямокутного сигналу (точка 5). Оскільки нам потрібна послідовність імпульсів із тактовим інтервалом (t_T), то після однонапівперіодного випрямляча вони з'являються у точці 6.

Для точного відновлення спотворених імпульсів ЛЦС, які поступають на вхід ПТС і, одночасно, на вхід схеми «І» регенератора, яка приймає рішення при порівнянні цього вхідного сигналу з пороговою напругою (U_p) у момент появи тактового імпульсу, необхідно, щоб тактовий імпульс знаходився у момент, коли амплітуда напруги ЛЦС (U_c) буде мати найбільше значення. Для виконання цієї вимоги на виході схеми ПТС включається лінія затримки, яка може регулювати час затримки. Час затримки вибирається таким, щоб тактовий імпульс з'являвся у момент, коли амплітуда ЛЦС буде мати максимальне значення. Від точності установки фази тактового імпульсу у значній мірі залежить точність і безпомилковість роботи регенератора, особливо, коли сигнал спотворений і знаходиться під впливом завад. Ці явища приводять до того, що фази імпульсів послідовності тактової частоти безперервно змінюють своє положення у часі відносно їх номінального положення у деяких межах. Це явище називають тремтінням фази тактової частоти, і воно дуже небезпечне, бо приводить до виникнення помилок при регенерації ЛЦС.

Причини виникнення фазового тремтіння (ФТ) імпульсів тактової частоти:

- флуктуації частоти коливань гармоніки тактової частоти на виході вузькосмугового фільтру (рис. 2.13, б, точка 3);
- неточність роботи підсилювача-обмежувача (зона нечутливості);
- випадкова шпаруватість ЛЦС;
- велика кількість нулів підряд у ЛЦС;
- завади, як власні завади, так і близькі за частотою до f_T сигнали, які проходять через вузькосмуговий фільтр разом із гармонікою тактової частоти.

Способи зменшення фазового тремтіння:

- виключити у ЛЦС випадки появи великої кількості «нулів» підряд, застосувати код високої густини «одиниць» (напр., КВЦ-3); (рис. 2.12);
- застосовувати високоякісний підсилювач-обмежувач;
- застосовувати високоякісний фільтр для виділення гармоніки тактової частоти з лінійною фазочастотною характеристикою (рис. 2.14);

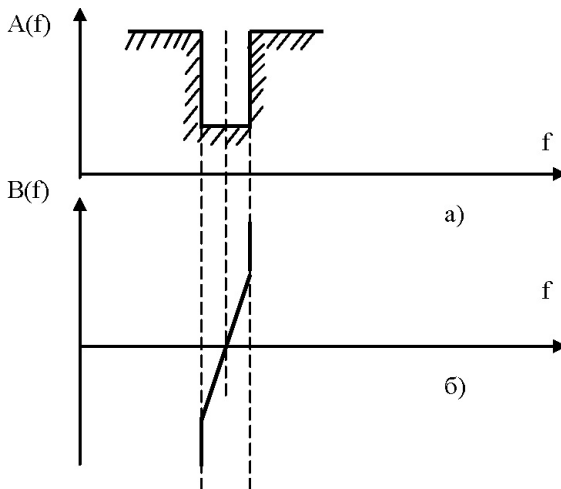
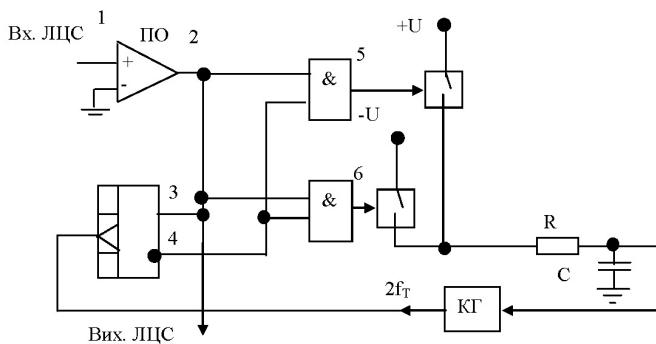
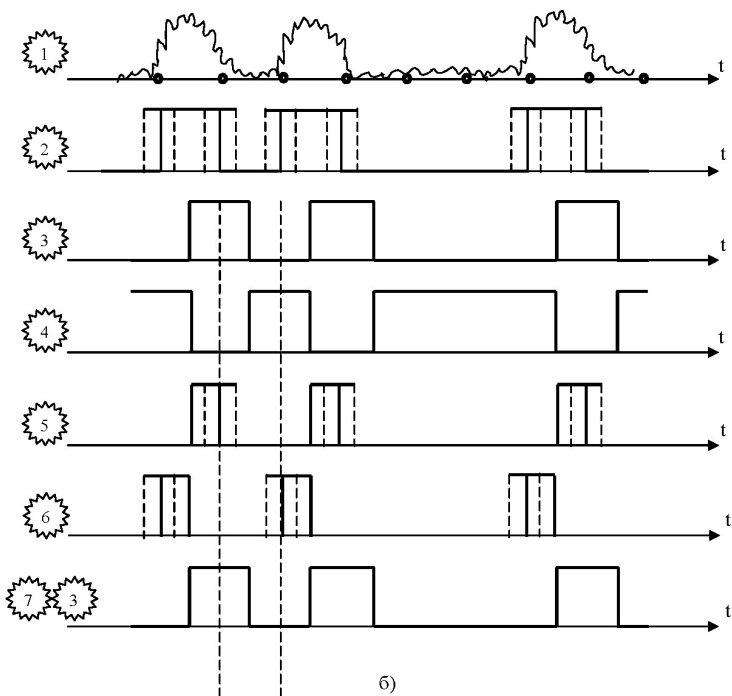


Рис. 2.14. Амплітудно-частотна характеристика фільтра а), фазочастотна характеристика фільтра б)



а)



б)

Рис. 2.15. Схема замкнутого пристрою тактової синхронізації та часові діаграми його роботи

- здійснювати переприйом по тактовій частоті;
- застосування замкнутих систем ПТС з фазовою автопідстройкою частоти (ФАПЧ) (рис. 2.15).

На рис. 2.15 керований генератор (КГ), який є у кожному регенераторі, підстроюється по фазі автоматично так, щоб у точках 5 і 6 площі половин імпульсів вхідних (точка 2) були однакові. Вихідна послідовність ЛЦС може бути взята як у точці 3, так і в точці 4. У цій послідовності ЛЦС фронти імпульсів не тремтять, тому що залежать від стану фронтів керованого генератора (КГ), які не мають тремтіння фази.

2.2.3. Корекція ЦЛТ. Функціональна схема регенератора

Спотворення форми імпульсів пов'язані з амплітудно-частотними і фазочастотними спотвореннями лінійного тракту регенераційної ділянки.

Якщо спостерігати на екрані осцилографу лінійний двійковий спотворений сигнал на вході регенератора за синхронізований тактовою частотою, то, у зв'язку із післясвіченням екрану осцилографу, будемо спостерігати зображення, як на рис. 2.16, б. Це зображення називають «око»-діаграма з амп-

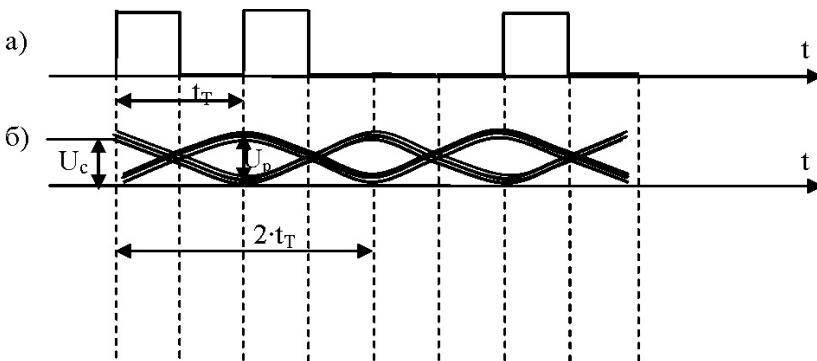


Рис. 2.16. «Око»-діаграма для двійкового сигналу

літудою імпульсу U_c і світлим проміжком всередині U_p — розкриттям «ока». При найбільшому розкритті «ока» спотворення двійкового сигналу в лінії будуть мінімальні. Як видно з *рис. 2.16, б* інтерференційні (міжсимвольні) завади не мають суттєвого впливу на процес регенерації методом однократного відліку (стробування) при розширенні імпульсу. Імпульс може розширитись у часі до двох тактових інтервалів ($2t_p$).

Збільшення розкриття «ока»-діаграми можливо при застосуванні корекції АЧХ і ФЧХ лінійного тракту. Але треба мати на увазі, що корекція хоч і зменшує ширину імпульсу (зменшує міжсимвольні завади), але збільшує ширину смуги частот лінійного тракту і, відповідно, збільшує власні (теплові) завади. У зв'язку із цим існує компроміс між величиною міжсимвольних і власних (теплових) завад і, значить, існує оптимальна ширина скоректованого імпульсу — оптимальна смуга частот корекції. У першому припущенні ширина імпульсу після корекції може дорівнювати двом тактовим інтервалам по осі часу. В цьому випадку впливи між сусідніми імпульсами будуть на фронтах, а на вершині імпульсів у момент прийняття рішення будуть відсутні.

Таким чином задача побудови підсилювача-коректора (ПСК) є задачею оптимальної фільтрації, але не в класичному понятті, коли оптимальний приймач знаходить сигнал в адитивному шумі, а задачею оптимального знаходження спотвореного міжсимвольною завадою сигналу на фоні адитивної завади.

Для метода регенерації стробуванням спотвореного імпульсу необхідно, щоб міжсимвольна завада була відсутня у момент стробування.

При використанні метода регенерації з накопичення сигналу (інтегральний метод), необхідна точніша корекція, яка не дозволить розширитись імпульсу більше, ніж на один тактовий інтервал.

Враховуючи попередні міркування, на *рис. 2.17* приведена функціональна схема регенератора для квазітрійкового ЛЦС.

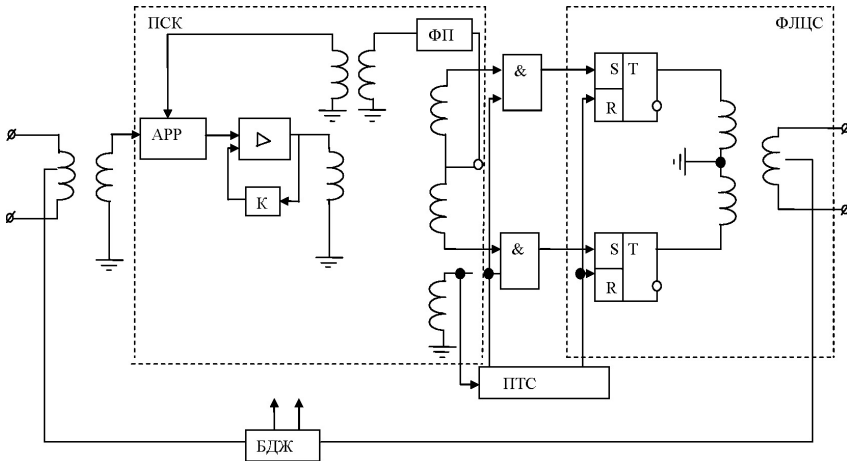


Рис. 2.17. Функціональна схема регенератора
квзітрійкового сигналу

ПСК — підсилювач-коректор; АРР — автоматичне регулювання рівня; К — коректор АЧХ лінійного тракту; ПТС — пристрій тактової синхронізації; ФП — формувач порогової напруги $U_{\text{п}}$; ФЛЦС — формувач лінійного цифрового сигналу; БДЖ — блок дистанційного електроживлення

Регенерація квазітрійкового сигналу здійснюється за двоканальною схемою — окремо відновлюються позитивні та негативні полярності імпульсів. Порогова напруга $U_{\text{п}}$ формується як середнє значення лінійного цифрового сигналу. Такий спосіб формування порогової напруги дає можливість підтримувати необхідне співвідношення між напругою імпульсу ЛЦС та напругою $U_{\text{п}}$ при коливаннях напруги імпульсу ЛЦС.

Якщо регенератор для квазітрійкового сигналу побудувати за одноканальною схемою, то необхідно виконувати двохполуперіодне виправлення ЛЦС (лінійне декодування). У ряді випадків це недоцільно, тому що перед регенерацією здійснюється нелінійне перетворення сигналів, що при деяких видах завад може зменшити захищеність сигналу від завад.

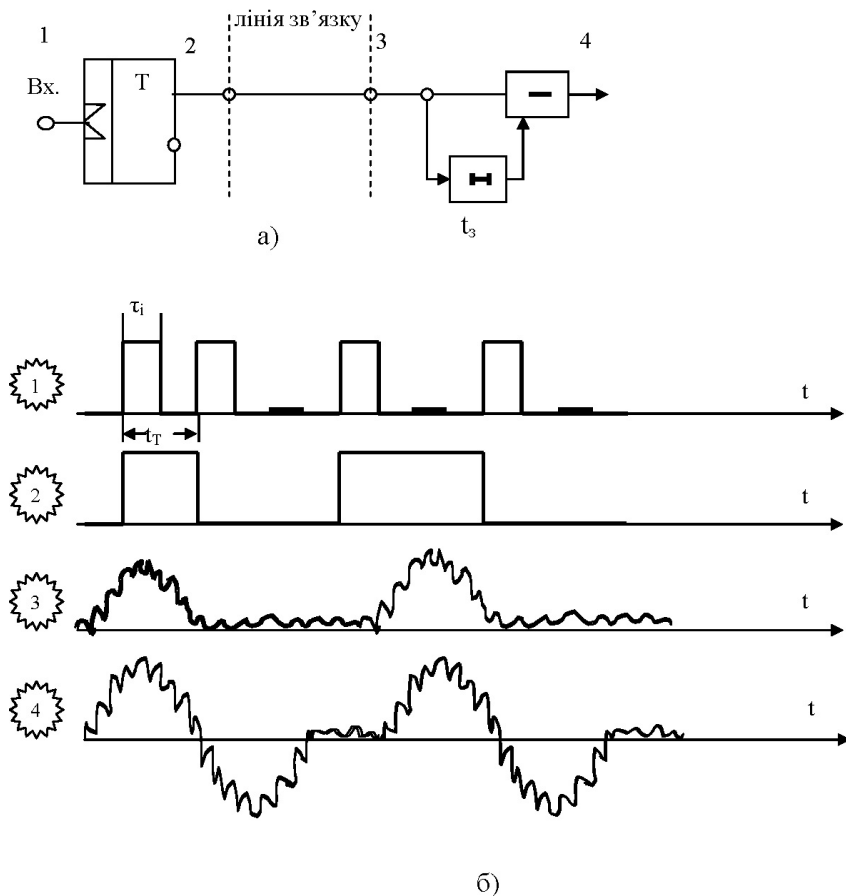


Рис. 2.18. Формування двійкового ЛЦС при $\tau_i = \tau_T$

У субпервинній ІКМ-15 у якості ЛЦС використовується двійковий сигнал з шириною імпульсу, яка дорівнює тактовому інтервалу, спосіб формування якого показано на рис. 2.18, а в точці 2. На вході регенератора такого сигналу включається від'ємна схема, на виході якої ЛЦС перетворюється на квазі-трійковий.

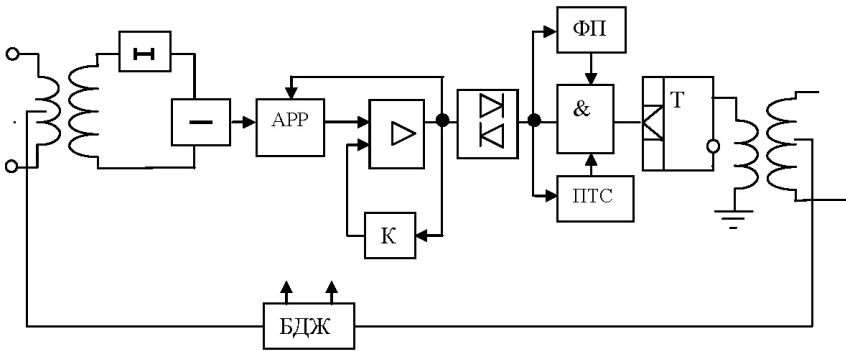


Рис. 2.19. Функціональна схема регенератора двійкового ЛЦС

Функціональна схема регенератора двійкового сигналу показана на рис. 2.19. Після підсилювача-коректора квазітрійковий сигнал випрямляється (перетворюється у двійковий) і далі відновлюється у одноканальній схемі і передається далі.

Такий спосіб прийому ЛЦС дозволяє в деякій мірі скомпенсувати низькочастотні завади лінійного тракту, тому що час затримки для низькочастотної завади незначний.

2.3. Завадостійкість регенератора. Довжина регенераційної ділянки

2.3.1. Допустима ймовірність помилки

У цифрових системах передачі якість каналу визначається коефіцієнтом помилки

$$K_{\text{пом}} = \frac{n_{\text{пом}}}{N_{\text{заг}}};$$

де $n_{\text{пом}}$ — кількість помилково прийнятих символів;
 $N_{\text{заг}}$ — загальна кількість переданих символів.

Ймовірність помилки визначається

$$K_{\text{пом}} = \frac{n_{\text{пом}}}{N_{\text{заг}}};$$

$$P_{\text{пом}} = \lim K_{\text{пом}};$$

$$T \rightarrow \infty.$$

При великих швидкостях передачі символів

$$K_{\text{пом}} \approx P_{\text{пом}}.$$

Помилково прийнятий символ викликає різку зміну амплітуди АІМ сигналу і неприємне «клацання», особливо при помилковому прийомі двох старших символів: полярності і старшого символу номера сегмента у каналному кодовому слові.

Параметри $K_{\text{пом}}$ звичайно користуються при вимірюваннях, а параметром $P_{\text{пом}}$ — при проектуванні, а також при обчислюваннях великих помилок при роботі регенераторів цифрових лінійних трактів (які входять до складу ОЦК і ЦТ) в умовах дії завад різного типу (власних шумів, шумів лінійних переходів та ін.).

Якість телефонного зв'язку вважається задовільною, якщо у кожному із каналів з'являється не більше одного «клацання» за хвилину. При $f_d = 8000$ Гц за хвилину передається $8000 \times 60 = 480000$ символів, якщо небезпечним вважаються помилки двох символів у каналній кодовій комбінації, то за хвилину треба врахувати $2 \times 480000 = 960000$ символів, з яких допускається тільки один помилковий. Такий допустимий коефіцієнт помилки $K_{\text{пом}}$, або ймовірність помилки допускається рівним:

$$K_{\text{пом}} \approx P_{\text{пом}} \leq \frac{1}{960000} \approx 10^{-6}.$$

Така норма встановлюється на довжину магістралі $L = 10\,000$ км.

На один кілометр $P_{\text{пом.}} \leq 10^{-6}/1000 = 10^{-9}$.

Якщо магістраль цифрової системи передачі має M однакових регенераторів і ймовірність помилки усіх регенераторів однакова ($P_{\text{пом. р.}}$), то ймовірність правильного прийому для одного регенератора буде $1 - P_{\text{пом. р.}}$, а для всього лінійного тракту:

$$1 - P_{\text{пом. л т}} = (1 - P_{\text{пом. р.}})^M.$$

При малих значеннях $P_{\text{пом. р.}}$

$$P_{\text{пом. л т}} \approx M \cdot P_{\text{пом. р.}} \quad (2.2)$$

При проектуванні цифрових трактів передачі бажано забезпечити $P_{\text{пом}} \leq 10^{-6}$. Для виконання цієї вимоги при міжнародному з'єднанні, максимальна довжина якого, у відповідності з рекомендаціями МККТТ, складає 27500 км, і повинні виконуватись більш жорсткі вимоги до значень $P_{\text{пом}}$ на різних ділянках з'єднання. Схема організації міжнародного з'єднання з розподілом значень $P_{\text{пом}}$ на різних ділянках показана на *рис. 2.20*.

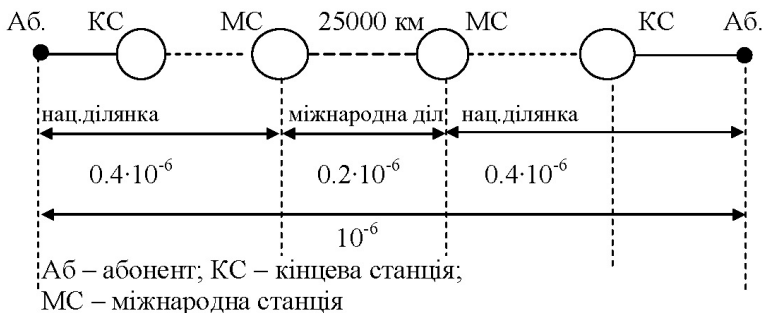


Рис. 2.20. Розподіл значень $P_{\text{пом.}}$ при міжнародному з'єднанні

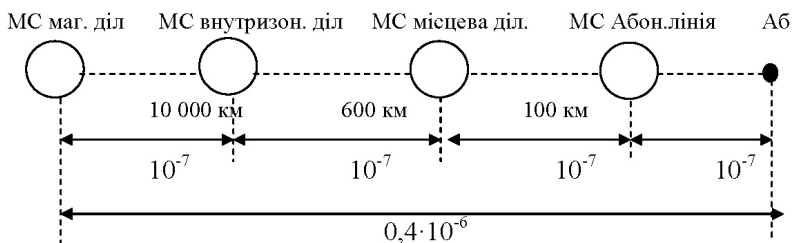


Рис. 2.21. Розподіл значень $P_{\text{пом}}$ на національній мережі

МС — мережева станція

Схема організації національного з'єднання у відповідності до норм Єдиної автоматизованої системи зв'язку України (ЄАСЗУ) показана на рис. 2.21.

Як видно з рис. 2.20 і 2.21, на кожну з двох національних ділянок міжнародного з'єднання відводиться норма $P_{\text{пом. нац.}} = 0,4 \cdot 10^{-6}$, що рівномірно розподіляється між ділянками лінії ОЦК:

$$P_{\text{пом. маг.}} = P_{\text{пом. в3.}} = P_{\text{пом. міс.}} = P_{\text{пом. аб.}} = 10^{-7}.$$

Тоді нормовані значення ймовірності помилки в розрахунку на 1 км лінійного тракту складають:

$$P_{\text{пом. маг. 1}} = \frac{10^{-7}}{1000(\text{км})} = 10^{-11};$$

$$P_{\text{пом. в3. 1}} = \frac{10^{-7}}{600(\text{км})} = 1,67 \cdot 10^{-10};$$

$$P_{\text{пом. міс. 1}} = \frac{10^{-7}}{100} = 10^{-9}.$$

Користуючись цими значеннями, можна визначити вимоги до лінійних регенераторів ЦСП, що працюють на відповідних ділянках лінії ОЦК.

У відповідності з Рек. G.821 для ОЦК на міжнародному з'єднанні вводяться такі три градації характеристик помилок для оцінки якості передачі:

— секунди з помилками (СП) — протягом одnoseкундного інтервалу виникає хоча б одна помилка;

— вражені помилки секунди (ВПС) — протягом одnoseкундного інтервалу виникає більш як 64 помилки, що відповідає $P_{\text{пом.}} = 10^{-3}$;

— хвилини низької якості передачі — протягом однохвилинного інтервалу виникає більш як 4 помилки, що відповідає $P_{\text{пом.}} = 10^{-6}$.

Якість передачі оцінюється довжиною інтервалів часу (у %), протягом якого виникають помилки. У відповідності з Рек. G 821 встановлені такі норми на параметри оцінки якості передачі:

СП — помилки можуть мати менше 8% одnoseкундних інтервалів (тобто не менше як у 92% вимірювань помилок не повинно бути);

ВПС — помилки можуть мати менше 0,2% одnoseкундних інтервалів (тобто не менш як у 99,8% вимірювань повинно бути не більше 64 помилок);

ХНЯ — помилки можуть мати менше 10% однохвилинних інтервалів (тобто не менше як у 90% повинно бути не більше 4 помилок).

Ці норми надані для ОЦК ($B=64$ кбіт/с) і відносяться до міжнародного гіпотетичного еталонного з'єднання (ГЕЗ) довжиною $L_{\text{ГЕЗ}} = 27500$ км.

2.3.2. Завадостійкість одиночного регенератора.

Очікувана ймовірність помилки

Згідно (2.2), у цифрових системах передачі помилки, що виникають на одній регенераційній ділянці, не залежать від помилок, які виникають на інших регенераційних ділянках. У зв'язку з цим вважають, що загальний коефіцієнт помилки визначається, як сума помилок окремих регенераційних ділянок. Останнє вимагає проводити розрахунок довжини регенераційної ділянки з урахуванням їх загальної кількості на магістралі, і тому вимоги до ймовірності помилок одної ділянки повинні бути більш високими.

Розрахунок довжини регенераційної ділянки проводиться згідно умови, що очікувана ймовірність помилки з окремої ділянки або всієї магістралі не перевищувала допустиму ймовірність помилки, яка приведена у п. 2.3.1.

Причиною виникнення помилок при передачі цифрового лінійного сигналу є шуми та завади, миттєве значення яких перевищує допустимі межі (U_n) у момент стробування у регенераторі, що призводить до помилки, коли замість високого рівня імпульсу (лог. «1») приймається низький (лог. «0») і навпаки.

Щоб уникнути помилок, необхідно на вході вирішуючого пристрою (схеми порівняння «І») регенератора забезпечити необхідне відношення сигнал/завада.

При використанні квазітрійкових сигналів помилка може виникнути у тому випадку, коли у момент прийняття рішення (стробування) миттєве значення напруги завади (U_z) перевищить допустиму величину (U_n) і буде мати полярність, протилежну значенню напруги лінійного цифрового сигналу (U_c).

Вважається, що діючі у цифрових трактах завади — як теплові, так і лінійних перехідних впливів — мають нормальне (гаусовське) розподілення, яке визначається формулою (2.3), (рис. 2.22):

$$W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.3)$$

де σ^2 — дисперсія потужності завад;

a — середнє значення.

Будемо вважати, що передається символ «0» (низький рівень сигналу), тоді ймовірність буде визначатися заштрихованою ділянкою рис. 2.22, і формулою 2.4.

$$P_{\text{пом}} = 1 - 2 \int_0^{U_{\text{п}}} W(x) dx. \quad (2.4)$$

Припустимо, що апіорна ймовірність появи у двійковому сигналі символів «1» і «0» однакова:

$$P(1) = 0,5; P(0) = 0,5.$$

Тоді апіорна ймовірність символів у квазітрійковому сигналі буде:

$$P_{(0)} = 0,5; P_{(-1)} = P_{(+1)} = 0,25.$$

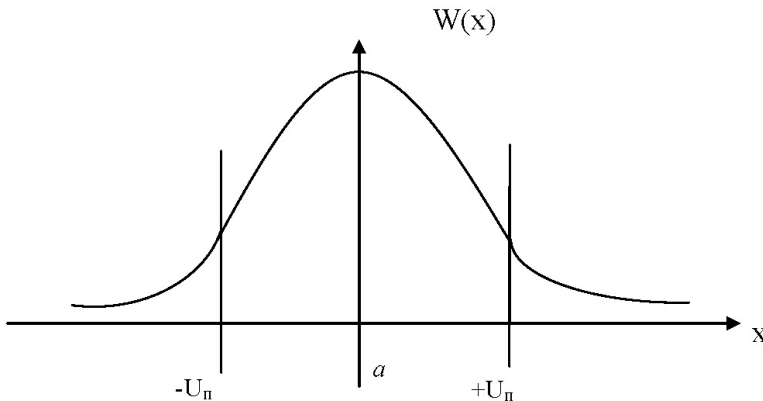


Рис. 2.22. Густина ймовірності завад з нормальним розподілом

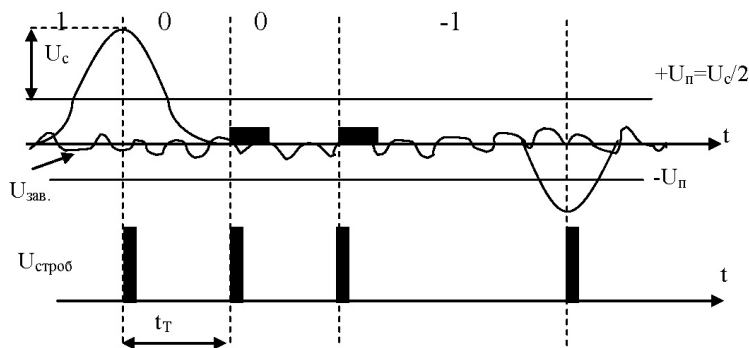


Рис. 2.23. Алгоритм прийняття рішень у регенераторі

Алгоритм стробування показано на рис. 2.23.

$$U_{\text{вих. рег.}} \rightarrow 1, \text{ якщо } U_c > U_n;$$

$$U_{\text{вих. рег.}} \rightarrow 0, \text{ якщо } -|U_n| > U_c < +U_n;$$

$$U_{\text{вих. рег.}} \rightarrow -1, \text{ якщо } |-U_c| > |-U_n|.$$

Випадки можливих помилок показані у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1. Можливі помилки і умови їх виникнення

№ п/п	Вид помилки	Умови виникнення	Ймовірність
1	1→0	$U_{\text{зав.}} > -U_n $	$P_{(1)} \cdot P[U_3 > -U_n]$
2	0→1	$U_{\text{зав.}} > U_n$	$P_{(0)} \cdot P[U_3 > U_n]$
3	0→-1	$U_{\text{зав.}} > -U_n $	$P_{(0)} \cdot P[U_3 > -U_n]$
4	-1→0	$U_{\text{зав.}} > U_n$	$P_{(-1)} \cdot P[U_3 > U_n]$
5	-1→1	$U_{\text{зав.}} > 3U_n$	$P_{(-1)} \cdot P[U_3 > 3U_n]$
6	1→-1	$U_{\text{зав.}} > -3U_n $	$P_{(1)} \cdot P[U_3 > -3U_n]$

Загальна ймовірність помилки:

$$P_{\text{пом}} = \sum_{i=1}^6 P_i;$$

$$P_{\text{пом}} = P_{(1)} \cdot P[U_3 > |-U_n|] + P_{(0)} \cdot P[U_3 > |-U_n|] + \\ + P_{(-1)} \cdot P[U_3 > U_n] + P_{(-1)} \cdot P[U_3 > 3U_n] + P_{(1)} \cdot P[U_3 > |-3U_n|],$$

тому що $P(1) = P(-1)$.

Тоді ймовірність загальної двохзначної помилки («0» → «1» або «0» → -1) визначиться:

$$P_{\text{пом}} = P(0) \cdot P_{\text{пом.дв.}} + P(-1) \cdot P_{\text{пом.одн.}} + P(+1) \cdot P_{\text{пом.одн.}} = \\ = P_{\text{пом.дв.}} \left[P(0) + \frac{1}{2} (P(-1) + P(+1)) \right] = \frac{3}{4} P_{\text{пом.дв.}}. \quad (2.5)$$

із врахування апіорних ймовірностей помилки і того, що

$$P_{\text{пом.одн.}} = \frac{1}{2} P_{\text{пом.дв.}}$$

З формул (2.3) і (2.4) можна записати, що ймовірність двозначної помилки буде:

$$P_{\text{пом.дв.}} = 1 - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-U_n}^{+U_n} e^{-\frac{(x-a)^2}{\sigma^2}} dx = \frac{2}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{+U_n}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} dx.$$

Оскільки середнє значення $a = 0$ і з урахуванням (2.5):

$$P_{\text{пом.дв.}} = \frac{3}{4} \times \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_{+U_0}^{\infty} e^{-\frac{U^2}{2}} dU,$$

де $U = \frac{x}{U_N}$; $U_N = \sigma$ — ефективне значення напруги завади.

$$U_0 = \frac{U_{\text{п}}}{2U_N}; \quad U_{\text{п}} = \frac{1}{2}U_c.$$

Захищеність:

$$A_3 = 20 \lg \frac{U_c}{U_N} = 20 \lg \frac{2U_{\text{п}}}{U_N} = 20 \lg 2U_0,$$

де $2U_0 = 10^{0,05A_3}$.

Тоді зв'язок між ймовірністю помилки і захищеністю на вході регенератора можна записати:

$$P_{\text{пом}}(A_3) = \frac{3}{4} \times \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \times \int_{\frac{10^{0,05A_3}}{2}}^{\infty} e^{-\frac{U^2}{2}} dU.$$

Таким чином видно, що зв'язок між ймовірністю помилки і захищеністю здійснюється через складну функцію — інтеграл ймовірності.

Для розрахунків використовуються значення із таблиць, які приведені у ряді видань, наприклад [2].

Таблиця 2.2. Залежність $P_{\text{пом}}$ від A_3

$P_{\text{пом}}$	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}
$A_3, \text{дБ}$	17,7	18,8	19,7	20,5	21,1	21,7	22,2	22,6	23

Всі твердження, приведені вище, не враховують багато чинників, що впливають на ймовірність помилки одиночного регенератора. Висновки зроблені для випадку ідеального положення стробуючого синхроімпульсу, порогової напруги — $U_{\text{п}}$, відсутності міжсимвольної завади та ін.

Врахування всіх впливів ставлять дуже складне математичне завдання. Тому результати розрахунку уточнюються після розрахунку необхідної захищеності.

Розрахункова захищеність знижується згідно таблиці 2.3.

Таблиця 2.3. Зниження захищеності
з урахуванням різних факторів

№ п/п	Причини зниження захищеності (A_z)	Величина зниження (A_z , дБ)
1	Флуктуації фази стробуючих імпульсів (фазове тремтіння)	1,7
2	Випадкове відхилення форми ЛЦС	1,0
3	Необхідна фільтрація	0,5
4	Міжсимвольні завади	3,1
5	Температурні відхилення	1,5
6	Випадкові флуктуації вихідних імпульсів	0,4
	Разом	8,2

2.3.3. Розрахунок довжини регенераційної ділянки на неметалевому кабелі

Розрахунок довжини регенераційної ділянки на коаксіальному кабелі. Переважаючими завадами у коаксіальному кабелі є теплові (власні) завади, потужність яких визначається за формулою:

$$dP_{\text{вл.з}} = k \cdot T \cdot df,$$

де k — постійна Больцмана.

Потужність власних завад пропорційна смузі частот (приросту смуги частот).

У смузі частот від «0» до f_T :

$$P_{\text{вл.з}} = kT \int_0^{f_T} F(f) \cdot g(f) df, \quad (2.6)$$

де: $F(f)$ — коефіцієнт шуму підсилювача регенератора;

$g(f)$ — передаточна функція підсилювача регенератора.

З метою спрощення розрахунків вважають, що коефіцієнт передачі підсилювача по потужності не залежить від частоти:

$$g_{\Pi} = e^{\alpha_0 \sqrt{\frac{f_T}{f_0}}},$$

а коефіцієнт передачі коректора залежить від частоти:

$$g_k = e^{\alpha_0 \sqrt{\frac{f}{f_0}}} \times e^{-\alpha_0 \sqrt{\frac{f_T}{f_0}}},$$

f_0 — частота, на якій зосереджена максимальна енергія лінійного цифрового сигналу.

Після підстановки останнього в (2.6) та інтегрування отримаємо формулу для теплових (власних) завад для послідовно з'єднаних підсилювача та коректора [2]:

$$P_{\text{ВЛ.З}} = 2kT \cdot F_1 \cdot f_T \frac{e^x}{x},$$

де $x = 2\alpha_0 \sqrt{\frac{\Phi}{f_0}}$; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; $T = 290^\circ \text{ K}$; $F_1 = 3,162 \approx 3$;

Φ — швидкість передачі біт/с.

Для квазітрійкового сигналу $f_T = \Phi_0$; $f_T = 2f_0$.

Захищеність $A_3 = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\text{зав}}}$;

$$P_c = \frac{U_1^2}{Z} = \frac{3^2 \cdot 10^3}{75} = 120 \text{ мВт} (U_c = 3 \text{ В}).$$

Тоді, як показано в [2]:

$$\frac{e^x}{x} = \frac{4,74 \cdot 10^{12}}{10^{0,1 A_3} \cdot \Phi}.$$

Після повної підстановки і з врахуванням інших факторів одержимо формулу для визначення очікуваної захищеності сигналу від теплових (власних) завад для коаксіального кабелю:

$$A_{3,\Pi} = 126,76 + 10 \lg [2A_1 \sqrt{\Phi}] - A_1 \sqrt{\Phi} - q - \sigma, \quad (2.7)$$

де: $A_1 = \alpha_1 l$ — згасання регенераційної ділянки на $f_1 = 1$ мГц;
 Φ — швидкість передачі інформації (Мбіт/с);
 q — допуск на виготовлення регенераторів — 3 дБ;
 σ — інші завади згідно табл. 2.3.

Розрахунок довжини регенераційної ділянки здійснюється методом проб і помилок. Для магістралі, що проектується, приймаємо приблизну довжину регенераційної ділянки (l) і визначаємо її згасання $A_1 = \alpha_1 l$. Потім підставляємо A_1 і інші дані у формулу (2.7) і визначаємо $A_{зк}$. З табл. 2.2 знаходимо ймовірність помилки $P_{оч.}$ і порівнюємо її з допустимою ймовірністю, користуючись нормами, приведеними у розділі 2 ($P_{доп.}$).

При порівнянні необхідно:

$$P_{оч.} \leq P_{доп.} \quad (2.8)$$

Змінюючи $l_{р.д.}$, домагаємось виконання (2.8).

Розрахунок довжини регенераційної ділянки на симетричному кабелі. У симетричному кабелі переважають завади лінійних переходів, що виникають за рахунок перехідних сигналів між парами провідників, по яких передаються сигнали інших ЦСП (як правило, однотипних).

Розрізняють перехідний вплив на ближній кінець (рис. 2.24, а) і перехідний вплив на дальній кінець (рис. 2.24, б) регенераційної ділянки.

Захищеність на ближньому кінці.

Рівень сигналу на вході регенератора:

$$P_{вх.} = P_0 - \alpha_0 \cdot l, \quad (2.9)$$

$$\text{де: } P_0 = 10 \lg \frac{U_{\text{макс}}^2 \cdot 10^3}{Z};$$

l — довжина регенераційної ділянки;

α_0 — коефіцієнт згасання на розрахунковій частоті f_0 ($f_0 = 1/2f_T$).

Рівень середньої потужності завад за рахунок перехідних впливів (P_{30}) буде:

$$P_{30} = P_{o, \text{cp}} - A_{o, \text{cp}} + 10 \lg n, \quad (2.10)$$

де: $A_{o, \text{cp}}$ — середнє перехідне згасання на ближньому кінці;
 n — кількість цифрових трактів у кабелі (впливаючих пар);

З (2.9) і (2.10) можна записати:

$$P_{\text{вх}} - P_{30} = A_{o, \text{cp}} + P_o - P_{o, \text{cp}} - \alpha_0 l - 10 \lg n. \quad (2.11)$$

$$P_o - P_{o, \text{cp}} \approx 3 \text{ дБ.}$$

Перетворимо ліву частину (2.11) шляхом додавання і віднімання P_3 ($P_{\text{вх}} - P_3$) + ($P_3 - P_{30}$) і допустимо, що $P_3 - P_{30} = 3$ дБ і загальні завади за потужністю у 2 рази більші завад перехідних на ближній кінець.

Тоді захищеність від перехідних завад буде:

$$A_{30} = A_{o, \text{cp}} - \alpha_0 l - 10 \lg n.$$

З урахуванням допусків на неточність виготовлення регенераторів і відхилення значень A_0

$$A_{30} = A_{o, \text{cp}} - \alpha_0 l - 10 \lg n - q - \sigma_0, \quad (2.12)$$

де: q — допуск на неточність виготовлення регенераторів;
 $q \approx 3$ дБ; σ_0 — допуск на інші відхилення; σ — (4–6) дБ.

Захищеність на дальньому кінці:

У відповідності з *рис. 2.24, б* проведемо аналогічні перетворення:

$$P_{3, \text{д}} = P_{o, \text{cp}} - A_{\text{д}, \text{cp}} + 10 \lg (n-1);$$

$$P_{\text{вх}} - P_{3, \text{д}} = A_{\text{д}, \text{cp}} + P_o - P_0 - \alpha_0 l - 10 \lg (n-1);$$

$$A_{3, \text{д}} = A_{\text{д}, \text{cp}} - \alpha_0 l - 10 \lg (n-1).$$

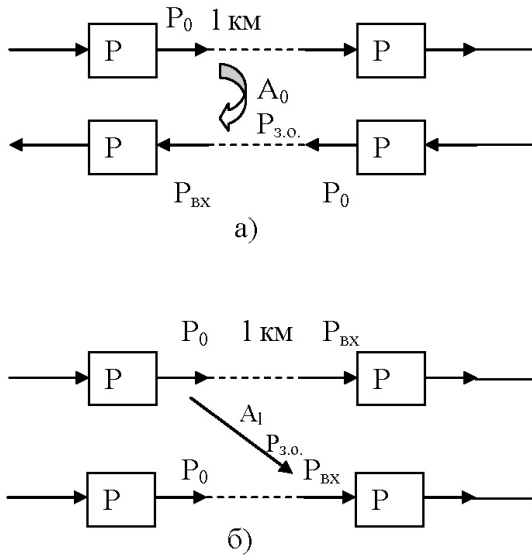


Рис. 2.24. Перехідний вплив на ближній (A_0) і дальній (A_l) кінці регенераційної ділянки

З урахуванням поправок:

$$A_{3.д} = A_{д.ср} - \alpha_0 l - 10 \lg(n-1) - q - \sigma_d. \quad (2.13)$$

Захищеність від перехідних завад на дальньому кінці ($A_{3.д.}$) значно більша, ніж захищеність на ближньому кінці ($A_{3.0.}$), тому що згасання $A_{д.ср} \gg A_{0.ср}$.

При необхідності зменшення перехідних впливів намагаються при проектуванні перенести вплив на дальній кінець, що досягається використанням двокабельної схеми організації двостороннього зв'язку.

Розрахунок довжини регенераційної ділянки здійснюється так, як і для коаксіального кабелю: підбирають довжину регенераційної ділянки, потім визначають захищеність по формулах (2.12) і (2.13) і по захищеності визначають очікува-

ну ймовірність помилки. Очікувану ймовірність помилки порівнюють з допустимою.

2.4. Параметри основного цифрового каналу

Канал тональної частоти (ТЧ) являє собою сукупність засобів та середовища розповсюдження, які забезпечують передачу сигналу електрозв'язку у межах ефективної смуги частот 0,3 ... 3,4 кГц.

Основні параметри каналу ТЧ цифрових систем передачі з імпульсно-ковою модуляцією (ЦСП — ІКМ) нормуються рекомендаціями міжнародного консультативного комітету МККТТ та, в основному, співпадають з відповідними параметрами каналу аналогових систем передачі. Але є й специфічні параметри каналу ТЧ ЦСП, що пов'язані з методом формування ІКМ сигналу: дискретизація аналогового сигналу за часом, квантування амплітуди імпульсу та кодування у двійковий сигнал, що викликає необхідність застосовувати спеціальні методи вимірювання параметрів.

Далі розглянемо методи вимірювання основних параметрів каналу ТЧ, які застосовуються у процесі налагодження та експлуатації ЦСП, та наведемо нормативні значення цих характеристик і параметрів.

2.4.1. Залишкове згасання каналу ТЧ

За своїм призначенням канал ТЧ може використовуватися у 2-проводовому та 4-проводовому закінченні (рис. 2.25).

Усі нормовані рівні передачі у характерних точках каналу ТЧ (2-проводового та 4-проводового закінчень) відносять до умовної точки номінального нульового відносного рівня — ТНВР. Такою умовною точкою прийнято вважати точку 2-проводового входу каналу ТЧ при передачі гармонічного контрольного сигналу з частотою f_k .

Залишковим згасанням каналу A_r називається його робоче згасання, яке визначається як алгебраїчна різниця суми усіх робочих згасань і суми усіх робочих підсилювань на контрольній частоті f_k .

$$A_r = \sum_i A_i - \sum_i S_i.$$

Залишкове згасання можливо визначити також як різницю рівнів передачі на вході та виході каналу:

$$A_r = P_{\text{вх}} - P_{\text{вих}}, \text{ дБ.} \quad (2.14)$$

Номінальні значення рівнів передачі на вході та виході каналу ТЧ у точках 2-проводового та 4-проводового закінчень каналу наведено на рис. 2.25.

Тоді, відповідно, залишкове згасання каналу ТЧ у точках 2-проводового закінчення буде:

$$A_r = P_{\text{вх}} - P_{\text{вих}} = 0 - (-7) = 7, \text{ дБ;}$$

4-проводового закінчення буде:

$$A_r = P_{\text{вх}} - P_{\text{вих}} = -13 - 4 = -17, \text{ дБ.}$$

Від'ємне значення залишкового згасання каналу у точках 4-проводового закінчення означає, що канал у 4-проводовому закінченні має підсилення 17 дБ.

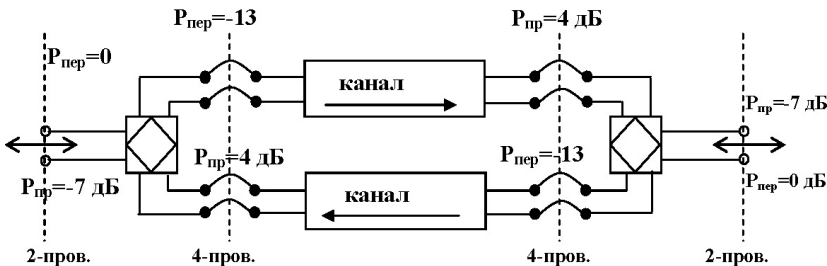


Рис. 2.25. Структурна схема каналу ТЧ

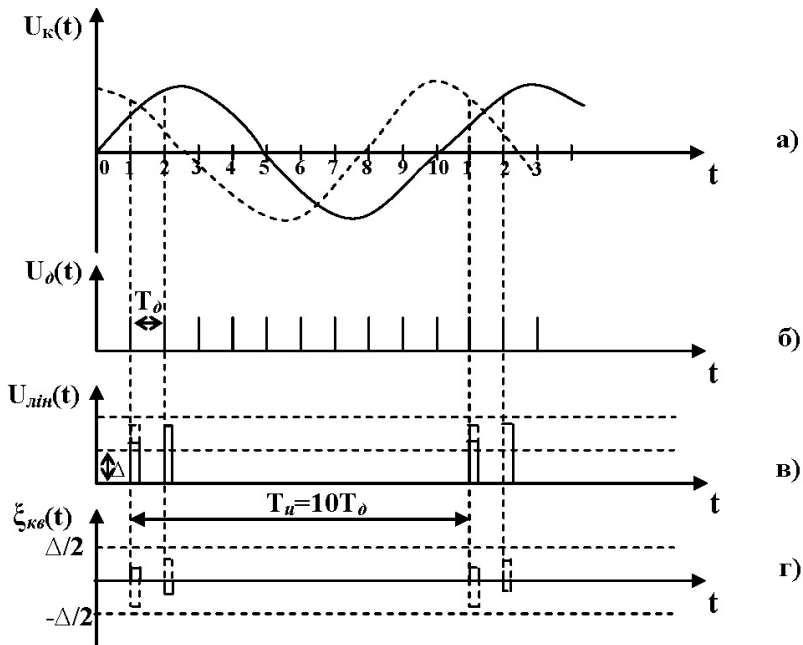


Рис. 2.26. Дискретизація та квантування гармонічного сигналу з частотою $f_k = 800$ Гц із різною початковою фазою

У якості контрольного вимірювального сигналу для каналу ТЧ аналогових систем передачі використовується гармонічний сигнал з частотою $f_k = 800$ Гц.

Для каналу ТЧ цифрових систем передачі з ІКМ заборонено використовувати субгармоніки частоти дискретизації $f_d = 8$ кГц. Це обмеження можливо пояснити, якщо розглянути часові діаграми на рис. 2.26.

Припустимо, що в якості контрольного вимірювального сигналу використовується гармонічний сигнал $U_k(t)$ з частотою $f_k = 800$ Гц та нульовою початковою фазою (рис. 2.26, а — безперервна лінія), то при дискретизації за часом з частотою $f_d = 8$ кГц (рис. 2.26, б) отримаємо послідовність імпульсів

з періодом $T_i = 10T_d$, які будуть мати миттєве значення амплітуди $U_{\text{AIM}}(t)$ (рис. 2.26, в — безперервна лінія). Тоді і помилка квантування $\xi_{\text{кв}}(t)$ при кодуванні відліків АІМ-сигналу буде мати значення, наведені на рис. 2.26, г безперервною лінією.

Якщо початкова фаза сигналу $U_k(t)$ зміниться (рис. 2.26, г — пунктирна лінія), то помилка квантування $\xi_{\text{кв}}(t)$ (рис. 2.26, г — пунктирна лінія) в тих же самих точках відліку буде іншою. Таким чином, помилка квантування і потужність завад квантування будуть залежати від початкової фази контрольного вимірювального сигналу, якщо його частота (f_k) буде субгармонікою частоти дискретизації (f_d).

Аналогічно зміна початкової фази контрольного сигналу викликати похибку при вимірюванні залишкового згасання каналу (A_r).

Визначено, що похибка вимірювання залишкового згасання за рахунок впливу зміни початкової фази контрольного сигналу буде незначною, якщо контрольні сигнали матимуть частоти 804...805 Гц, 900 Гц і 1010 Гц.

При вимірюванні залишкового згасання одночасно із традиційними засобами (генератор і вимірювач рівня) використовуються спеціальні прилади, наприклад, прилад експлуатаційних вимірювань каналів ТЧ ЦСП сільського зв'язку (ПЭИ — ИКМ; ПЭИ — С та ИСПТК).

На рис. 2.27 наведена схема вимірювання залишкового згасання каналу ТЧ, який створено на апаратурі ЦСП ІКМ.

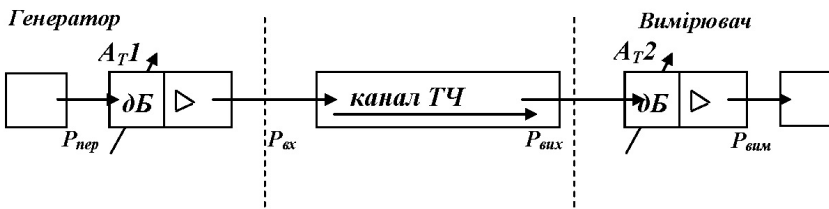


Рис. 2.27. Схема вимірювання залишкового згасання каналу ТЧ

На схемі генератор приладу має на виході постійний нульовий відносний рівень $P_{\text{пер}} = 0$ дБ, і цей рівень може регулюватись ступінчатим атенюатором A_{r1} .

Вимірювач також має на виході ступінчатий атенюатор A_{r2} . Атенюатори забезпечують необхідні рівні сигналів на вході каналу ТЧ та на вході вимірювача рівнів.

Згасання атенюаторів вибирається таким, щоб забезпечити номінальний рівень сигналу на виході каналу у відповідності з формулою (2.14).

2.4.2. Частотні характеристики каналу ТЧ

Лінійними характеристиками каналу зв'язку як чотириполосника є амплітудно-частотна (АЧХ) та фазочастотна (ФЧХ).

АЧХ каналу ТЧ називають залежність залишкового згасання каналу від частоти. Для зручності нормування користуються залежністю приросту (нерівномірності) залишкового згасання (підсилення) на поточній частоті при порівнянні з залишковим згасанням на контрольній (вимірювальній) частоті f_k :

$$\Delta A_r(f) = A_c(f) - A_c(f_k). \quad (2.15)$$

ФЧХ каналу ТЧ називають залежність різниці початкової фази сигналу на вході і виході каналу від частоти. Але для зручності та точності вимірювання ФЧХ і її нормування використовують залежність групового часу проходження сигналу від частоти (ГЧП):

$$t_{\text{ГЧП}} = \frac{d\phi}{d\omega}.$$

Залежності $\Delta A_r(f)$ та $\Delta t_{\text{ГЧП}}(f)$ нормуються спеціальними шаблонами, які наведено на *рис. 2.28* та *рис. 2.29*.

Для вимірювання АЧХ каналу ТЧ апаратури ІКМ використовують схему (*рис. 2.27*) з попереднім калібруванням вимірювача рівнів шляхом установки стрілки приладу на нульо-

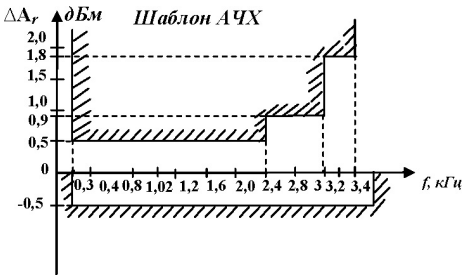


Рис. 2.28.

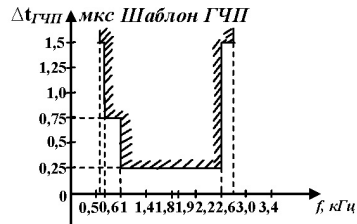


Рис. 2.29.

ву відмітку шкали при подачі на вхід каналу вимірювального сигналу з номінальним рівнем.

Поточні частоти, на яких проводиться вимірювання АЧХ, вибираються некратними частоті дискретизації $f_d = 8$ кГц і дорівнюють $f = 300, 805, 1010, 3000, 3400, 4600$ Гц.

$$\Delta A_r(f) = -\Delta P_{\text{вих}}(f) = P_{\text{вим}}(f),$$

де $P_{\text{вим}}(f)$ — показання стрілки вимірювача рівня.

2.4.3. Амплітудна характеристика каналу ТЧ

Амплітудною характеристикою (АХ) називають залежність залишкового згасання (A_r) від зміни рівня сигналу на вході каналу у порівнянні з номінальним.

Прийнято вимірювати та представляти амплітудну характеристику як відхилення залишкового згасання каналу ΔA_r від номінального значення при номінальному рівні сигналу на вході каналу:

$$\Delta A_r(P_{\text{вх}}) = A_r(P_{\text{вх}}) - A_r(P_{\text{вх}} = P_{\text{вх.ном.}}).$$

Відхилення залишкового згасання обумовлюється нелінійністю як в індивідуальному, так і у груповому обладнанні ЦСП. Відповідно до рекомендацій МККТТ залежність характеристики відхилення залишкового згасання, яка вимірюється

у діапазоні вхідних рівнів від $-55...+3$ дБ при використанні гармонічного сигналу із частотами у діапазоні $700...1100$ Гц, повинна уміщатися у шаблон *рис. 2.30*.

Відхилення залишкового згасання каналу ТЧ системи ІКМ нормується шаблоном *рис. 2.31* у діапазоні вимірювальних рівнів $-10...5$ дБ із використанням гармонічного сигналу з частотою $f_k = 805$ Гц, 1010 Гц або 1020 Гц. Спосіб і схема вимірювання АХ такі ж, як при вимірюванні залишкового згасання:

$$\Delta A_r(P_{\text{пер}}) = P_{\text{пер}} - \Delta P_{\text{вих}}(P_{\text{пер}}),$$

де $P_{\text{пер}}$ — відносний рівень передачі на виході генератора приладу;

$\Delta P_{\text{вих}}(P_{\text{пер}})$ — відхилення рівня сигналу на виході каналу ТЧ від номінального значення, яке показує стрілка вимірювача рівня (*рис. 2.27*).

Важливим параметром при дослідженні АХ каналу ТЧ є рівень порогу перевантаження $P_{\text{пор}}$. Поріг перевантаження визначається рівнем гармонічного сигналу, максимальний відлік якого заповнить увесь динамічний діапазон кодера (всі рівні квантування).

Вимірювання рівня порогу перевантаження можливо виконати за допомогою аналізатора кодових комбінацій або за допомогою осцилографа, підімкненого на виході каналу ТЧ. У першому варіанті при повільній зміні рівня генератора за допомогою аналізатора кодових комбінацій фіксують стан, коли кодова комбінація на виході кодера буде найбільша. Цей стан буде відповідати порогу перевантаження. У другому варіанті за допомогою осцилографа фіксують обмеження верхівок максимального значення гармонічного сигналу на виході каналу ТЧ.

Теоретичний рівень перевантаження у системах ІКМ складає $P_{\text{пор}} = 3,14$ дБ.

Вимірювання рівня порогу перевантаження у каналах апаратури ІКМ 15 здійснюється за допомогою спеціальних контрольно-вимірювальних приладів непрямим методом.

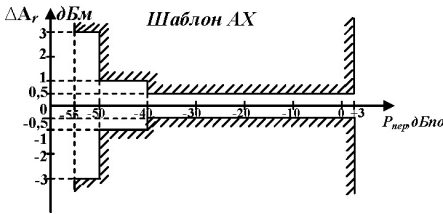


Рис. 2.30.

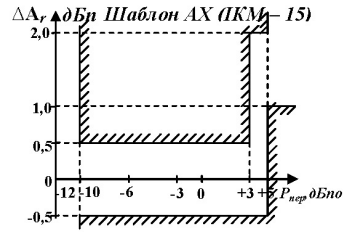


Рис. 2.31.

Для цього вимірюють залишкове згасання при номінальному відносному рівні передачі генератора, який дорівнює $P_{\text{пер}} = 0$ дБ та завищеному на 5 дБ. При апроксимації АХ лінійною залежністю можливо зазначити той пороговий рівень $P_{\text{пер}}$, при якому $A_r(P_{\text{пер}})$ перевищить допустимі межі зміни залишкового згасання $A_{r \text{ доп}} = A_{r \text{ ном}} + 1,0$ дБ.

2.5. Шум квантування

При квантуванні АІМ-сигналу по амплітуді виникають специфічні помилки $\xi_{\text{кв}}(t)$, які викликають спотворення корисного сигналу $U_c(t)$ у каналі ТЧ ЦСП з ІКМ. Ці спотворення називають шумом квантування. Ці помилки квантування $\xi_{\text{кв}}(t)$ є випадковим процесом, тому що викликаються випадковим сигналом. Потужність шуму квантування визначається формулою:

$$P_{\text{ш.кв}} = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} U_c^2 W_{\xi}(U_c) dU_c,$$

де: $W_{\xi}(U_c)$ — щільність розподілу ймовірності значень $\xi_{\text{кв}}(t)$;
 Δ — крок квантування.

У випадку рівномірного квантування в інтервалі від $-\Delta/2$ до $\Delta/2$ щільність ймовірності $W_{\xi}(U_c) = 1/\Delta$. Тоді потужність шумів квантування на опорі навантаження $R_{\text{н}} = 1$ Ом, буде:

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (2.16)$$

При квантуванні двополярних сигналів з максимально можливою амплітудою кількість рівнів квантування визначається формулою:

$$M = \frac{2|U_{\text{макс}}|}{\Delta} + 1. \quad (2.17)$$

При квантуванні однополярних сигналів (симетричний код):

$$M' = \frac{|U_{\text{макс}}|}{\Delta} + 1. \quad (2.18)$$

Підставимо (2.17) та (2.18) у (2.19), одержимо формулу для потужності шуму квантування відповідно для натурального та симетричного кодів:

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_{\text{макс}}^2}{(M-1)^2};$$

$$P'_{\text{ш.кв}} = \frac{1}{12} \cdot \frac{U_{\text{макс}}^2}{(M'-1)^2}.$$

Відомо, що завади і шуми у каналах зв'язку оцінюються захищеністю:

$$A_{\text{з.ш.кв}} = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш.кв}}} \right) = 20 \lg(M-1) + 10 \lg 3;$$

$$A_{\text{з.ш.кв}} = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P'_{\text{ш.кв}}} \right) = 20 \lg(M'-1) + 10 \lg 12.$$

при умові, що $U_c = U_{\text{макс}}$.

Якщо кодова канална комбінація має m — двійкових розрядів, то:

$$A_{3.ш.кв} \approx 6m + 4,8, \text{ дБ};$$

$$A'_{3.ш.кв} \approx 6m' + 10,8, \text{ дБ}.$$

При лінійному квантуванні захищеність від шумів квантування у всьому робочому динамічному діапазоні лінійно зменшується при зменшенні амплітуди сигналу, тому на практиці використовують нерівномірне квантування.

Нерівномірне квантування дозволяє зменшити необхідне число розрядів m у кодовій каналній комбінації та забезпечити постійну захищеність ($A_{3.ш.кв}$) у заданому динамічному діапазоні сигналів передачі:

$$A_{3.ш.кв} \approx 6m - 10,1, \text{ дБ}. \quad (2.19)$$

Захищеність від шумів квантування ($A_{3.ш.кв}$) визначається різницею рівнів сигналу (P_c) та шуму квантування ($P_{ш.кв}$), тобто $A_{3.ш.кв} = P_c - P_{ш.кв}$.

Як встановлено, шуми квантування визначаються не тільки даними амплітудної характеристики квантування, але й характером перетворення сигналу. Тому МККТТ рекомендує нормувати $A_{3.ш.кв}$ як для гармонічного (синусоїдального) сигналу, так і для псевдовипадкового сигналу (ПВС). Під псевдовипадковим сигналом розуміють сигнал, миттєві значення складових якого в діапазоні частот 0,1...0,2 кГц розподілені за нормальним законом і який має спектр частот, що не виходить за межі 0,35...0,55 кГц, у якому повинно бути не менше 25 складових з інтервалом між ними не більше 8 Гц. ПВС отримують за допомогою спеціального генератора псевдовипадкової послідовності (ГПВП), на виході якого увімкнено калібрований смуговий фільтр.

На *рис. 2.32* і *2.33*, наведено шаблони $A_{3.ш.кв}$ від рівня вимірювального сигналу на вході каналу ТЧ відповідно для псевдовипадкового сигналу та гармонічного сигналу. Ці шаблони

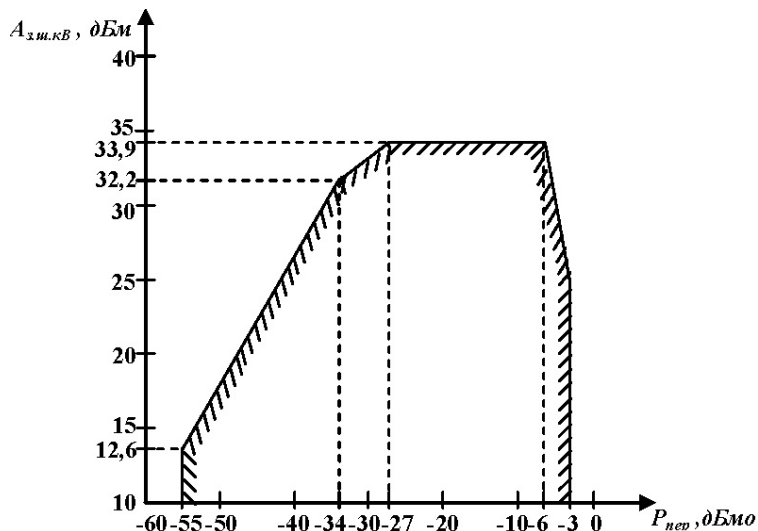


Рис. 2.32. Шаблон захищеності від шумів квантування у каналі ТЧ при вимірюванні псевдовипадковим сигналом

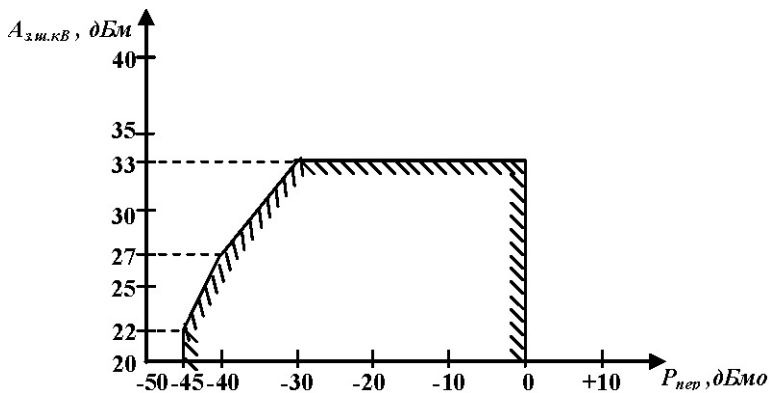


Рис. 2.33. Шаблон захищеності від шумів квантування у каналі ТЧ при вимірюванні гармонічним сигналом
 $f_{\text{к}} = 1010 \text{ (1020) Гц}$

обмежують нижню межу діапазону можливих значень $A_{3.ш.кв}$, яка у динамічному діапазоні вхідного сигналу 35 дБ знаходиться не нижче 33 дБ. Дійсно, при 8-розрядній кодовій комбінації відповідно співвідношення (2.19) ця норма повністю забезпечується $A_{3.ш.кв} = 6 \cdot 8 - 10,1 > 33$ дБ.

Швидке зменшення норми на захищеність від шумів квантування при завищених рівнях сигналу обумовлено зростанням обмежень, які визиваються порогом перевантаження кодера.

Для вимірювання захищеності від шумів квантування у каналах ТЧ ЦСП сільських телефонних мереж використовується гармонічний вимірюючий сигнал з частотою $f_k = 1010$ (1020) Гц. Схема вимірювання представлена на *рис. 2.34*. Вимірювання $A_{3.ш.кв}$ від рівня вхідного сигналу здійснюється у два етапи.

Спочатку у положенні ключа (S1) 1 вимірюють зважений рівень сигналу на виході каналу ТЧ ($P_{вих}$) з шириною смуги частот 0,3...3,4 кГц.

Потім у положенні ключа 2 вимірюють зважений рівень шумів квантування $P_{ш.кв}$ ($P_{ш}$). У цьому положенні ключа (2) перша гармоніка не проходить на вимірювач рівня, тому що вона не пропускається режекторним фільтром.

Захищеність сигналу від шуму квантування визначається за формулою

$$A_{3.ш.кв}(P_{вих}) = P_{вих} - P_{ш.кв}(P_{вих}).$$

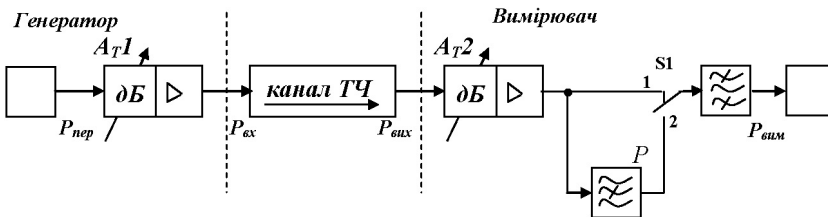


Рис. 2.34. Схема вимірювання захищеності від шуму квантування

Вимірювання $P_{\text{вих}}$ і $P_{\text{ш.кв}}$ здійснюється вимірювачем рівня (ВР) з включеним зважуючим психометричним фільтром (ПсФ). Якщо проградувати вимірювач рівня так, щоб стрілка індикатора знаходилась на відмітці «0» шкали ВР, то захищеність сигналу від шумів квантування ($P_{\text{вих}}=0$ дБ) буде чисельно дорівнювати величині зваженого шуму квантування, взятої з протилежним знаком.

2.6. Розбірливий перехідний вплив між каналами ТЧ

Перехідний вплив між каналами систем передачі викликає велику заважаючу заваду. Особливо неприємна завада виникає від розбірливого перехідного впливу (РПВ). Заважаючу дію перехідної розмови оцінюють захищеністю від розбірливого перехідного впливу ($A_{\text{з.рпв}}$) як різницю між рівнем корисного сигналу ($P_{\text{вих}}$) та рівнем завади ($P_{\text{рпв}}$), які вимірюються на виході каналу ТЧ:

$$A_{\text{з.рпв}} = P_{\text{вих}} - P_{\text{рпв}}.$$

Вимірювання РПВ здійснюється не менше ніж у двох каналах, які знаходяться безпосередньо за впливаючим каналом та у двох каналах перед впливаючим. У каналах ТЧ апаратури ІКМ рекомендується проводити вимірювання захищеності від розбірливих перехідних впливів, які викликаються міжсимвольними спотвореннями на дальньому кінці на вимірювальній частоті сигналу $f_{\text{к}}=1010$ Гц. Схема вимірювань наведена на *рис. 2.35*. Смуговий фільтр (ПсФ — 1,01) являє собою вузько смуговий фільтр з резонансною частотою 1,01 кГц і смугою пропускання 24 Гц.

У відповідності з нормативним значенням величина захищеності від РПВ між каналами на дальньому кінці повинна бути не меншою ніж 65 дБ.

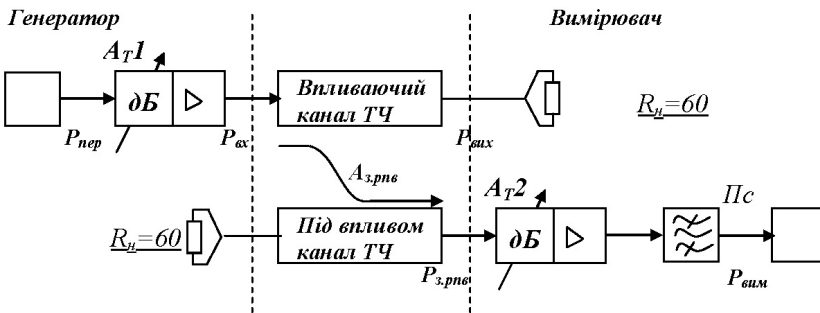


Рис. 2.35. Схема вимірювання захищеності від розбірливих перехідних впливів між каналами ТЧ

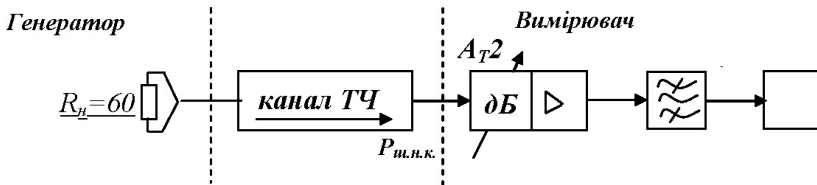


Рис. 2.36. Схема вимірювання шумів незайнятого каналу ТЧ

2.7. Шуми незайнятого каналу

Шуми незайнятого каналу (ШНК) визначаються положенням амплітудної характеристики (АХ) квантування кодера відносно «нульової» точки (рис. 2.36).

Під впливом ряду дестабілізуючих факторів, наприклад, таких як нестабільність джерел електроживлення, розкиду параметрів елементів аналогової частини кодера, температурних нестабільностей та ін., можлива поява заважаючої напруги, яка викликає відхід «нуля» амплітудної характеристики

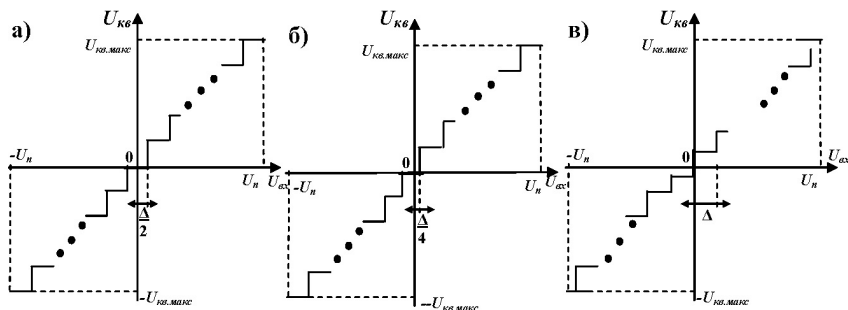


Рис. 2.37. Амплітудна характеристика квантування кодера відносно «нульової» точки

квантування кодера (рис. 2.37). Це призводить до погіршення якості передачі розмовних сигналів, яка виявляється у збільшенні потужності завад на виході каналу ТЧ.

На рис. 2.37 а, б видно, що шуми незайнятого каналу матимуть місце, якщо напруга шуму на виході каналу ТЧ перевищить відповідно величини $\Delta/2$; $\Delta/4$; де Δ — крок квантування у центральному сегменті амплітудної характеристики квантування кодера. У випадку, наведеному на рис. 2.37, в, шуми незайнятого каналу завжди будуть на виході каналу.

Кількісна оцінка шумів у незайнятому каналі визначається за величиною психофотметричного рівня потужності шумів (завад) у точці нульового відносного рівня.

Вимірювання рівня потужності зважених шумів незайнятого каналу здійснюється через психофотметричний фільтр згідно схеми рис. 2.36, за умовою відсутності передачі сигналів по усіх інших каналах.

Контрольні питання до розділу

1. Наведіть структурну схему лінійного цифрового тракту та поясніть призначення елементів.

2. Наведіть основні вимоги до лінійного цифрового тракту.

3. Який код називається квазітрійковим? Які його переваги перед іншими кодовими послідовностями?

4. Який код називається кодом високої густини (КВЩ-3)? Як він формується?

5. Поясніть, які спотворення та завади виникають в лінійних цифрових трактах?

6. Які способи відновлення сигналу з суміші «сигнал — завада» вам відомі?

7. Поясніть особливості відновлення сигналу за методом стробування.

8. Поясніть особливості відновлення сигналу за методом накопичення.

9. Наведіть структурні схеми пристроїв тактової синхронізації. Поясніть їх особливості.

10. Назвіть основні параметри синхросигналу на виході пристрою тактової синхронізації.

11. Назвіть причини фазового тремтіння імпульсів тактової частоти в пристроях тактової синхронізації.

12. Наведіть приклади способів зменшення фазового тремтіння імпульсів.

13. Яку функцію може виконувати «Око»-діаграма для двійкових сигналів?

14. Поясніть спосіб регенерації квазітрійкового коду.

15. Дайте визначення коефіцієнта помилки та ймовірності помилки при передачі повідомлень. В яких випадках вони переважно використовуються?

16. Яка величина помилки закладається при проектуванні цифрових трактів передачі інформації?

17. Які три градації характеристик помилок вводяться у відповідності з Рек. G.821 для ОЦК на міжнародному з'єднанні для оцінки якості передачі?

18. Які норми у відповідності з Рек. G 821 встановлені на параметри оцінки якості передачі?

19. Які завади є переважаючими у коаксіальному кабелі?
20. Які завади є типовими для симетричних кабелів?
21. Що являє собою залишкове згасання каналу тональної частоти? Як воно визначається?
22. Яка частота контрольного вимірювального сигналу використовується для каналу ТЧ аналогових систем передачі?
23. Чому ця частота не допустима для цифрових систем передачі з ІКМ?
24. Що являє собою АЧХ каналу ТЧ?
25. З яких умов виходять при виборі частот для вимірювання АЧХ цифрового каналу ТЧ?
26. Що називають амплітудною характеристикою каналу ТЧ?
27. В чому полягає фізична сутність рівня порогу перевантаження? Як він визначається в каналах ТЧ?
28. Дайте фізичну інтерпретацію терміну «захищеність» сигналу від шумів.
29. Як залежить величина захищеності каналу від кількості розрядів квантування?
30. Як оцінюють захищеність від розбірливого перехідного впливу між каналами передачі?
31. Яке нормативне значення захищеності між каналами?
32. Як визначаються шуми незайнятого каналу? Чим обумовлені вказані шуми?

РОЗДІЛ 3

Структура транспортної системи СЦІ

3.1. Склад та особливості транспортної мережі СЦІ

Принципами СЦІ передбачається створення на мережі зв'язку універсальної транспортної системи.

Транспортна система/мережа (ТС) — це інфраструктура, що органічно поєднує мережні ресурси, які виконують функції:

- передачі інформації;
- контролю й керування.

Основною особливістю транспортної мережі СЦІ є її універсальність, тобто здатність транспортувати сигнали навантаження різного виду.

Відповідно до Регламенту СЦІ для мереж України в якості інформаційної ТС СЦІ в якості навантаження допускаються наступні сигнали:

- Є1, Є3 і Є4 — Європейської ПЦІ;
- DS1, DS2 і DS3 — Північноамериканської ПЦІ;
- чарунки ATM;

- пакети IP;
- кадри Ethernet;
- інші сигнали нових видів.

Перелік цифрових потоків ПЦІ й відповідні їм швидкості передачі наведені в таблицях 3.1, 3.2.

Таблиця 3.1. Ієрархія цифрових потоків Європейської ПЦІ

Рівень ПЦІ/PDH	0	1	2	3	4
Назва сигналу ПЦІ	Є0	Є1	Є2	Є3	Є4
Швидкість передачі, кбіт/с	64	2048	8448	34368	139264
Скорочене позначення швидкостей, Мбіт/с		2	8	34	140

Таблиця 3.2. Ієрархія цифрових потоків Північноамериканської ПЦІ

Рівень ПЦІ/PDH	0	1	2	3	4
Назва сигналу ПЦІ	DS0	DS1	DS2	DS3	DS4
Швидкість передачі, кбіт/с	64	1544	6312	44736	274176
Скорочене позначення швидкостей, Мбіт/с		1,5	6	45	274

Універсальність ТС СЦІ досягається завдяки використанню принципу контейнерних перевезень: сигнали навантаження «розміщуються» у нових цифрових структурах — віртуальних контейнерах, які й переміщуються в транспортній мережі СЦІ. Мережні операції з віртуальними контейнерами (введення/вивід, оперативне перемикання) виконуються незалежно від виду їхнього навантаження. У пункті призначення сигнали навантаження «вивантажуються» з контейнерів у вихідному виді.

Таким чином, транспортна мережа СЦІ являє собою всевітньо прозору мережу й може використовуватися для розвитку будь-яких діючих мереж.

3.2. Побудова інформаційної транспортної мережі СЦІ

Транспортна мережа СЦІ має чітку порівнявну будову й містить три топологічно незалежні функціональні рівні (рис. 3.1):

- рівень каналів;
- рівень трактів;
- рівень середовища передачі.

Рівень каналів підтримує служби комутації каналів, комутації пакетів, оренди каналів і ін. Мережі рівнів каналів з'єднують різні комплекти кінцевої апаратури СЦІ і термінали користувачів.

Групи каналів поєднуються в групові тракти різних рангів, які утворюють рівень трактів, що ділиться на два мережних рівні:

- рівень трактів нижнього рангу;
- рівень трактів верхнього рангу.

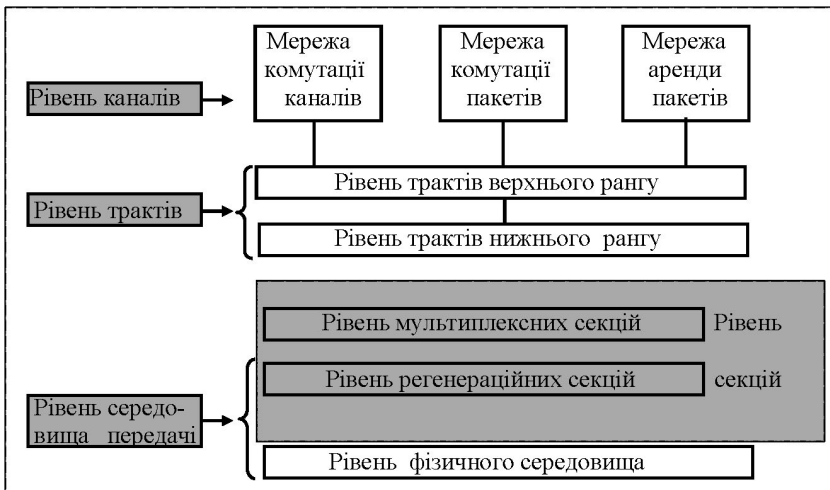


Рис. 3.1. Порівнявна будова інформаційної мережі СЦІ

У **рівні трактів** здійснюється програмний і дистанційний контроль і керування з'єднаннями. Всі тракти кінчаються в апаратурі оперативного перемикавання (АОП), що входить до складу мультиплексорів або автономної. За допомогою АОП тракти резервуються, крос-комутуються і відгалужуються. При цьому можливо створення і обслуговування кільцевих, розгалужених і інших ефективних мережних конфігурацій.

У **рівні середовища передачі** групові тракти організуються в лінійні. Рівень середовища передачі підрозділяється на рівень секцій і рівень фізичного середовища.

Як фізичне середовище використовуються волоконно-оптичні або радіорелейні лінії.

Секції виконують всі функції, які забезпечують передачу інформації між двома вузлами рівня трактів. При цьому рівень секцій розділяється на два підрівні:

- рівень мультиплексних секцій (MS);
- рівень регенераційних секцій (RS).

Мультиплексна секція забезпечує передачу інформації між пунктами, де кінчаються або перемикаються тракти (рис. 3.2). У рівні мультиплексних секцій можливе резервування.

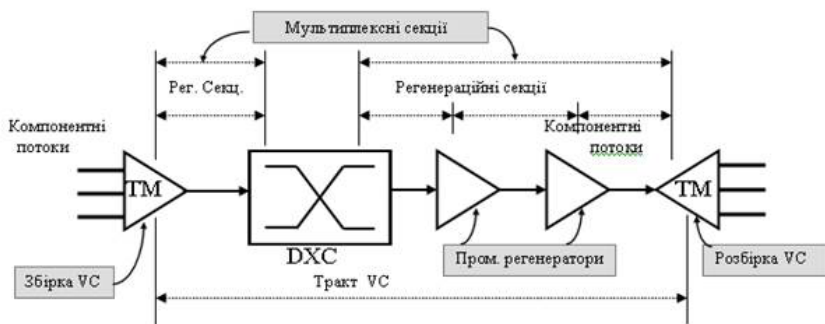


Рис. 3.2. Структурна схема ділянки мережі СЦ

Регенераційна секція забезпечує передачу інформації між регенераторами або між регенераторами й пунктами закінчення або комутації трактів (рис. 3.2).

Інформаційна мережа побудована відповідно до функціональних рівнів, що пов'язані відносинами клієнт/послуга. Клієнтом верхнього рівня є КОРИСТУВАЧ. Сам верхній рівень у свою чергу виступає як клієнт для наступного рівня і т. д. Кожний мережний рівень має певні точки доступу і свої засоби контролю й керування, що мінімізує операції при аваріях і знижує вплив аварії на інші рівні. Функції кожного рівня не залежать від способу фізичної реалізації нижнього обслуговуючого рівня. Кожний рівень може створюватися й розвиватися незалежно.

Автономність рівнів дозволяє незалежно впроваджувати нові технології в кожному рівні, більш ефективно використовувати засоби резервування й обмежувати вплив аварій на інші рівні, що дозволяє досягти найбільш високих іконіко-економічних показників.

3.3. Інформаційні структури СЦІ

3.3.1. Ієрархія швидкостей передачі

Принципи транспортної системи СЦІ реалізуються на апаратному рівні за допомогою інформаційних цифрових структур, які створюються в мережних рівнях секцій і трактів.

Основними інформаційними структурами є:

- синхронні транспортні модулі СТМ-N;
- віртуальні контейнери ВК-п.

Синхронні транспортні модулі СТМ-N використовуються в рівні секцій і являють собою формат лінійних сигналів.

Числа $N = 1, 4, 16, 64, 256$ — це рівні СЦІ.

Базовим сигналом SDH є модуль СТМ-1 зі швидкістю передачі 155,52 Мбіт/с. Ієрархія швидкостей передачі СТМ-N

утворюються множенням на N швидкості першого рівня й наведена в табл. 3.3.

Таблиця 3.3. Ієрархія швидкостей передачі СТМ- N

Рівень СЦІ	Синхронний транспортний модуль	Швидкість передачі, Мбіт/с
1	СТМ-1	155,52
4	СТМ-4	622,08
16	СТМ-16	2488,32
64	СТМ-64	9953,28
256	СТМ-256	39813120

Двісті п'ятдесят шостий рівень синхронної цифрової ієрархії СТМ-256 є найвищим стандартизованим рівнем СЦІ. Технічно він уже реалізований. За прогнозами фахівців, серйозне комерційне використання устаткування СТМ-256 розпочалось в 2004 році.

Для полегшення використання СЦІ в радіолініях і мережах доступу МСЕ в Рек. G.708 прийняв нульовий рівень синхронної цифрової ієрархії СТМ-0. Його швидкість дорівнює 51,84 Мбіт/с, що становить $1/3$ від швидкості СТМ-1.

Таким чином, у цей час СЦІ має шість рівнів ієрархії.

3.3.2. Структура циклів синхронних транспортних модулів

Тривалість циклу СТМ- N будь-якого рівня однакова і становить 125 мкс, що відповідає частоті повторення циклів 8000 Гц.

Одномірне подання циклу СТМ-1 наведено на *рис. 3.3, а*.

Цикл СТМ-1 складається з 9 груп по 270 байт кожна. На початку кожної групи виділяється службовий заголовок по 9 байт.

Для зручності огляду цикл СТМ-1 зображується у вигляді таблиці, що складається з 9 рядків і 270 стовпців (*рис. 3.3, б*).

Таблиця містить $9 \times 270 = 2430$ елементів. Кожний елемент складає 1 байт (8 біт) і відповідає цифровому каналу зі швидкістю передачі:

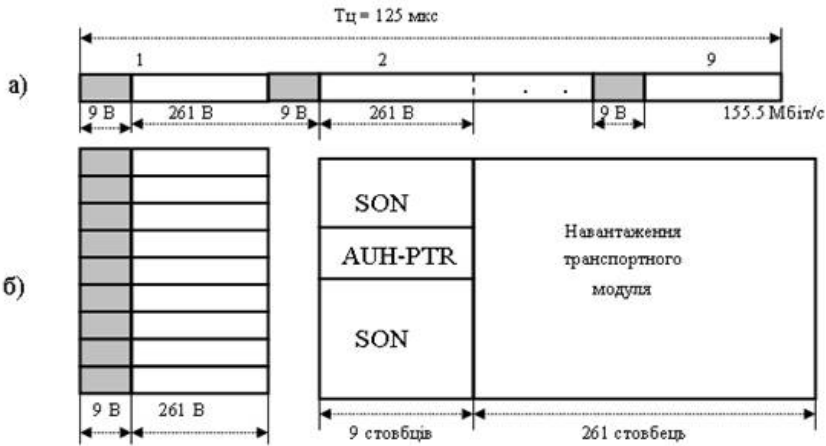


Рис. 3.3. Одномірне (а) і двовимірне (б) подання циклу STM-1

$$V_{\text{симв.}} = 8000 \text{ симв.} / A \times 8 \text{ симв.} / \text{кан. інт.} = 64 \text{ кбіт/с.}$$

Вся таблиця відповідає швидкості передачі першого рівня СЦІ

$$V_{\text{STM-1}} = 64 \text{ кбіт} / \text{с} \times 2430 \text{ елем.} = 155520 \text{ кбіт/с.}$$

Перші 9 стовпців, тобто 1/30 частина циклу STM-1 займають службові сигнали: секційний заголовок SON і показник PTR.

Секційний заголовок SON підтримує обслуговування транспортної системи на рівні секцій.

Показник PTR забезпечує введення корисного навантаження в цикл транспортного модуля й визначає зсув позиції першого байта навантаження відносно початку циклу транспортного модуля.

Інші 261 стовпець віддаються під навантаження STM-1.

3.3.3. Структура циклу STM-N

Сигнал STM-N можна одержати шляхом прямого поканального об'єднання N сигналів STM-1 (рис. 3.4) або шляхом каскадного об'єднання за схемою чергування груп кодових слів:

$4 \times \text{STM-1} > \text{STM-4}$, $4 \times \text{STM-4} > \text{STM-16}$, $4 \times \text{STM-16} > \text{STM-64}$, $4 \times \text{STM-64} > \text{STM-256}$.

При використанні каскадного об'єднання число кодових слів у групі дорівнює кратності об'єднання попереднього каскаду.

Як видно з рис. 3.4, структура циклу STM-N аналогічна структурі циклу STM-1, тобто $1/30$ частина циклу STM-N займає службовий заголовок, а інша частина віддається під навантаження.

Відмінність полягає в тому, що протягом циклу STM-N тривалістю 125 мкс передаються $N \times 9 \times 270$ байт. Тому швидкість передачі сигналу STM-N дорівнює $N \times 155,52$ Мбіт/с.

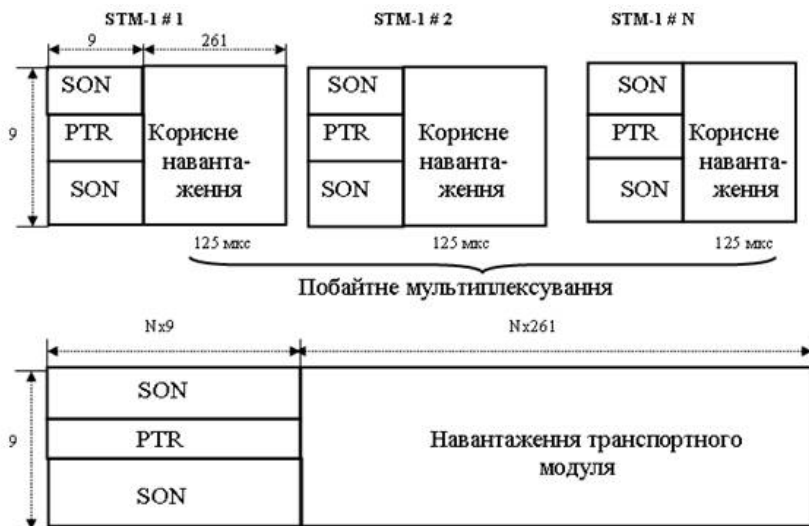


Рис. 3.4. Структура циклу STM-N

Передача СТМ-N здійснюється по рядкам цикл за циклом. На початку кожного циклу передається сигнал циклової синхронізації.

Навантаження синхронного транспортного модуля СТМ-N можуть бути представлені віртуальними контейнерами ВК-n.

3.3.4. Віртуальні контейнери

Віртуальні контейнери ВК-n використовуються для організації з'єднань у мережних рівнях трактів (рис. 3.2).

Кожний віртуальний контейнер складається з поля інформаційного навантаження (контейнера С-n) і трактового заголовка РОН.

$$ВК-n = РОН + С-n,$$

де $n = 1, 2, 3, 4$.

У контейнері С-n «розміщується» інформаційне навантаження: сигнали PDH, чарунки АТМ і ін.

Перелік контейнерів С-n, їхня ємність, і приклади навантаження наведені в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4. Приклади навантаження, розміри і ємність контейнерів

Сигнал ПЦІ	DS1	E1	DS2	E3/DS3	E4
Швидкість, кбіт/с	1544	2048	6312	34368/44736	139264
Контейнер:	C-11	C-12	C-2	C-3	C-4
Розмір у байтах	25	34	106	756	2340
ємність, кбіт/с	1600	2176	6784	48384	149760
Віртуальний контейнер:	ВК-11	ВК-12	ВК-2	ВК-3	ВК-4
Розмір у байтах	26	35	107	765	2349
ємність, кбіт/с	1664	2240	6848	48960	150336

Трактовий заголовок РОН несе сигнали контролю й обслуговування включеного в транспортну мережу віртуального контейнера.

РОН створюється й аналізується в пунктах, у яких формується й розформовується віртуальний контейнер, і конт-

ролює тракт між цими пунктами, проходячи транзитом мультиплексні і регенераційні секції (рис. 3.2).

Розрізняють віртуальні контейнери:

- верхнього рангу — ВК-4, ВК-3;
- нижнього рангу — ВК-3, ВК-2, ВК-1.

Віртуальні контейнери верхнього рангу ВК-4, ВК-3 мають період повторення 125 мкс і переносяться безпосередньо синхронними транспортними модулями.

При цьому в циклі СТМ-1 можуть транспортуватися 1 ВК-4 (рис. 3.5) або 3 ВК-3 (рис. 3.6).

У вузлах мережі синхронні транспортні модулі можуть обмінюватися віртуальними контейнерами верхнього рангу.

ВК-3 ставиться до віртуальних контейнерів нижнього рангу в тих випадках, коли він переноситься у віртуальному контейнері ВК-4 (рис. 3.7).

Віртуальні контейнери нижнього рангу ВК-2 і ВК-1 використовують надцикл із періодом повторення 500 мкс; вони попередньо вводяться у віртуальні контейнери верхнього рангу ВК-4 або ВК-3 і переносяться в них.

У вузлах мережі ВК-4 і ВК-3 можуть обмінюватися віртуальними контейнерами нижнього рангу. Віртуальні контейнери першого рівня ВК-1 розбиваються на віртуальні контейнери підрівнів: ВК-11 і ВК-12.

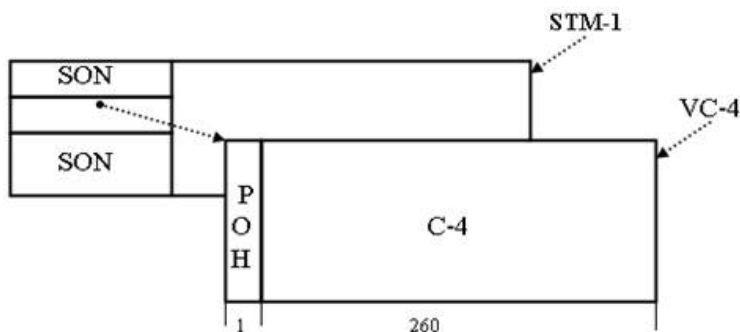


Рис. 3.5. ВК-4 у циклі СТМ-1

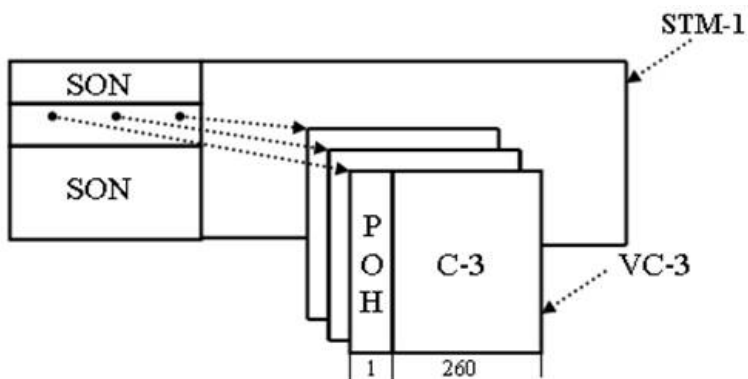


Рис. 3.6. ВК-3 верхнього рангу в циклі STM-1

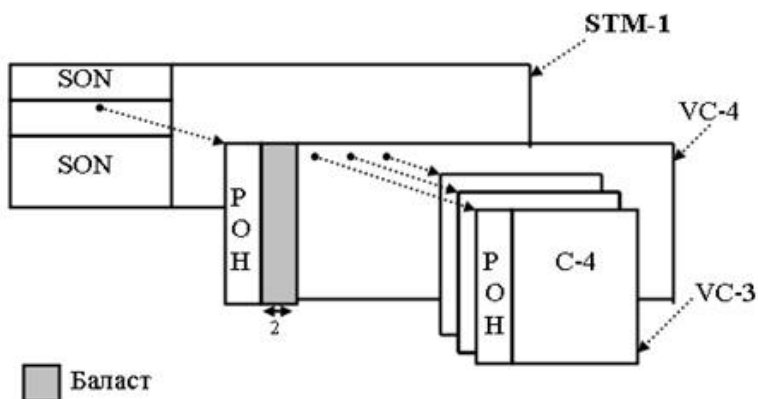


Рис. 3.7. ВК-3 нижнього рангу в циклі ВК-4

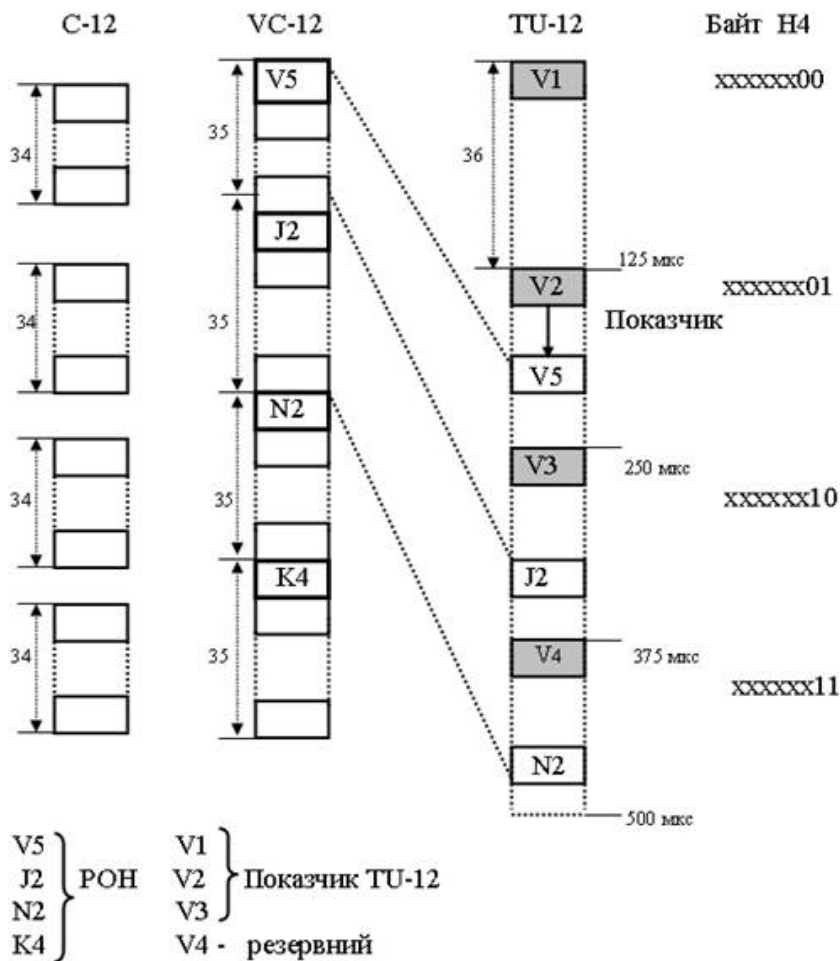


Рис. 3.8. Структура надциклів ВК-12 і ТУ-12

Структура надциклу ВК-12 показана на рис. 3.8.

Кодові слова V5, J2, K4, N2 утворюють трактовий заголовок РОН, а чотири групи по 34 байта навантаження утворюють надцикл ВК-12.

ВК-11 і ВК-2 мають таку ж структуру, як і ВК-12, але містять відповідно по 25 і 106 кодових слів у кожній з груп навантаження.

Перелік віртуальних контейнерів, їхня ємність і приклади навантаження наведені в таблиці 3.5.

3.3.5. Адміністративні блоки

Віртуальні контейнери верхнього рангу вводяться в СТМ-1 за допомогою покажчика адміністративного блоку AU-PTR.

Показчик компенсує коливання фази й відхилення тактової частоти, що вводяться ВК-п щодо циклу СТМ-1, і вказує початок циклів ВК-п.

Позиції показників у СТМ-1 фіксовані. Таким чином, завжди відомо і початок циклу навантаження, що забезпечує введення/вивід ВК-п без переформування групового сигналу.

Додавання показчика до віртуального контейнера утворює нову інформаційну структуру — адміністративний блок.

$$AU-n = AU-PTR + ВК-n, n = 3, 4.$$

Адміністративні блоки є синхронними сигналами щодо циклу СТМ-1 і тому можуть поканально об'єднуватись в групу адміністративних блоків AUG.

3.3.6. Групи адміністративних блоків

Група адміністративних блоків AUG може бути утворена з 1 AU-4 (рис. 3.9) або 3 AU-3 (рис. 3.10).

Якщо до AUG додати SOH, то утвориться сигнал СТМ-1 (рис. 3.11):

$$СТМ-1 = SOH + AUG.$$

Поканальним об'єднанням $N \times AUG$ і SOH можна одержати сигнал СТМ-N:

$$СТМ-N = SOH + N \times AUG.$$

При цьому секційний заголовок СТМ-N займає N*9 стовпців (рис. 3.12).

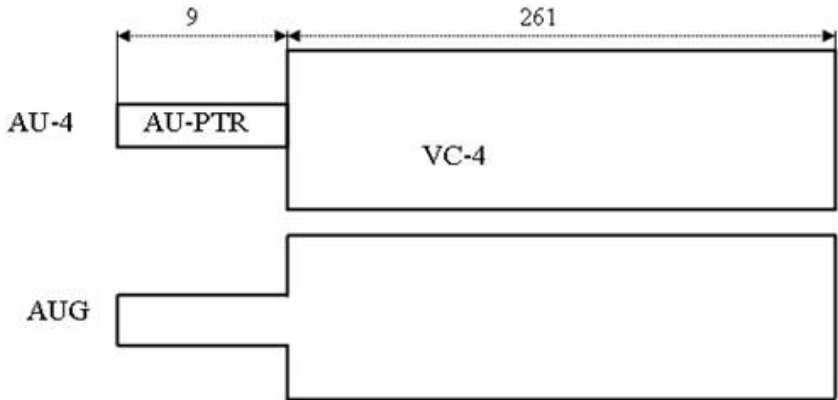


Рис. 3.9. Об'єднання 1*AU-4 в AUG



Рис. 3.10. Об'єднання 3*AU-3 в AUG

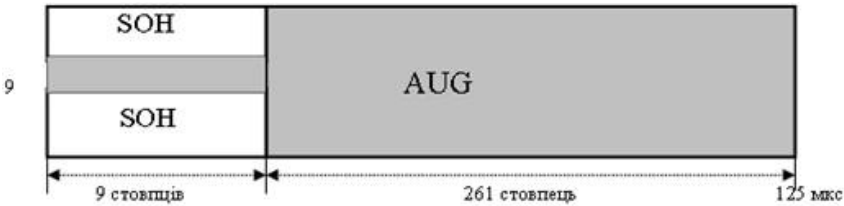


Рис. 3.11. Структура циклу CTM-1

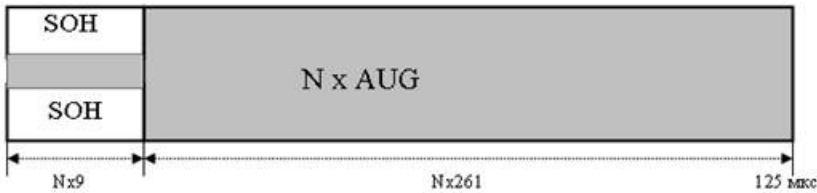


Рис. 3.12. Структура циклу CTM-N

3.3.7. Субблоки

Віртуальні контейнери нижчого рангу вводяться у віртуальні контейнери вищого рангу за допомогою показників субблоків TU-PTR.

TU-PTR компенсує коливання фази й відхилення тактової частоти віртуальних контейнерів, що вводяться, щодо циклу віртуального контейнера вищого рангу.

Додавання показника TU-PTR до віртуального контейнера ВК-n утворить субблок:

$$TU-n = TU-PTR + ВК-n, n = 1, 2, 3.$$

Субблоки TU-1 і TU-2 використовують надцикл 4×125 мкс. Структура надциклу TU-12 показана на рис. 3.8.

Кодові слова V1, V2 і V3 належать показнику TU-PTR, а байт V4 є резервним.

Аналогічну структуру мають субблоки TU-11 і TU-2, які відрізняються кількістю кодових слів у групах.

Субблоки TU-3 використовуються при введенні віртуальних контейнерів ВК-3 у віртуальний контейнер ВК-4.

Структура TU-3 наведена на *рис. 3.13*.

Групи субблоків. Субблоки є синхронними сигналами щодо віртуального контейнера вищого рангу й тому можуть поканально об'єднуватися у циклі групи субблоків TUG-n.

Розрізняють групи субблоків TUG-2 і TUG-3.

TUG-2 може бути утворена з 1* TU-2 або 3 TU-12, а TUG-3 — із 1 TU-3 або 7* TUG-2. Три групи субблоків TUG-3 поканально вводяться у віртуальний контейнер ВК-4, що переноситься синхронним транспортним модулем.

Таким чином, є можливість формування змішаного навантаження синхронного транспортного модуля із субблоків різних розмірів, що забезпечує гнучкість транспортної мережі СЦІ.

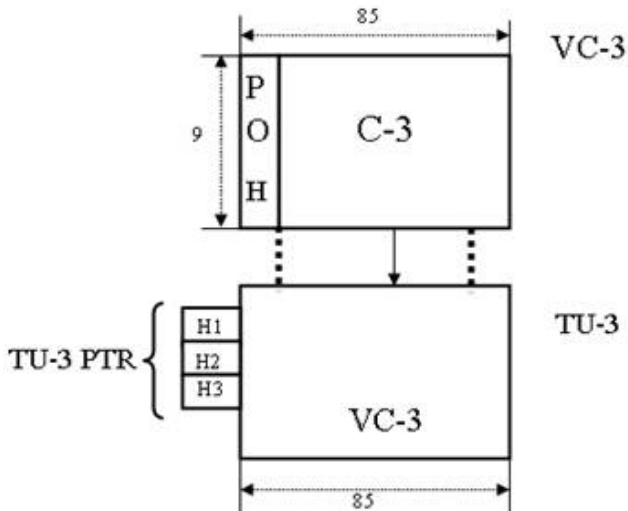


Рис. 3.13. Структура циклу TU-3

Зчіпки віртуальних контейнерів. У таблиці 3.4 наведені обсяги віртуальних контейнерів, що визначають пропускну здатність мережних трактів СЦІ. Сигнали, швидкість яких погано узгоджується з цим рядом, вигідніше передавати в зчіпках віртуальних контейнерів (Concatenation).

Під зчіпкою розуміється процедура об'єднання декількох віртуальних контейнерів, у результаті якої їхня сукупна ємність може бути використана як один контейнер, у якому забезпечується цілісність біт.

Розрізняють два види зчіпок: суміжні (contiguous) і віртуальні (virtual). Зчіпки обох видів утворюють тракт із пропускну здатністю в X раз більшої, ніж ємність одиночного віртуального контейнера VC- n , але розрізняються процесами передачі між точками закінчення тракту.

Суміжні зчіпки визначені для ВК-4 і ВК-2 і позначаються ВК- n -Хс, де n -рівень контейнерів (4 або 2), а X — кратність, тобто число контейнерів, що зчіплюються (*табл. 3.5*). Навантаження розміщується в X сусідніх адміністративних блоках АУ-4 (для ВК-4) або субблоках ТУ-2 (для ВК-2).

Покажчик першого блоку/субблока позначає початок зчіпки, а покажчики інших блоків/субблоків повідомляють про приналежність до неї.

Трактовий заголовок першого віртуального контейнера обслуговує всю зчіпку.

При суміжній зчіпці тракт із необхідною пропускну здатністю створюється по всій трасі, у кожному мережному елементі. Тому всі мережні елементи, через які він проходить, повинні підтримувати процедуру утворення суміжних зчіпок.

Віртуальні зчіпки визначені для всіх ВК- n (*табл. 3.5*) і позначаються ВК- n -Хв. Кожний з X віртуальних контейнерів, у яких розміщується навантаження зчіпки, має стандартний трактовий заголовок і передається по мережі незалежно (можливо, навіть по різних трасах).

Таблиця 3.5. Характеристики зчіпок віртуальних контейнерів

Вид зчіпки	Кратність, X	Мінімальна ємність і крок зміни, кбіт/с	Максимальна ємність, кбіт/с
Суміжні			
ВК-2-Хс	1...7...7	6784	47488
ВК-4-Хс	1,4,16,64,256	149760	38338560
Віртуальні			
ВК-11-Хv	1...64...64	1600	102400
ВК-12-Хv	1...64...64	2176	139264
ВК-2-Хv	1...64...64	6784	434176
ВК-3-Хv	1.....256	48384	12386304
ВК-4-Хv	1.....256	149760	38338560

Оскільки час передачі по мережі окремих ВК-п може розрізнятися, то при відновленні сигналу на кінці тракту необхідно компенсувати різниці затримок контейнерів і розставити їх по своїх місцях у зчіпці. Необхідна для цього інформація передається в трактових заголовках (байт Н4 в ВК-4 і ВК-3, байт К-4 в ВК-2, ВК-12 і ВК-11).

При віртуальній зчіпці навантаження розділяється й передається по окремих трактах ВК-п. Потім воно знову поєднується в кінцевому пункті. У цьому випадку функції зчіпки потрібні тільки в закінченнях тракту. Тому тракти ВК-п-Хv можуть проходити через ділянки мережі, на яких установлене більше старе устаткування, що не підтримує суміжні зчіпки.

3.4. Заголовки секцій і трактів

3.4.1. Секційний заголовок

Секційний заголовок SOH несе сигнали системи експлуатації транспортної системи в мережних рівнях секцій і розділяється на заголовок регенераційної секції RSOH і заголовок мультиплексної секції MSON.

Заголовок регенераційної секції RSOH діє у межах регенераційної секції (рис. 3.1), тобто створюється на початку й використовується наприкінці регенераційної секції.

Функції заголовка регенераційної секції:

- циклова синхронізація;
- контроль помилок;
- контроль безперервності траси;
- службовий зв'язок;
- канал користувача;
- канал передачі даних.

Структура заголовка регенераційної секції сигналу CTM-1 наведена на рис. 3.14.

Заголовок регенераційної секції RSOH CTM-1 складається з перших трьох рядків секційного заголовка і використовує 13 байт.

Призначення кодових слів RSOH CTM-1

• Кодові слова $3 \cdot A1$, $3 \cdot A2$ — сигнал циклової синхронізації:

$A1 = 11110110$; $A2 = 00101000$.

• Байт J0 — використовується для передачі у 16-ти послідовних циклах повідомлення про ідентифікатор траси регенераційної секції. Цим забезпечується контроль безперервності траси.

• Байт B1 — використовується для контролю помилок передачі в мультиплексній секції методом ВІР-8.

• Байт E1 — канал службового зв'язку, доступ до якого є в регенераторах.

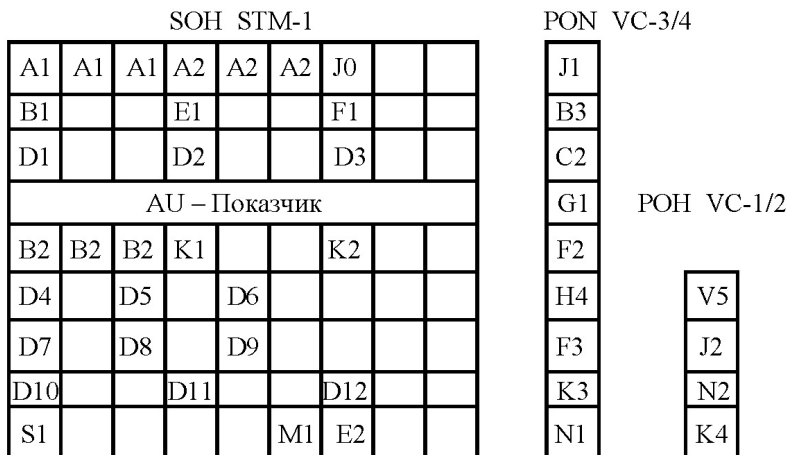


Рис. 3.14. Структура заголовків секцій і трактів

• Байт F1 — канал користувача, може використовуватися для створення тимчасових телефонних з'єднань і з'єднань передачі даних для спеціальних експлуатаційних цілей.

• Кодові слова D1...D3 — канал передачі даних системи контролю і керування із пропускнуою здатністю 192 кбіт/с. Позначається DCC_R .

Заголовок мультиплексної секції MSON проходить прозоро регенератори й діє в межах всієї мультиплексної секції від формування до розформування STM-1 (рис. 3.1).

Функції заголовка мультиплексної секції:

- контроль помилок;
- автоматичне захисне перемикання;
- передача сигналів технічної експлуатації;
- канал передачі даних;
- передача повідомлення про якість синхросигнала;
- службовий зв'язок.

Структура MSON STM-1 наведена на рис. 3.14. Заголовок мультиплексної секції MSON займає в SOH рядки з 5 по 9.

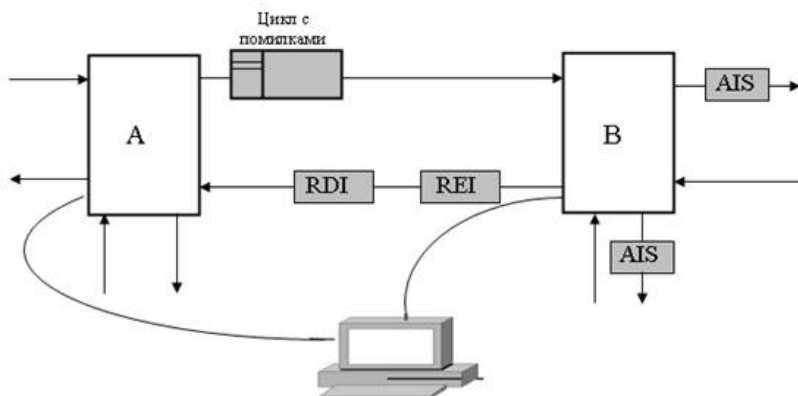


Рис. 3.15. Сигнали індикації аварійного стану

Призначення кодових слів заголовка мультимплексної секції MSON

- Кодові слова 3xB2 — контроль помилок передачі у мультимплексній секції методом ВІР-24.
- Кодові слова K1, K2 — сигналізація автоматичного захисного перемикавання, а також передача сигналів технічної експлуатації: MS-AIS і MS-RDI (FERF).

Сигнал індикації аварійного стану мультимплексної секції MS-AIS посиляється далі по напрямку передачі як вказівка про виявлення аварії, яка виникла до даного пункту (рис. 3.15). Всі CIAC передаються в сигналах CTM-N з діючим заголовком.

Сигнал аварії прийому на протилежному кінці мультимплексної секції MS-RDI (FERF) використовується для повернення на передаючу станцію повідомлення про те, що прийомна станція виявила пошкодження на сусідній секції.

При передачі MS-AIS біти 6, 7 і 8 байта K2 несуть кодову комбінацію «111», а при передачі MS-RDI(FERF) — «110».

- Кодові слова D4...D12 — канали передачі даних системи контролю й керування мережею СЦІ із пропускнуою здатністю 576 кбіт/с. Позначається DCC_M .

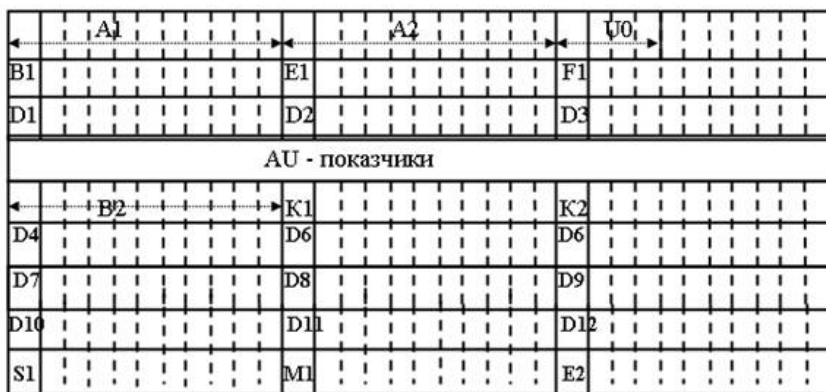


Рис. 3.16. Структура SON STM-4

- Байт S1 — передача повідомлення про якість джерела синхронізації, яке використовується при формуванні STM-1.
- Байт M1 — передача повідомлення про кількість помилок, виявлених у мультиплексній секції (MS — REI).
- Кодові слова Z1, Z2 — резерв.

Секційний заголовок транспортних модулів вищих рівнів ієрархії формується шляхом поканального об'єднання секційних заголовків N сигналів STM-1. При цьому кодові слова B1, E1, E2, F1, D1...D12, K1, K2 і S1 визначаються тільки для першого STM-1 (STM-1 №1), а байт M1 передається на постійній позиції після перших двох кодових слів Z2.

Як приклад формування SON вищих рівнів ієрархії на рис. 3.16 показана структура SON сигналу STM-4.

3.4.2. Трактові заголовки ВК-3 і ВК-4

Трактовий заголовок РОН несе сигнали системи експлуатації тракту ВК-3, 4 і забезпечує якісну передачу контейнера на маршруті від точки складання ВК-3, 4 до точки його розбирання.

Структура РОН ВК-3, 4 наведена на рис. 3.1.

Призначення кодових слів трактового заголовка ВК-3, 4

- Байт J1 — несе повідомлення про трасу тракту (адреса відправника), що передається в 16-ти послідовних циклах і використовується для контролю безперервності з'єднання прийомного устаткування тракту з необхідним передавачем.

J1 — перший байт ВК-п; положення цього байта визначається покажчиком AU-PTR або TU-PTR.

- Байт В3 — забезпечує контроль помилок передачі наскрізного тракту ВК-3, 4 методом ВІР-8.

- Байт С2 — мітка сигналу; містить відомості про тип і зміст корисного навантаження ВК-3, 4.

Деякі значення мітки сигналу С2 і відповідні їм типи навантаження наведені в таблиці 3.6.

Таблиця 3.6. Значення мітки сигналу С2

Біти 1-4	Біти 5-8	HEX	Тип і зміст корисного навантаження
0000	0000	00	Контейнер не обладнаний (тракт не сформований)
0000	0001	01	Контейнер обладнаний, навантаження не специфіковане
0000	0010	02	Структура TUG
0000	0011	03	Синхронний TU
0000	0100	04	Асинхронне перетворення 34/45 Мбіт/с в ВК-3
0001	0010	12	Асинхронне перетворення 140 Мбіт/с в ВК-4
0001	0011	13	Перетворення чарунок ATM
0001	0100	14	Перетворення MAN (DQDB)
0001	0101	15	Перетворення FDDI

- Байт G1 — використовується для передачі у точку формування тракту ВК-3, 4 повідомлень:

- REI (FEBE) — про кількість блоків з помилками, виявлених наприкінці тракту;

- RDI (FERF) — про аварію прийому на протилежному кінці тракту.

F E B E (R E I)				F E B E (R E I)	Н е використуємі		
1	2	3	4	5	6	7	8
Кодування F E B E (R E I)							
0	0	0	0	ПОМИЛОК Нема			
0	0	0	1	одна помилка			
0	1	1	1	сім помилок			
1	0	0	0	вісім помилок			

Рис. 3.17. Структура байта G1

Структура байта G1 наведена на рис. 3.17. Інформація з байту G1 дозволяє контролювати стан і якість повного дуплексного тракту в будь-якому проміжному пункті й на будь-якому його кінці.

- Кодові слова F2, F3 — канали користувача тракту, використовуються для організації зв'язку між елементами тракту.

- Байт H4 — є індикатором надциклу і вказує номер циклу ВК-1, ВК-2 у надциклу TU-1, TU-2. Приклад індикації надциклу TU-12 за допомогою байта H4 наведений на рис. 3.16.

- Байт K3 — використовується для передачі протоколу автоматичного перемикавання на резервний тракт (APS) і забезпечує автоматичний захист індивідуальних трактів ВК-п.

- Байт N1 підтримує посекційний контроль якості передачі в тракті, що проходить через мережі декількох операторів (рис. 3.18).

Для організації посекційного контролю тракту введена процедура моніторингу тандемного з'єднання (TCM), відповідно до якої на вході в мережу оператора й виході з мережі виробляється контроль помилок у тракті методом ВІР-п і здійснюється порівняння результатів контролю. Якщо відомості про кількість помилок на границях мережі не збігаються, то це свідчить про те, що дана мережа вносить помилки. У протилежному випадку за помилки відповідальний інший оператор.

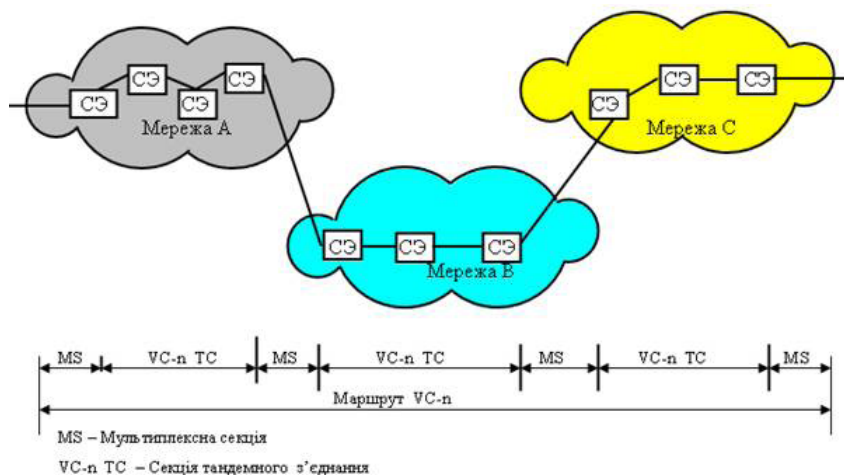


Рис. 3.18. Моніторинг тандемних з'єднань

Інформація, що дозволяє контролювати якість і стан тандемного з'єднання, переноситься в байті N1, структура якого показана на рис. 3.19.

IEC				TC-REI	OEI	TC-APId, TC-RDI, ODI, резерв	
1	2	3	4	5	6	7	8

Рис. 3.19. Структура байта N1

Біти 1...4 — лічильник вхідних помилок IEC — використовуються для передачі повідомлень про кількість вхідних помилок, виявлених методом VPR-8. Кодування лічильника вхідних помилок наведено в таблиці 3.7.

Біт 5 є індикатором виявлення блоків з помилками в надцикл з'єднанні TC-REI.

Біт 6 діє як індикатор блоків з помилками OEI у вихідному ВК-п.

Таблиця 3.7

Кодування ІЕС	
Значення символів 1...4...4	Кількість помилок
1001	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1110	Вхідний CIAC

Біти 7 і 8 поєднуються у надцикл, що складається з 76 циклів, у якому передається наступна інформація:

- ідентифікатор точки доступу тандемного з'єднання (TC-APId);
- індикація аварії прийому на протилежному кінці тандемного з'єднання (TC-RDI);
- індикація вихідних ушкоджень (ODI), яка показує, що на протилежному кінці тандемного з'єднання через ушкодження перед початком або усередині тандемного з'єднання у вихідний TU-n був введений CIAC.

Структура надциклу символів 7 і 8 наведена в *табл. 3.8*.

Таблиця 3.8. Структура надциклу символів 7 і 8

№ циклу	Значення символів 7 і 8
1...8...8	Сигнал циклової синхронізації: 1111 1111 1111 1110
9...12...12	TC-APIdбайт 1 (1C ₁ C ₂ C ₃ C ₄ C ₅ C ₆ C ₇)
13...16...16	TC-APIdбайт 2 (0 × × × × × × ×)
17...20...20	TC-APIdбайт 3 (0 × × × × × × ×)
:	
:	
:	

№ циклу	Значення символів 7 і 8
65...68...68	TC-APIдбайт 15 (0 × × × × × × ×)
69...72...72	TC-APIдбайт 16 (0 × × × × × × ×)
73...76...76	TC-RDI,ODI,резерв

3.4.3. Трактові заголовки ВК-12 і ВК-2

Структура заголовків трактів нижнього рангу показана на *рис. 3.1*.

Трактовий заголовок РОН складається з кодових слів V5, J2, N2 і K4. Байт V5 є першим байтом надциклу ВК-п, його розташування в TU-п визначається покажчиком TU-PTR.

Призначення кодових слів заголовка.

Найбільш значимим для обслуговування тракту ВК-1, 2 є байт V5; він виконує наступні функції:

- забезпечує контроль помилок у тракті ВК-1, 2;
- несе мітку сигналу;
- переносить повідомлення про статус тракту ВК-1, 2.

Структура байта V5 наведена на *рис. 3.20*.

Біти 1 і 2 використовуються для контролю помилок у тракті ВК-1, ВК-2 методом ВІР-2.

Контроль Помилек		F E B E (REI)	Невик.	Мітка сигналу			FERF (RDI)
1	2	3	4	5	6	7	8

Кодування F E B E	
0	Помилек нема
1	Одна і більше помилок

Рис. 3.20. Структура байта V5

Біт 3 є індикатором помилок REI (FEBE), виявлених на протилежному кінці тракту. Він приймає значення «1», якщо виявлено одну або кілька помилок. Повідомлення REI передається у зворотному напрямку до початку тракту.

Біти 5, 6 і 7 несуть мітку сигналу ВК-1, 2. Кодування мітки сигналу наведено в *табл. 3.9*.

Таблиця 3.9. Кодування мітки сигналу ВК-1, 2

Біти 5-7	Тип і зміст корисного навантаження
000	Контейнер не обладнаний (тракт не сформований)
001	Контейнер обладнаний, навантаження не специфіковане
010	Асинхронне перетворення у плаваючому режимі
100	Поканальне синхронне перетворення у плаваючому режимі

Біт 8 використовується для передачі повідомлення про аварію прийому на протилежному кінці тракту RDI (FERF). Сигнал RDI посиляється у зворотньому напрямку до початку тракту.

Кодові слова J2, N2 і K4 мають призначення, аналогічне байтам J1, N1 і K3 заголовку тракту ВК-п верхнього рангу.

Зокрема, байт N2 підтримує моніторинг тандемного з'єднання.

Структура байта N2 наведена на *рис. 3.21*.

Біти 1 і 2 використовуються для контролю помилок у тандемному з'єднанні.

Біт 4 діє як індикатор (вхідного AIS).

Біт 5 є індикатором виявлення блоків з помилками в тандемному з'єднанні TC-REI.

BIP-2		«1»	Вхід. AIS	TC-REI	OEI	TC-APId, TC-RDI, ODI, резерв	
1	2	3	4	5	6	7	8

Рис. 3.21. Структура байта N2

Біт 6 діє як індикатор блоків з помилками OEI у вихідному ВК-п.

Біти 7 і 8 поєднуються у надцикл, що складається з 76 циклів, у якому передається наступна інформація:

- ідентифікатор точки доступу тандемного з'єднання (TC-APId);
- індикація аварії прийому на протилежному кінці тандемного з'єднання (TC-RDI);
- індикація вихідних ушкоджень (ODI), яка показує, що на протилежному кінці тандемного з'єднання через ушкодження перед початком або усередині тандемного з'єднання у вихідний TU-п був уведений CIAC.

Структура надциклу символів 7 і 8 наведена в *табл. 3.8*.

3.5. Показчики

3.5.1. Основні функції показчиків

Показчики виконують дві основні функції:

- забезпечують прямий доступ до компонентних потоків;
- компенсують можливі коливання фази й частоти віртуальних онтейнерів при введенні їх у цикл вищого рівня.

З першою функцією пов'язана одна з переваг технології СЦІ — відсутність багатоступінчастого об'єднання/розподілення цифрових потоків апаратними засобами, характерного для систем передачі ПЦІ (*рис. 3.22*).

Показчик містить адресу першого байта віртуального контейнера в циклі транспортуючої його структури. Для кожного ВК-п у цикл більш високого рівня вводиться свій показчик. Позиції показчиків у циклах транспортуючих структур фіксовані. Тому, «прочитавши» на прийомі показчики і трактові заголовки, можна одержати прямий доступ до компонентних потоків, не вдаючись до повного переформування групового сигналу (*рис. 3.23*).

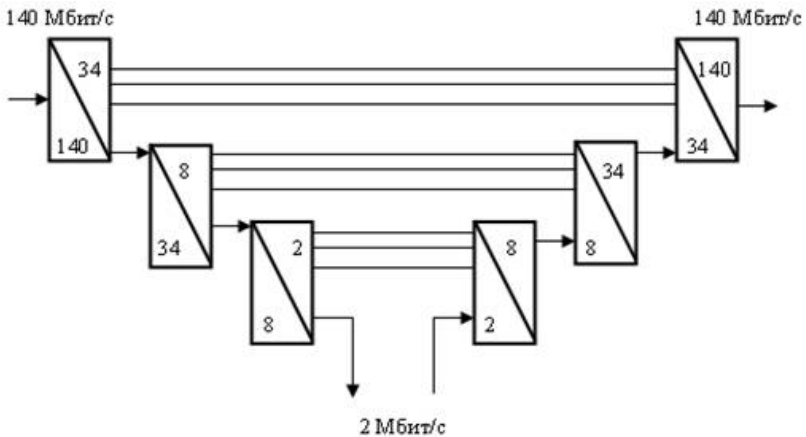


Рис. 3.22. Схема багатоступінчастого об'єднання/розподілу цифрових потоків у ЦСП ПЦД

Крім індикації положення навантаження показники виконують функцію синхронізації ВК-п з циклом вищого рівня.

Номінальним режимом роботи мережі СЦД є синхронний режим, коли всі мережні вузли синхронізуються від одного еталонного генератора. Однак технологія СЦД допускає роботу й при деякій несинхронності мережних вузлів, що може виникнути, наприклад, при взаємодії регіональних або національних мереж СЦД, що використовують власні еталонні генератори. Тому для компенсації можливої несинхронності віртуальних контейнерів і їхніх транспортуючих структур використовується двостороннє узгодження швидкостей цифрових потоків.

3.5.2. Види та структура показників

Розрізняють два види показників:

- показник адміністративного блоку (AU-PTR);
- показник субблока (TU-PTR).

За допомогою показників адміністративних блоків AU-PTR здійснюється узгодження по фазі й частоті віртуальних

контейнерів вищого рангу ВК-3, 4 із циклом адміністративного блоку АУ-3, 4, що еквівалентно синхронізації ВК-3, 4 із циклом СТМ-1.

Показчики субблоків TU-PTR використовуються при переносі віртуальних контейнерів нижчого рангу ВК-п у складі ВК-4 (рис. 3.24). При цьому показчики TU-PTR забезпечують узгодження по фазі й частоті віртуальних контейнерів нижчого рангу ВК-п із субблоками TU-п.

Оскільки субблоки TU-п є синхронними щодо циклу ВК-4, то узгодження віртуальних контейнерів нижчого рангу ВК-п із субблоками TU-п еквівалентно синхронізації ВК-п нижчого рангу із циклом ВК-4.

Структура показчика адміністративного блоку АУ-4.

Показчик АУ-4 розміщується в байтах Н1, Н2 і Н3 (рис. 3.24).

Кодові слова Н1 і Н2 розглядаються як одне кодове слово й використовуються для передачі наступних службових сигналів:

- прапора нових даних;
- повідомлення про тип адміністративного блоку;
- значення показчика (адреси трактового заголовка ВК-4);
- команд узгодження швидкостей.

Три кодові слова Н3 переносять корисну інформацію (зайві кодові слова) при негативному узгодженні швидкостей.

Структура кодів слів Н1, Н2 наведена на рис. 3.24; там же зазначене призначення їх символів.

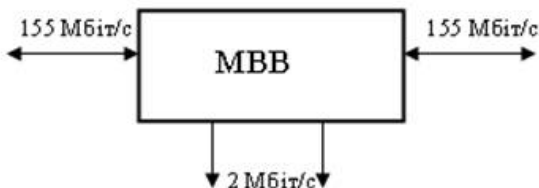
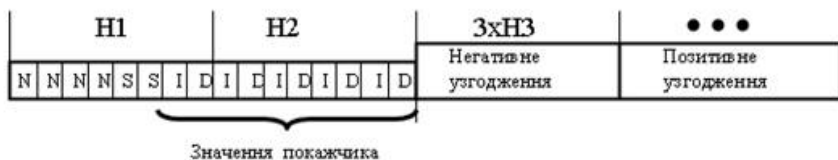
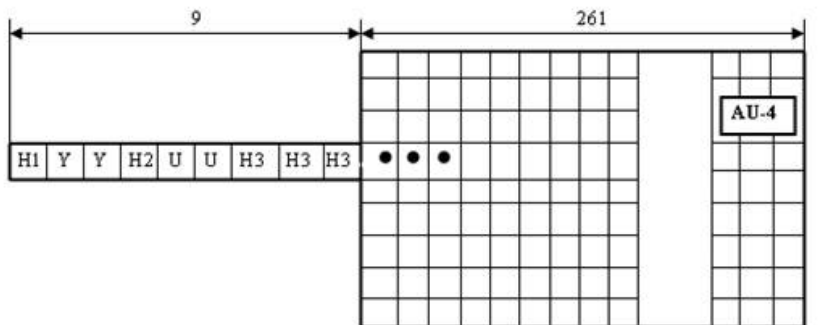


Рис. 3.23. Схема прямого введення/виділення цифрових потоків у ТМ СЦІ



N – Біти: Прапорець нових даних (NDF)

* NNNN = 1001 (необхідна корекція фази)

* NNNN = 0110 (не потрібна корекція фази)

S- біти: Тип AU Діапазон значень показчика

10 AU-3/4

0 ... 782

Команда позитивного
узгодження:

Команда негативного
узгодження:

Інверсія бітів I

Інверсія бітів D

Рис. 3.24. Структура показчика AU-4

У бітах N передається прапор нових даних (NDF), що являє собою повідомлення про те, що змінилося значення показчика через причину, не пов'язану з узгодженням швидкостей.

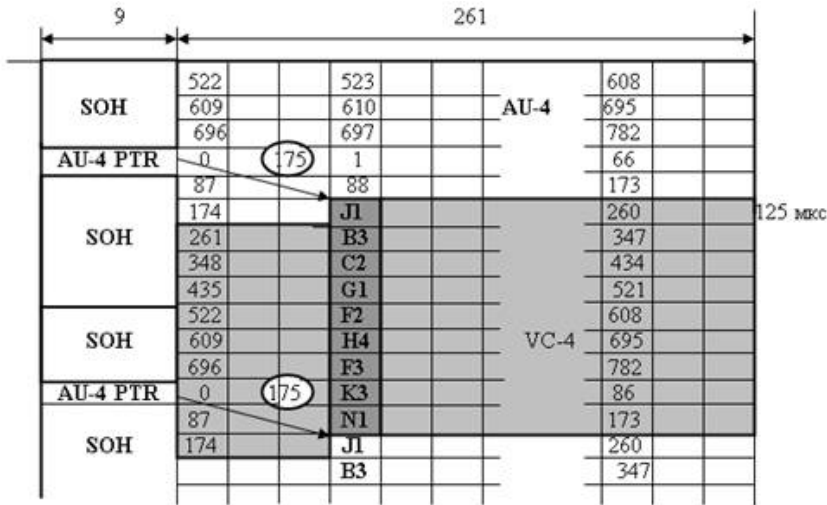


Рис. 3.25. Адресація байта J1

Біти S несуть повідомлення про тип адміністративного блоку.

Біти 4...16 визначають значення показчика у двійковій системі числення, а також використовуються для передачі команд узгодження швидкостей.

Значення показчика показує зсув між останнім байтом показчика (H3) і першим байтом трактового заголовка ВК-4 (J1).

У процесі узгодження швидкостей зсув циклу ВК-4 змінюється дискретно із кроком у три кодові слова, тому для адресації байта J1 поле навантаження циклу СТМ-1 розділяється на групи по три кодові слова ($261 \cdot 9/3 = 783$ групи).

Кожній групі привласнюється номер від 0 до 782, що і передається як значення показчика (рис. 3.25).

Команда позитивного узгодження швидкостей передається шляхом інверсії п'яти І-символів і визнається на прийомі по більшості інвертованих І-символів.

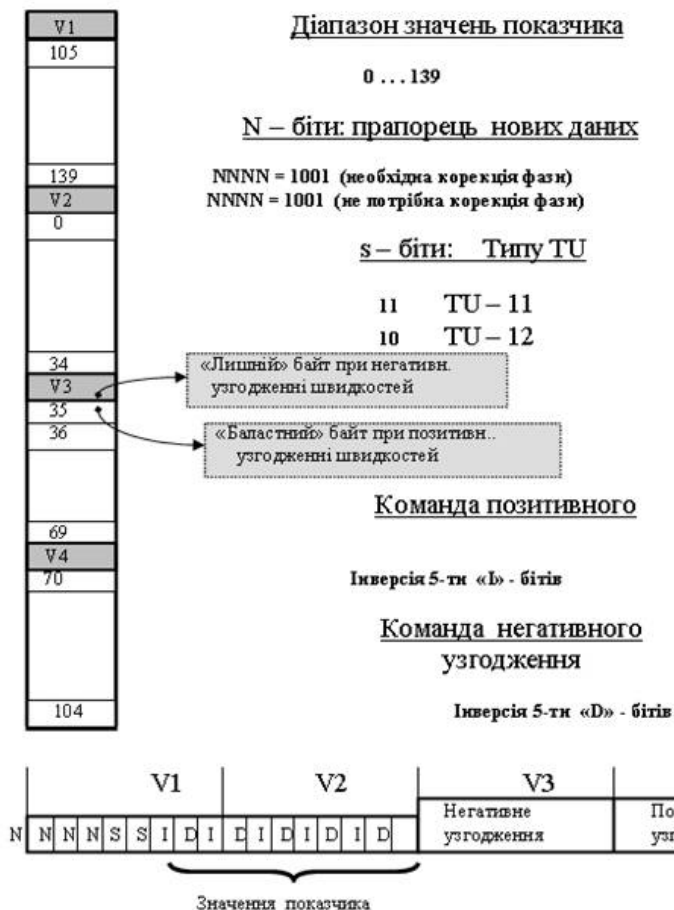


Рис. 3.26. Структура показчика субблока ТУ-12

Команда негативного узгодження швидкостей передається шляхом інверсії п'яти D-символів і визнається на прийомі по більшості інвертованих D-символів.

Структура покажчика субблока TU-12. Покажчик TU-12 розміщується в байтах V1, V2 і V3 (рис. 3.26).

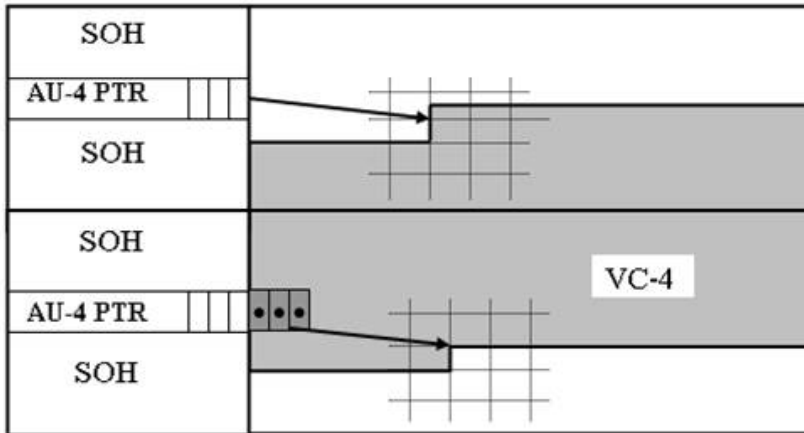


Рис. 3.27. Узгодження швидкостей не виробляється

Призначення кодівих слів V1, V2 і V3 аналогічно призначенню кодівих слів H1, H2 і H3.

Значення показника визначає зсув між байтом V2 і першим байтом трактового заголовка ВК-12 (V5).

Зсув початку надциклу ВК-12 змінюється із кроком в один байт, тому значення показника може перебувати в межах від 0 до 139.

3.5.3. Формування й інтерпретація показника

Механізм формування всіх видів показників аналогічний. Відмінність складається лише в дискретності зміни зсуву циклу ВК-п. Так для показника AU-4 крок зміни зсуву дорівнює трьом байтам, а для показників AU-3 і TU-n — одному байту. Тому обмежимося розглядом процесів формування й інтерпретації тільки показника AU-4.

Нагадаємо, що показник AU-4 забезпечує введення сигналу ВК-4 у цикл СТМ-1. При цьому можуть мати місце наступні співвідношення тактових частот ВК-4 і СТМ-1:

$$f_{\text{BK-4}} = f_{\text{СТМ-1}}; f_{\text{BK-4}} < f_{\text{СТМ-1}}; f_{\text{BK-4}} > f_{\text{СТМ-1}}.$$

У першому випадку сигнали СТМ-1 і ВК-4 синхронні, тому узгодження швидкостей не потрібно. Зафіксований в показнику зсув початку циклу ВК-4 щодо показника АУ-4 залишається незмінним (рис. 3.27). Команди узгодження швидкостей не передаються.

На прийомній стороні показчик аналізується й по його значенню визначається початок циклу ВК-4.

Якщо $f_{\text{BK-4}} < f_{\text{СТМ-1}}$, то швидкість передачі ВК-4 виявляється менше швидкості передачі СТМ-1. Тому для узгодження швидкостей на часових позиціях, відведених у циклі СТМ-1 під навантаження і позначених крапками, з певною частотою передаються баластові кодові слова (не несучі інформації).

У результаті початок наступного циклу ВК-4 прослизає назад у часі, а зсув початку циклу ВК-4 щодо показчика збільшується на три кодові слова. При цьому значення показчика автоматично збільшується на одиницю (рис. 3.28). Розглянута процедура відповідає позитивному узгодженню швидкостей і забезпечує синхронізацію ВК-4 із циклом СТМ-1. Однак у процесі узгодження швидкостей змінюється структура й швидкість передачі ВК-4.

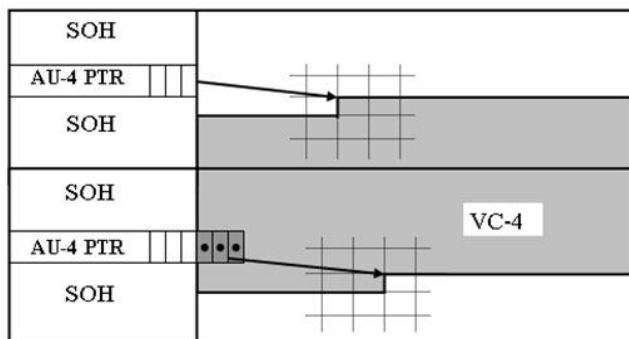


Рис. 3.28. Позитивне узгодження швидкостей

Тому для відновлення сигналу ВК-4 на прийомі баластові кодові слова передаються в супроводі команди позитивного узгодження швидкостей.

По команді позитивного узгодження швидкостей на прийомі із циклу ВК-4 видаляються баластові кодові слова, і в результаті відновлюється вихідна структура ВК-4.

Показчик аналізується, і по його значенню визначається початок циклу ВК-4.

У третьому випадку швидкість передачі ВК-4 виявляється більше швидкості передачі СТМ-1. У результаті в потоці ВК-4 з'являються «зайві» інформаційні кодові слова, для передачі яких у поле навантаження циклу СТМ-1 не вистачає часових позицій.

Тому в процесі узгодження швидкостей ці «зайві» інформаційні кодові слова передаються по додатковому каналу, утвореному байтами НЗ.

У результаті початок наступного циклу ВК-4 прослизає вперед у часі, а зсув початку циклу ВК-4 зменшується на три кодові слова. Отже, значення показчика автоматично зменшується на одиницю (рис. 3.29).

Розглянута процедура відповідає негативному узгодженню швидкостей.

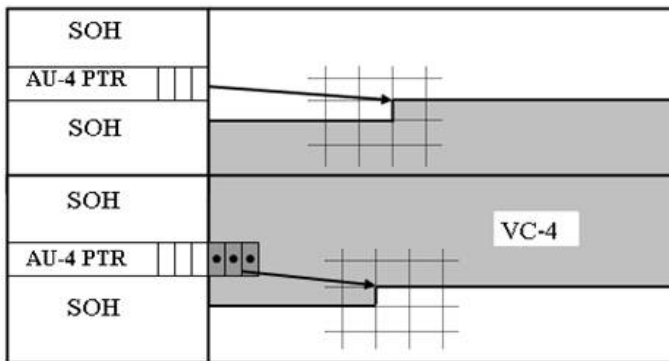


Рис. 3.29. Негативне узгодження швидкостей

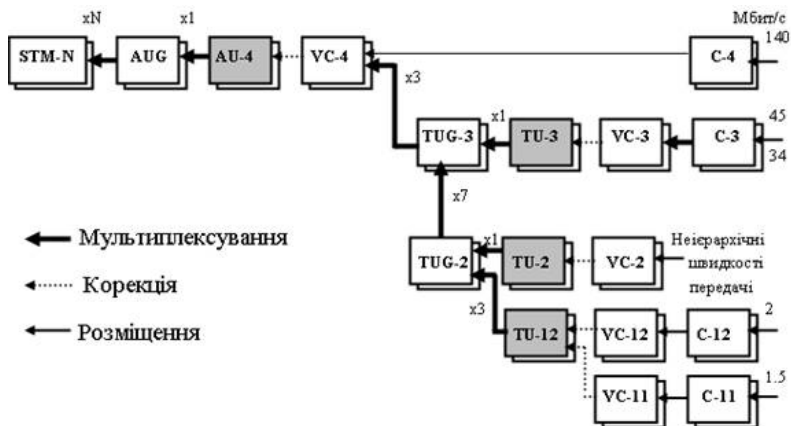


Рис. 3.30. Схема групоутворення СІСІ (ETSI)

По команді негативного узгодження швидкостей на прийомі «зайві» руформацийні кодові слова вводяться в цикл ВК-4, у результаті відновлюється вихідна структура ВК-4.

Показник аналізується, й по його значенню визначається початок циклу ВК-4.

Примітка

- Услід за операцією узгодження швидкостей зміна показника не дозволяється протягом наступних трьох циклів.
- Нове значення показника береться до уваги лише після того, як воно буде розпізнано в трьох циклах підряд.

3.5.4. Висновки

- Показник дає можливість віртуальному контейнеру «плавати» усередині циклу вищого рівня, але при цьому гарантує, що віртуальний контейнер не буде загублений.
- Темп коректування показників буде тим вище, чим більше відносний рівень розсинхронізації в мережі. Тому аналіз процесів коректування показників дозволяє побічно оцінити якість синхронізації мережі.

• В результаті коректування показників у передані цифрові потоки вноситься фазове тремтіння з розмахом 24 тактових інтервали для ВК-4 або 8 тактових інтервалів для інших ВК-п.

3.6. Система групоутворення СЦІ

3.6.1. Схема групоутворення

Регламентом СЦІ для мереж зв'язку України прийнята схема групоутворення СЦІ, запропонована ETSI (рис. 3.30).

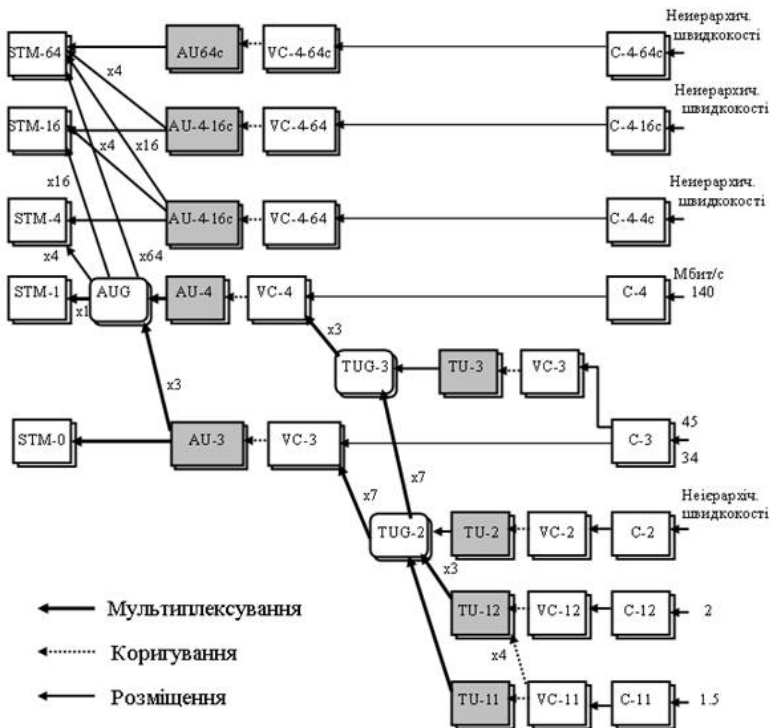


Рис. 3.31. Схема групоутворення у відповідності МСЭ-Т

Як корисне навантаження на схемі показані сигнали PDH, хоча поряд з ними можуть використовуватися осередки ATM, кадри Ethernet і інші сигнали.

Віртуальні контейнери ВК-2 призначені для сигналів з неієрархічними швидкостями передачі (чарунок ATM, сигналів зображення й ін.).

Для взаємодії з мережами Америки і Японії є можливість транспортування сигналів 1,5 мбіт/с і 45 мбіт/с відповідно за допомогою субблоків TU-12 і TU-3, які використовуються також для перетворення сигналів 2 мбіт/с і 34 мбіт/с.

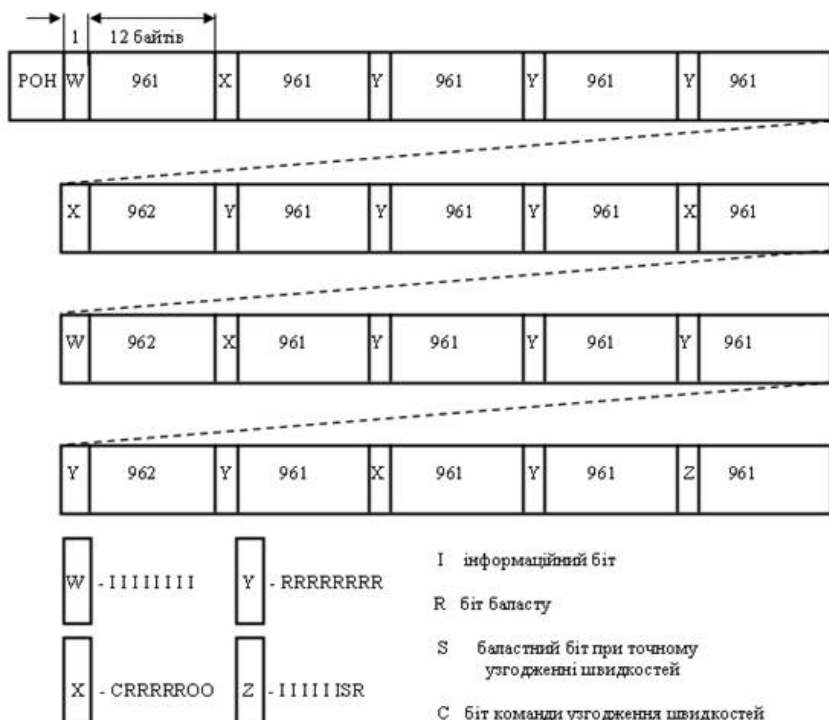


Рис. 3.32. Перетворення компонентного сигналу ПЦІ 139264 кбіт/с в ВК-4 (один рядок)

У Рек. МСЭ-Т G.707/Y.1322 (10/00) введені нові рівні СЦІ: нульовий STM-0 і двісті п'ятдесят шостий STM-256 (рис. 3.31).

Нульовий рівень STM-0 введений для полегшення використання СЦІ в радіолініях і мережах доступу. Його швидкість дорівнює 51,84 мбіт/с, що становить $1/3$ від швидкості STM-1, тому було б логічніше назвати цей рівень « $1/3$ », однак історично затвердилася назва STM-0.

Двісті п'ятдесят шостий рівень STM-256 (40 гбіт/с) є найвищим стандартизованим рівнем SDH. Такий тракт уміщає майже півмільона каналів 64 кбіт/с.

Схема групоутворення наведена на рис. 3.31 і також ілюструє можливість використання суміжних зчіпок.

3.6.2. Процедура перетворення при групоутворенні

Процедури перетворення, які здійснюються в схемі групоутворення, розділені на три категорії, яким відповідають сполучні лінії трьох видів.

Тонкими лініями показана процедура перетворення (mapping) сигналів навантаження в контейнерах C-n. За допомогою цієї процедури компонентні потоки узгоджуються по швидкості з контейнерами C-n і фактично розміщаються на певних позиціях циклів ВК-n.

При цьому може використовуватися асинхронне, байт-синхронне і бітсинхронне перетворення сигналів навантаження у контейнері.

Асинхронне перетворення зберігає незмінним середнє значення тактової частоти сигналів при транспортуванні їх через мережу СЦІ, тому є універсальним і може використовуватися як для плезіохронних, так і синхронних компонентних сигналів.

Поканальне синхронне перетворення використовується для синхронних потоків із циклом за Рек. G.704, що мають октетну структуру (основні цифрові канали 64 кбіт/с і $n \cdot 64$ кбіт/с).

Бітсинхронне перетворення призначене для синхронних сигналів, які не мають октетної структури.

Сигнали ПЦІ зі швидкостями передачі 34/45/140 мбіт/с розміщуються у контейнерах асинхронно, а зі швидкостями 1,5 і 2 мбіт/с — асинхронно, байтсинхронно і бітсинхронно.

Товсті лінії позначають поканальне об'єднання (multiplexing) декількох сигналів.

Пунктиром позначена процедура коректування (aligning), що дозволяє за допомогою покажчиків динамічно компенсувати зміну швидкості й фази навантаження субблоків TU-n або адміністративних блоків AU-n.

3.6.3. Перетворення цифрового потоку 139264 кбіт/с

Цифровий потік 139264 кбіт/с розміщується у контейнері C-4 асинхронно. При цьому для припасування обсягу контейнера C-4 ($V_{\text{інф}} = 149760$ кбіт/с) до швидкості сигналу навантаження відповідно до Рек. G.707 використовуються операції грубого і точного узгодження швидкостей.

Структура циклу C-4 представлена на *рис. 3.32*.

Цикл ВК-4 підрозділяється на дев'ять блоків кодових слів. Кожний блок займає один рядок C-4 і складається з двадцяти груп по тринадцять кодових слів. Перші кодові слова груп W, Y, X і Z містять крім інформаційних символів «I» біти фіксованого баласту «R», п'ять символів команд узгодження швидкостей «C», біти «0», зарезервовані на майбутнє для каналу передачі даних, і біт «S», що несе баластовий символ при виконанні операції точного узгодження швидкостей.

Грубе узгодження швидкостей здійснюється за допомогою символів «R» фіксованого баласту і виділення частини ємності контейнера (біти «0») для резервного каналу передачі даних.

Точне узгодження швидкостей забезпечується за допомогою системи позитивного узгодження швидкостей (біти «C» і «S»).

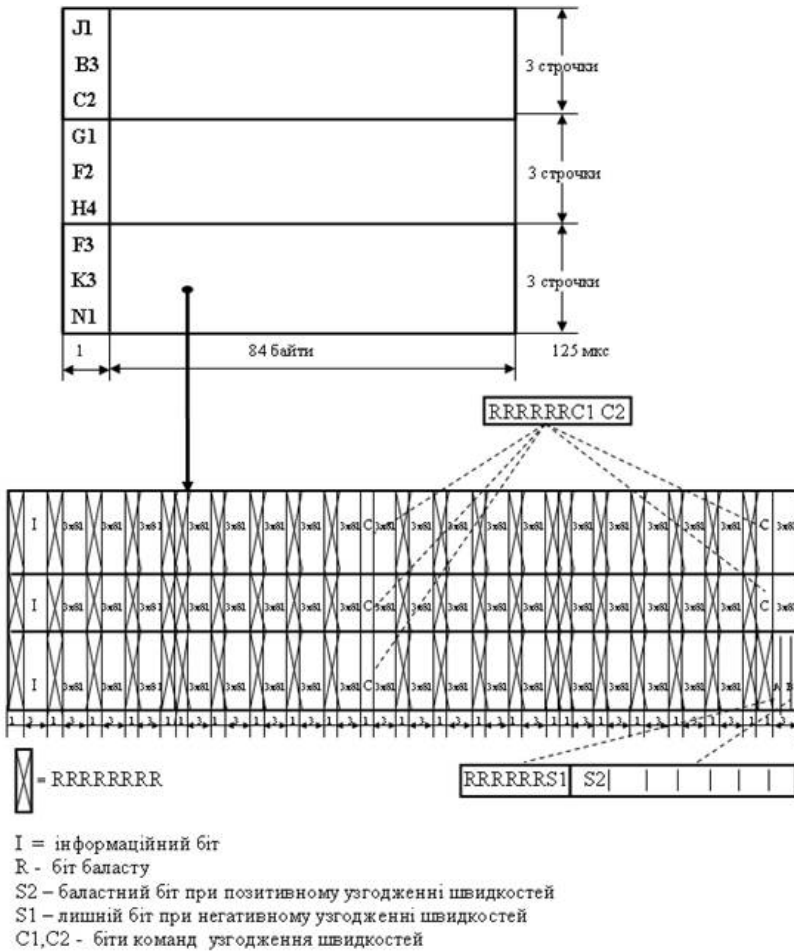


Рис. 3.33. Перетворення компонентного сигналу ПЦІ 34368 кбіт/с в VC-3

Після додавання до C-4 трактового заголовку РОН утвориться віртуальний контейнер ВК-4, таким чином починається мережний тракт ВК-4.

У даній точці схеми можливе підключення ВК-4, що надходять з інших ділянок мережі, які мають відхилення тактової частоти й додаткові коливання фази щодо циклу СТМ-1. Тому введення ВК-4 у СТМ-1 у загальному випадку вимагає корекції фаз і узгодження швидкостей передачі.

Процедура коректування виконується за допомогою показчика АУ-4. Додавання показчика АУ-4 до ВК-4 перетворює його в адміністративний блок АУ-4.

У цьому випадку АУ-4 збігається з групою адміністративних блоків АУГ, що доповнюється секційним заголовком SOH. У результаті остаточно формується синхронний транспортний модуль першого рівня

$$\text{СТМ-1} = \text{SOH} + \text{АУГ}.$$

Фаза ВК-4 у циклі СТМ-1 жорстко не фіксується і у процесі коректування ВК-4 одержує можливість «плавати» у межах циклу СТМ-1, при цьому початок циклу ВК-4 визначається за значенням показчика.

Декілька СТМ-1 поканально об'єднуються, і в результаті утвориться синхронний транспортний модуль N -го рівня.

3.6.4. Перетворення цифрового потоку 34368 кбіт/с

Для асинхронного перетворення потоку 34368 кбіт/с використовується контейнер С-3, що має обсяг: $V_{\text{інф}} = 48384$ кбіт/с.

Надлишок обсягу займають біти фіксованого баласту. Для точного цифрового вирівнювання застосовується система двостороннього узгодження швидкостей.

При цьому цикл контейнера С-3 підрозділяється на три блоки кодових слів (рис. 3.33).

Кожний блок займає три рядки контейнера С-3 і містить 1431 інформаційний біт «I», два біти точного узгодження швидкостей «S1», «S2», десять символів команд узгодження швидкостей «C1», «C2» і 573 біти фіксованого баласту «R».

У процесі перетворення до контейнера С-3 додається трактовий заголовок РОН. В результаті формується віртуальний контейнер ВК-3. У цій точці схеми можливе підключення інших мережних трактів ВК-3, що супроводжується операцією коректування фази й швидкості ВК-3 за допомогою показника TU-3.

Додавання показника TU-PTR до віртуального контейнера ВК-3 перетворює його в субблок TU-3, що збігається із групою субблоків TUG-3.

Три групи субблоків TUG-3 поканально об'єднуються (рис. 3.34), займаючи фіксовані місця у стовпцях з 4 по 261 циклу ВК-4.

Два попередні стовпці циклу ВК-4 займає фіксований баласт, а найперший — трактовий заголовок РОН.

Далі ВК-4 перетвориться, як описано вище: ВК-4/AU-4/AUG/CTM-N.

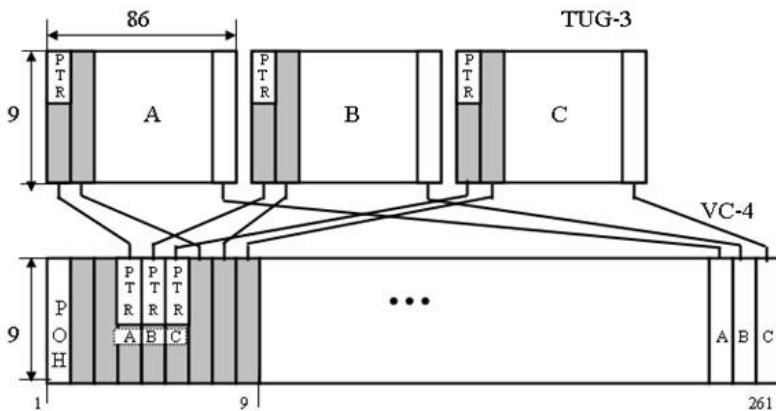


Рис. 3.34. Об'єднання 3*TUG-3 в ВК-4

3.6.5. Перетворення цифрового потоку 2048 кбіт/с

Для транспортування плезіохронного потоку 2048 кбіт/с використовується асинхронне перетворення компонентного сигналу в контейнері С-12. При цьому застосовується надцикл С-12, який містить чотири групи по 34 байта, що має «обсяг» 2176 кбіт/с.

Для грубого узгодження швидкостей частина «обсягу» С-12 заповнюється фіксованим баластом (R-біти).

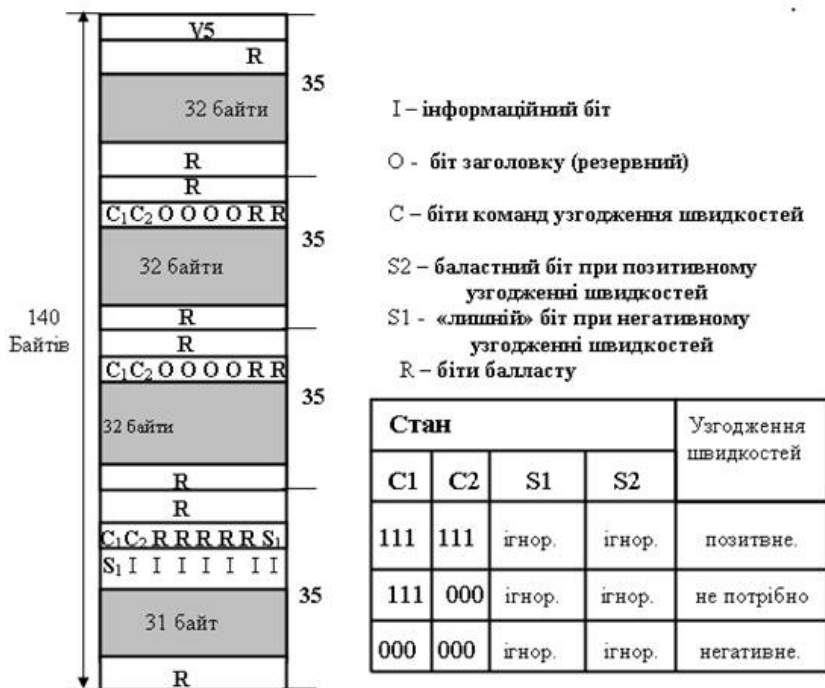


Рис. 3.35. Асинхронне перетворення сигналу ПЦІ 2048 кбіт/с

Точне узгодження швидкостей забезпечується системою двостороннього узгодження швидкостей. При цьому біти С1 і С2 використовуються для передачі команд узгодження швидкостей, біт S1 — для передачі «зайвих» символів при негативному узгодженні швидкостей, а біт S2 — для передачі баластових символів при позитивному узгодженні швидкостей.

До кожного циклу надциклу С-12 додається трактовий заголовок довжиною в один байт. У результаті формується віртуальний контейнер ВК-12.

У точці формування ВК-12 можливі їхні мережні з'єднання, тому для корекції фази й швидкості ВК-12 у надцикл ТУ-12 вводяться ще чотири кодові слова. Три перших — V1, V2 і V3 — належать покажчику ТУ-12, а четвертий байт V4 є резервним. Кодові слова V1 і V2 становлять одне загальне слово покажчика.

Байт V3 використовується для передачі «зайвих» інформаційних символів при негативному узгодженні швидкостей, а байт, що впливає за V3 — для передачі баластових символів при позитивному узгодженні швидкостей.

В результаті формується надцикл ТУ-12 з періодом повторення 500 мкс і довжиною 144 байта.

Завдяки використанню покажчика ВК-12 одержує можливість «плавати» в середині надцикл ТУ-12 (*рис. 3.36*), а отже, і в середині циклу ВК-4. Тому говорять про плаваючий режим об'єднання ВК-12 у циклі ВК-4.

Отриманий надцикл ТУ-12 може бути представлений чотирма таблицями 4*9 байт по 125 мкс кожна (*рис. 3.37*).

Три ТУ-12 поканально об'єднуються в групу субблоків TUG-2, які й займають фіксовані місця в усіх 12-ти колонках циклу останнього (*рис. 3.38*).

Потім сім TUG-2 поканально об'єднуються, займаючи фіксовані місця в 84 з 86 колонок циклу TUG-3. Оскільки розташування навантаження TUG-3 відомо, то покажчик ТУ-3 (три верхніх кодові слова першого стовпця циклу TUG-3)

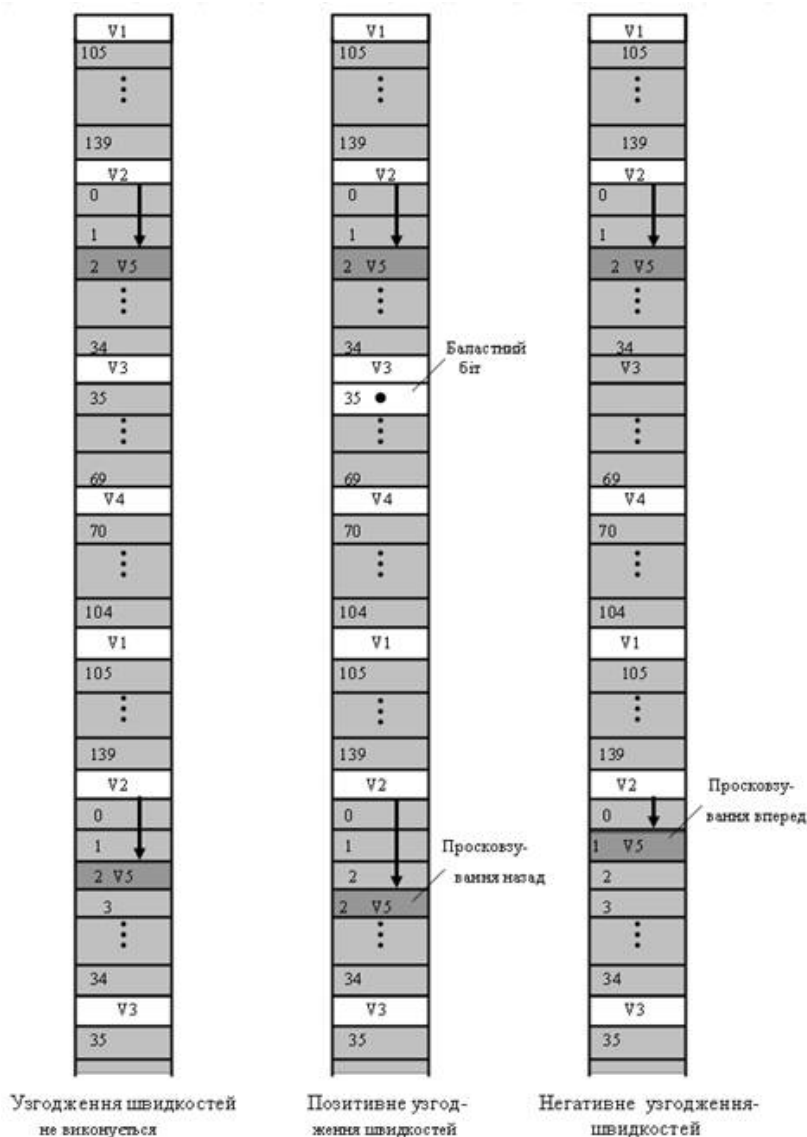


Рис. 3.36. Процедури узгодження швидкостей

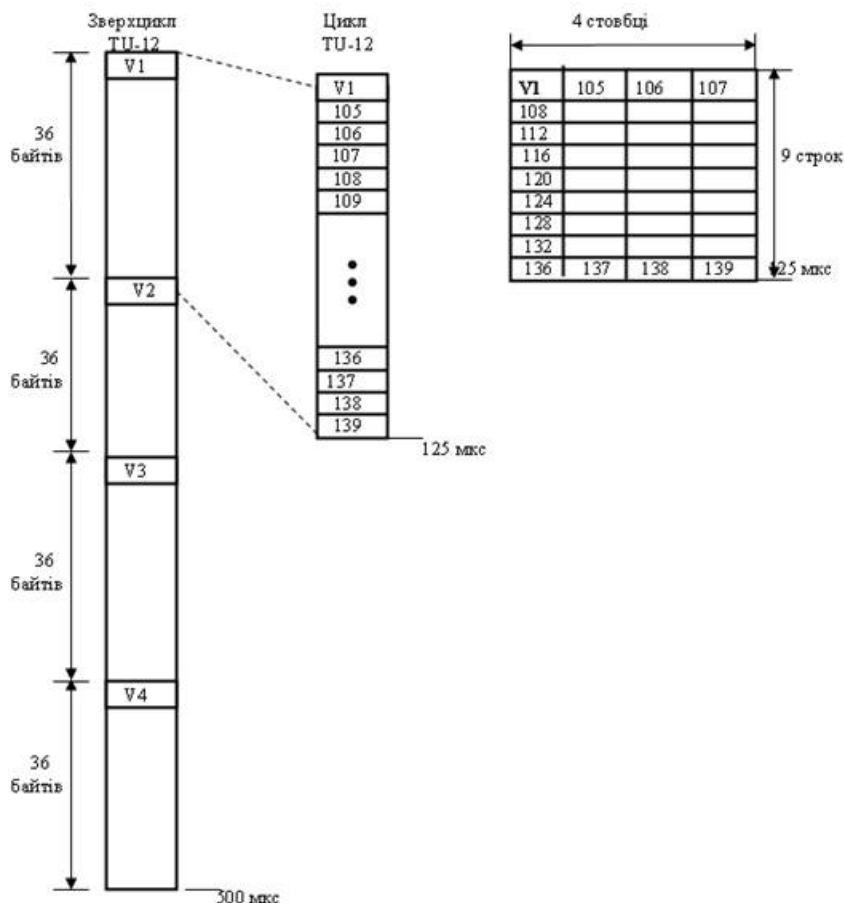


Рис. 3.37. Двомірне подання циклу TU-12

замінюється на нуль-показчик NPI (1001 SS 1111 00000). Нуль-показчик відзначає, що дана група TUG-3 містить не віртуальний контейнер ВК-3, а групи субблоків TUG-2. Інші кодові слова першого стовпця і увесь другий стовець циклу TUG-3 заповнюються фіксованим баластом.

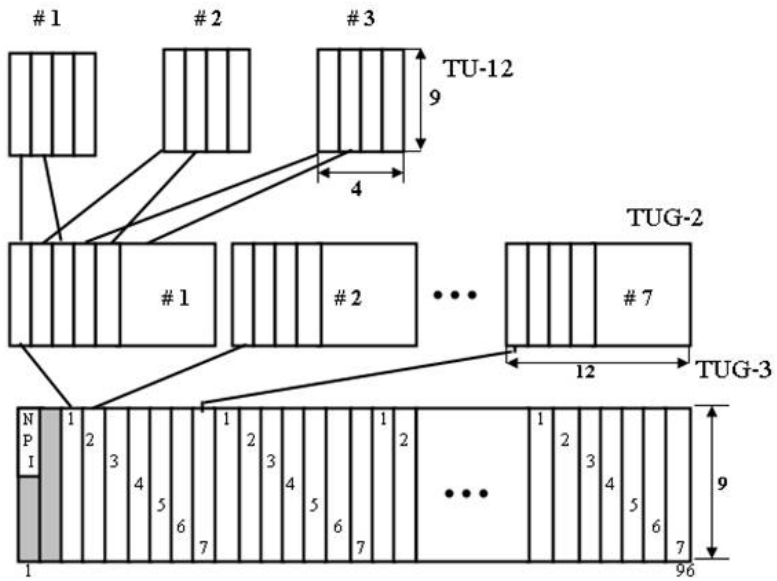


Рис. 3.38. Об'єднання 21* $TU-12$ в $TUG-3$

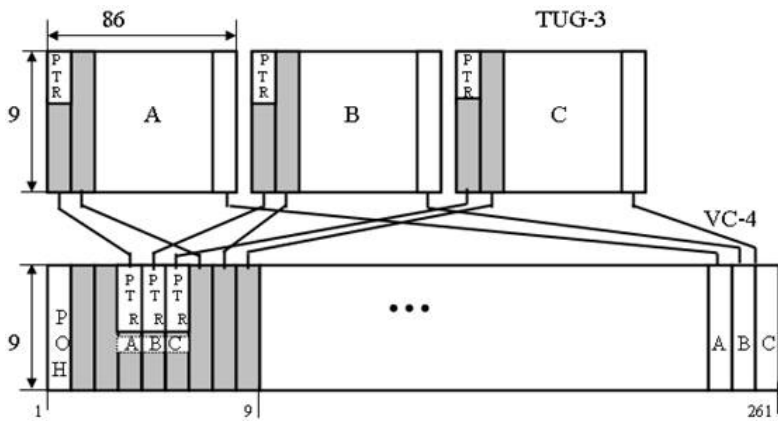


Рис. 3.39. Об'єднання 3* $TUG-3$ в $VC-4$

Три групи субблоків TUG-3 поканально об'єднуються, займаючи фіксовані місця в стовпцях з 4 по 261 циклу ВК-4 (рис. 3.39).

Два попередні стовпці циклу ВК-4 займає фіксований баласт, а найперший — трактовий заголовок РОН.

Далі ВК-4 перетвориться, як описано вище: ВК-4/AU-4/AUG/CTM-N.

Простежуючи по рис. 3.38 і рис. 3.39 ланцюжок перетворень TU-12/TUG-2/TUG-3/ВК-4, можна зробити висновок про те, що результат перетворень еквівалентний прямому поканальному об'єднанні $63 \times \text{TU-12}$ у циклі ВК-4 (рис. 3.40). При цьому положення кожного із чотирьох стовпців TU-12 у циклі ВК-4 визначається наступною формулою:

$$N_{\text{стовп.}} = 10 + (K - 1) + 3 \times (L - 1) + 21 \times (M - 1) + 63 \times (X - 1),$$

де K позначає номер TUG-3, L — номер TUG-2, M — номер TU-12, а $X=1 \dots 4$.

Таким чином, кожний субблок TU-12 може бути визначений адресою у форматі K, L, M .

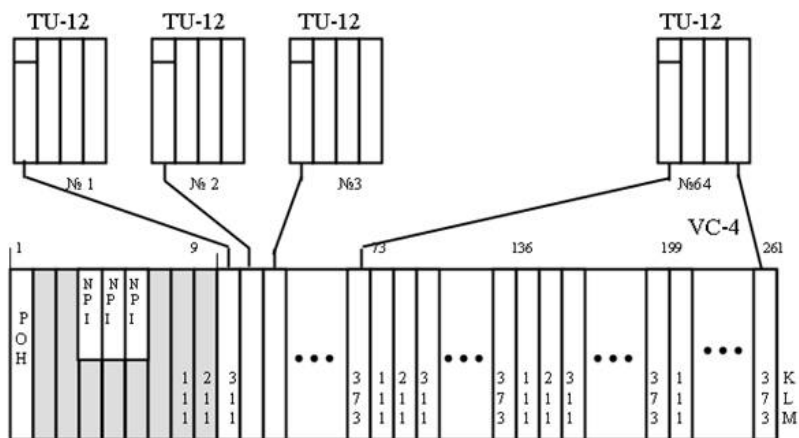


Рис. 3.40. Об'єднання $63 \times \text{TU-12}$ в ВК-4

Адресація TU-12, прийнята в ETSI, наведена в *табл. 3.10*, а відповідне їй схематичне подання структури об'єднання показано на *рис. 3.41*.

Таблиця 3.10. Адресація TU-12

ETSI (ITU-T)	TUG-3 К	TUG-2 L	TU-12 М	ETSI (ITU-T)	TUG-3 К	TUG-2 L	TU-12 М
1	1	1	1	33	2	4	3
2	1	1	2	34	2	5	1
3	1	1	3	35	2	5	2
4	1	2	1	36	2	5	3
5	1	2	2	37	2	6	1
6	1	2	3	38	2	6	2
7	1	3	1	39	2	6	3
8	1	3	2	40	2	7	1
9	1	3	3	41	2	7	2
10	1	4	1	42	2	7	3
11	1	4	2	43	3	1	1
12	1	4	3	44	3	1	2
13	1	5	1	45	3	1	3
14	1	5	2	46	3	2	1
15	1	5	3	47	3	2	2
16	1	6	1	48	3	2	3
17	1	6	2	49	3	3	1
18	1	6	3	50	3	3	2
19	1	7	1	51	3	3	3
20	1	7	2	52	3	4	1
21	1	7	3	53	3	4	2
22	2	1	1	54	3	4	3
23	2	1	2	55	3	5	1
24	2	1	3	56	3	5	2
25	2	2	1	57	3	5	3
26	2	2	2	58	3	6	1
27	2	2	3	59	3	6	2
28	2	3	1	60	3	6	3
29	2	3	2	61	3	7	1
30	2	3	3	62	3	7	2
31	2	4	1	63	3	7	3
32	2	4	2				

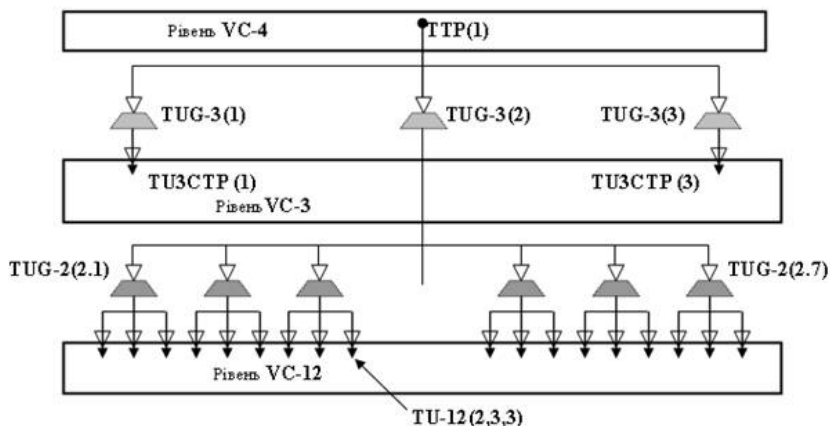


Рис. 3.41. Структура об'єднання СЦІ

Адресація TU-12 використовується для нумерації інтерфейсів користувача при веденні журналів аварійних сигналів і подій, а також керуванні кросами-з'єднаннями.

3.6.6. Перетворення синхронного цифрового потоку 2048 кбіт/с

Для синхронних сигналів E1 з циклом по Рек. G.704 може використовуватися байтсинхронне перетворення разом із плаваючим або фіксованим режимом об'єднання ВК-12 у циклі ВК-4.

У плаваючому режимі формується надцикл ВК-12, що має будову, аналогічну вищеописаному, але тепер у ньому втримується 1024 інформаційних біта, а замість символів узгодження швидкостей введений фіксований баласт (рис. 3.42). Далі цей сигнал перетвориться в такий же спосіб, як описано вище.

У фіксованому режимі надцикл не формується. Завдяки синфазності компонентних потоків виявляється можливим пряме їхнє об'єднання в ВК-4 з однозначним визначенням місця будь-якого компонентного потоку за допомогою показника AU-4. Індивідуальні ВК-12 займають фіксовані позиції

в циклі ВК-4, тому показники ТУ і трактові заголовки ВК-12 не використовуються.

Переваги фіксованого режиму:

- простота структури субблоків ТУ-12, що допускає більш ефективну наступну обробку.

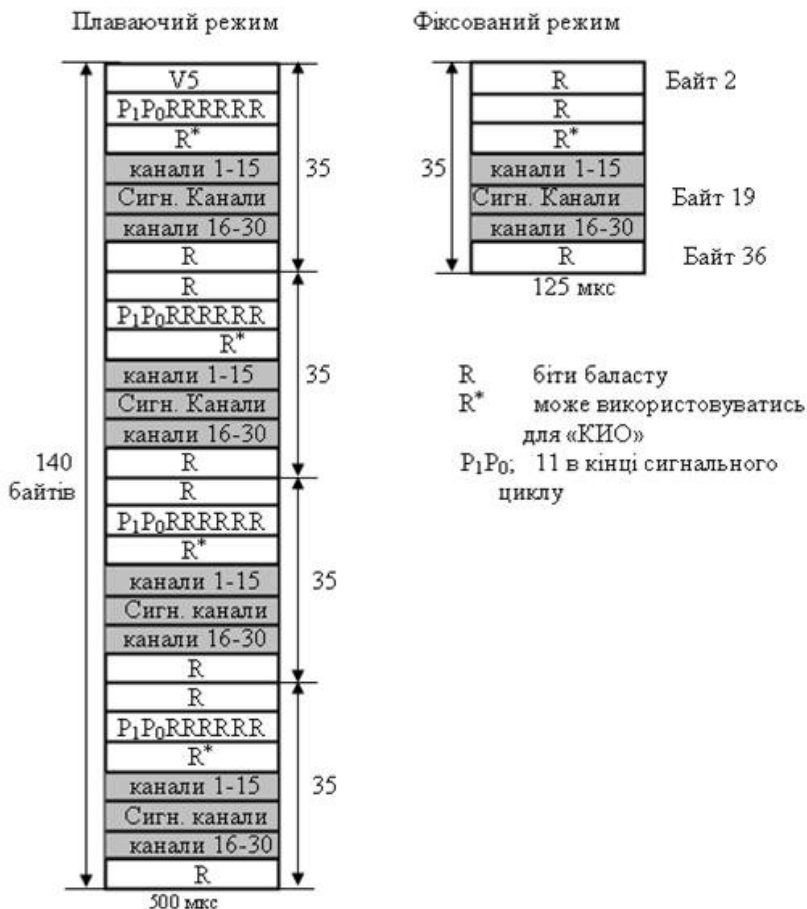


Рис. 3.42. Байтсинхронне перетворення сигналу 2048 кбіт/с в ВК-12

Недоліки фіксованого режиму:

- доступ до кожного ВК-12 забезпечується тільки після розформування ВК-4;
- виключається будь-яка несинхронність при транспортуванні контейнера.

3.6.7. Перетворення чарунок АТМ

Формат сигналу АТМ — пакет кодових слів, названий чарункою.

Чарунка АТМ має довжину 53 байта й містить два основні поля:

- заголовок (5 байт), що забезпечує розпізнавання чарунок, які належать тому самому з'єднанню, і їхню маршрутизацію;
- поле даних (48 байт), що містить корисне навантаження.

Відповідно до Рек. G.707 осередки АТМ повинні транспортуватися в мережі СЦІ як навантаження СТМ-1 або СТМ-4.

При використанні для транспортування чарунок АТМ модулів СТМ-1 потік чарунок розміщується в контейнері С-4 (рис. 3.43).

Розмір контейнера С-4 ($9 \times 260 = 2340$ байт) не кратний розміру чарунки (53 байта). Тому обсяг контейнера заповнюється повністю, і чарунка може перетинати границю контейнера. Однак при цьому повинні збігатися байт-орієнтована структура контейнера і чарунки.

Після додавання до С-4 трактових заголовків утвориться ВК-4, перетворення якого здійснюється аналогічно розглянутому вище: ВК-4/AU-4/AUG/СТМ-1.

Якщо для транспортування чарунок використовується модуль СТМ-4, то потік чарунок розміщується в зчіпці ВК-4-4с (рис. 4.44).

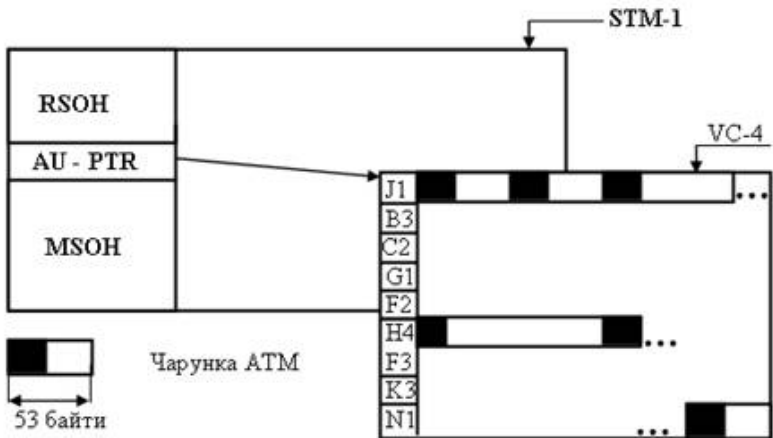


Рис. 3.43. Перетворення чарунок АТМ у циклі STM-1

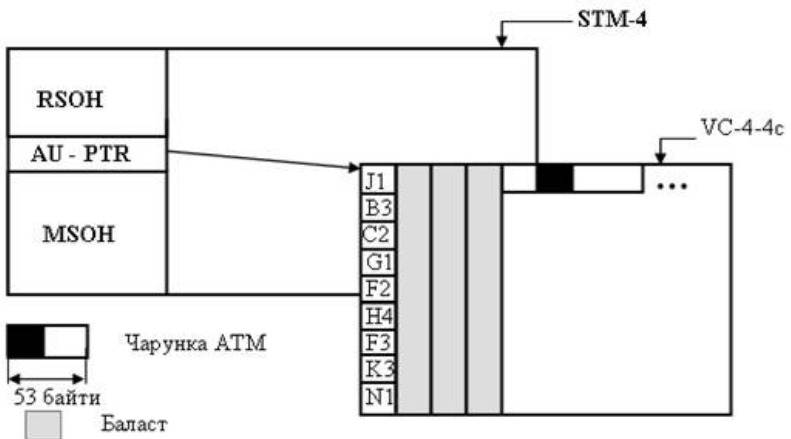


Рис. 3.44. Перетворення чарунок АТМ у циклі STM-4

Контрольні питання до розділу

1. Вкажіть принципові особливості транспортної системи і цифрової системи передачі.
2. Які операції виконуються за допомогою апаратури оперативного перемикання?
3. Які із сигналів Європейської ПЦІ допускаються як інформаційне навантаження транспортної системи СЦІ?
4. Завдяки чому досягається універсальність транспортної системи СЦІ?
5. У якому функціональному рівні групові тракти організуються в лінійні тракти?
6. Які лінії використовуються як середовище передачі на мережі СЦІ?
7. З яких компонентів складається заголовок СТМ-N, і яку частину циклу СТМ-N він займає?
8. Чому дорівнює швидкість передачі інформації в одному байті циклу СТМ-1? У трьох байтах циклу СТМ-N?
9. Які віртуальні контейнери переносяться безпосередньо синхронними транспортними модулями?
10. Скільки кодових слів виділяється під навантаження в циклі СТМ-1?
11. Які віртуальні контейнери можуть транспортуватися у віртуальних контейнерах ВК-4?
12. Які методи об'єднання використовуються СЦІ?
13. Яка максимальна кількість потоків зі швидкістю 2 Мбіт/с можна транспортувати в СТМ-1?
14. Скільки основних цифрових каналів можна організувати в циклі СТМ-16, якщо в кожному СТМ-1 переноситься один потік зі швидкістю 140 Мбіт/с?
15. Які зчипки можна використовувати для передачі сигналів зі швидкістю 34 Мбіт/с і скільки таких сигналів можна транспортувати в СТМ-4?
16. У якій частині циклу СТМ-N передається сигнал циклової синхронізації?

17. У яких мережних елементах є доступ до байта E1?
18. Для якої мети використовується інформація в байті N1?
19. Які віртуальні контейнери мають однакову структуру трактових заголовків?
20. У яких мережних елементах є доступ до каналу передачі даних DCC?
21. У якому напрямку передається сигнал MS-AIS?
22. Який байт забезпечує виявлення неправильного приєднання оптичних волокон?
23. У якому байті передається сигнал MS-RDI?
24. Навантаження якого типу переносить сигнал СТМ-1, якщо байт C2 приймає значення 00010010?
25. Скільки помилок виявлено в тракті ВК-4, якщо сигнал REI має значення 0011?
26. У яких байтах службового заголовка розташований показник адміністративного блоку AU-4?
27. В чому складається відмінність між показниками AU-4 і TU-12?
28. Які кодові слова показника TU-12 використовуються для адресації надциклу ВК-12?
29. Яким чином у циклі AU-4 організується додатковий канал для передачі «зайвих» кодових слів при негативному узгодженні швидкостей?
30. У яких випадках при введенні ВК-4 у цикл СТМ-1 виникає необхідність позитивного узгодження швидкостей?
31. Значення показника в десятковій системі числення дорівнює 486. Яке значення приймає показник при передачі команди позитивного узгодження швидкостей?
32. Яким чином зміниться значення показника AU-4 при виконанні п'яти операцій негативного узгодження швидкостей?
33. За допомогою яких інформаційних структур забезпечується можливість взаємодії з мережами Північної Америки і Японії?

Розділ 3. Структура транспортної системи СЦІ

34. У якому порядку виконуються перетворення сигналів 2 мбіт/с до рівня ВК-4?

35. Яку максимальну кількість віртуальних контейнерів ВК-12 можна транспортувати в циклі ВК-4?

36. Укажіть можливі варіанти формування навантаження синхронного транспортного модуля СТМ-1.

37. У скількох циклах СТМ-1 переноситься надцикл ВК-12?

38. Яким чином встановлюється зв'язок між циклом СТМ-1 і надциклом ТУ-12?

39. У якому випадку в ТУГ-3 передається нуль-показчик?

40. Чи можна використовувати асинхронне перетворення синхронного потоку 2048 кбіт/с в ВК-12?

41. Чому при розміщенні в контейнері сигналів ПЦІ необхідно виконувати грубе і точне узгодження швидкостей?

42. Внаслідок чого ВК-12 «плаває» в середині циклу ВК-4?

43. Розшифруйте адресу субблока ТУ-12 (1, 5, 2).

РОЗДІЛ 4

Принципи побудови радіорелейних і супутникових систем передачі

4.1. Принципи організації і класифікація радіорелейних систем передачі (РРСП)

Під радіорелейною системою передачі (РРСП) розуміють сукупність технічних засобів, що забезпечують утворення КТЧ і типових трактів ЕНССУ, а також лінійного тракту, по якому сигнали радіохвиль передаються в атмосферному (відкритому) просторі.

Як і МСП з ЧРК, РРСП — багатоканальні (багатоствольні) з частотним або часовим (цифровим) розподілом сигналів і напрямів передачі. Незважаючи на різноманітність РРСП, основні принципи їх побудови є загальними.

Узагальнена структурна схема багатоствольної РРСП приведена на *рис. 4.1*. Системи МСП з ЧРК або ЦСП забезпечують формування лінійного групового сигналу в результаті мультиплексування/демультиплексування будь-яких видів повідомлень: телефонних, телеграфних, рухливих і нерухомих зображень, звукового мовлення, газетних смуг, сигналів і т. ін.

Вказане каналоутворююче устаткування розташовується на мережних станціях і вузлах комутації, які територіально віддалені від РРСП і кабельними лініями, що сполучаються з ними. Для формування радіосигналу і передачі його на відстань використовуються: прикінцеві (ПРС), проміжні (ПрРС) та вузлові (ВРС) радіорелейні станції. На ВРС встановлюється також устаткування виділення і введення (АВ) необхідної кількості каналів тональної частоти (КТЧ).

Разом з середовищем (атмосферою) поширення радіохвиль РРСП утворює лінійний тракт або ствол. Устаткування ствола розташовується на прикінцевих і проміжних станціях. Радіоствол називається простим, якщо він утворений двома ПРС, і складним, якщо окрім ПРС входять ПрРС і ВРС.

На *рис. 4.2* наведено умовне зображення складного радіоствола РРСП, необхідність його використання обумовлена рядом чинників: протяжність РРСП, пропускна спроможність, умови поширення радіохвиль.

Структурна схема дуплексного ствола двосторонньої (дво- або чотирьохчастотної) РРСП наведена на *рис. 4.3*. У сучасних РРСП різниця рівнів передачі і прийому дуже велика — порядку 150 дБ і більше. Тому для зменшення взаємовпливу між передавачем і приймачем однієї станції, працюючих на одну антену, використовується мінімум дві несучі на радіоствол. Це економічний варіант, але вимагає спеціальних заходів захисту для сигналів зустрічних напрямів передачі. 4-частотний план не вимагає вказаних заходів захисту, проте не економічний з точки зору використання смуги частот (кількість радіостволів у фіксованій смузі частот зменшується вдвічі).

РРСП застосовуються для передачі сигналів багатоканальної телефонії та телевізійних програм на величезні відстані. Для їх передачі необхідна смуга частот близько 30 МГц, яка забезпечується в діапазоні дециметрових і сантиметрових хвиль, але оскільки ці діапазони переобтяжені, то для електромагнітної сумісності (ЕМС) радіосистеми використовують і міліметровий діапазон.

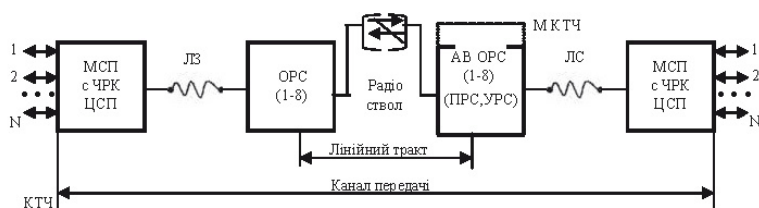


Рис. 4.1. Узагальнена структурна схема багатоствольної РРЛЗ

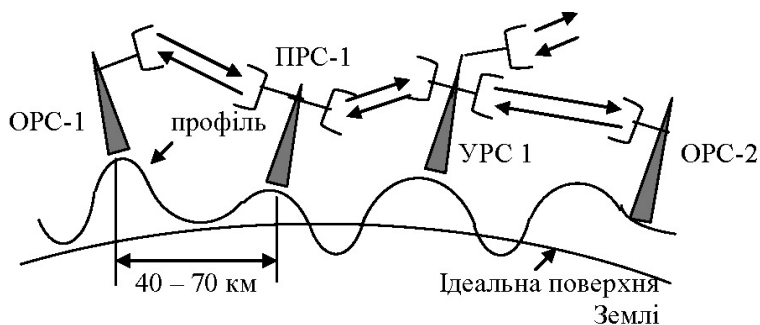


Рис. 4.2. Умовне зображення РРЛС прямої видимості

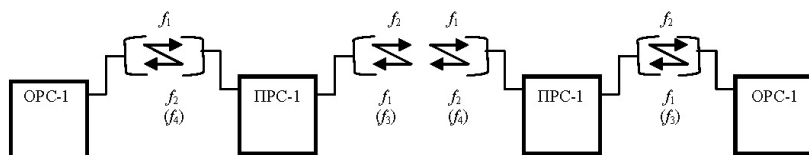


Рис. 4.3. Дуплексний ствол дуплексної (двочастотної — $f_1 f_2$) (чотиричастотної — $f_1 f_2 f_3 f_4$) РРСП

Радіосигнал в діапазоні УКХ передається в межах прямої видимості і гранична відстань розраховується за формулою:

$$r_0 = 4 \cdot 12 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right),$$

де: h_1 та h_2 — висоти підвісу антен на щоглах (у метрах).

Тому при передачі інформації на великі відстані використовують багаторазову ретрансляцію радіосигналів. Класифікують РРСП за пропускнуою спроможністю:

— магістральні системи 600–2700 КТЧ або ТБ, $L=1400\dots25000$ км;

— зонові середньої ємності двох типів з ЧРК або ПРК 60–300 КТЧ, L до 600 км.

Розрізняють радіорелейні станції трьох типів: прикінцеві (ПРС); проміжні (ПрРС) і вузлові (ВРС).

На ПРС здійснюється модуляція/демодуляція радіосигналів (АМ, ФМ, ЧМ) сигналів МТС, МТА, ТЦ, МАМ і починається і закінчується лінійний тракт передачі сигналів.

ВРС вирішує завдання розгалуження і об'єднання потоків інформації на перетині двох РРЛ.

ПрРС забезпечує компенсацію загасання одного інтервалу з метою виключення накопичення теплових шумів. Виділення КТЧ відсутнє, але передбачено паралельне відгалуження програм ТБ.

ПрРС (ретранслятори) можуть бути двох типів:

— без виділення початкових сигналів електрозв'язку і введення нових;

— з виділенням і введенням сигналів електрозв'язку.

Структурну схему ретранслятора без виділення і введення сигналів електрозв'язку наведено на *рис. 4.4*. До складу ствола ретранслятора без виділення і введення сигналів електрозв'язку входить прикінцеве устаткування (модулятор і демодулятор).

Для підвищення економічної ефективності, пропускнуої спроможності і надійності РРСП будують багатоствольни-

ми, кожен ствол — це самостійне приймально-передавальне устаткування.

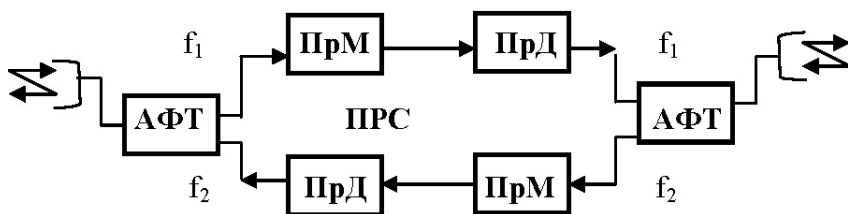
Для території з малою густиною населення, для зв'язку між островами і континентами застосовуються тропосферні РРС, відстані між станціями 300–500 км; 600–800 км. Антени — усічені параболічні дзеркала розміром 20×20 м, або 30×30 м, їх діаграми спрямованості перетинаються на висоті 10–12 км, утворюючи об'єм перевипромінювання. Загасання 210–250 дБ більше загасання для РРСП прямої видимості на 80–120 дБ. ТРРЛ забезпечує передачу 120 КТЧ.

Розподіл робочих частот багатоствольних РРСП. Стволи магістральних і зонових РРСП є універсальними, забезпечують передачу будь-якої інформації. ТЛФ стволи (дуплексні), ТБ (симплексні) потребують устаткування вдвічі менше.

Прийом і передача радіосигналів у зустрічних напрямках, для виключення переходів з передавача на приймач однієї станції, здійснюються на різних частотах. Тобто для організації радіостволів необхідно 2 або 4 частоти (див. *рис. 4.3*).

Приймально-передавальне устаткування працює на фіксованих частотах, визначених МСЭ-Т поблизу 2–8 ГГц і більш високих.

Двочастотний план розподілу робочих частот для дуплексної 8-ствольної РРСП наведено на *рис. 4.5*.



*Рис. 4.4. Структурна схема
ретранслятора РРСП*

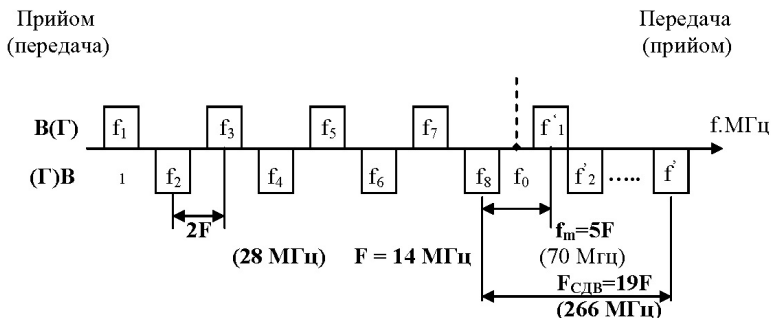


Рис. 4.5. План розподілу робочих частот РПС

Поляризації: Г — горизонтальна, В — вертикальна

У кожному стволі передається 1920 КТЧ або один канал ТБ. Різниця між частотами передачі і прийому одного ствола називається частотою зсуву:

$$f_{\text{сдв}} = 19F = 266 \text{ МГц.}$$

Стволи з парними номерами застосовуються для магістральних ліній, а з непарними — для відгалужень від магістральних ліній.

Для діапазону 4 ГГц несуча НВЧ частота

$$f_0 = 3653,5 \text{ МГц.}$$

Номінальні значення частот радіостволів визначаються з виразів:

$$f_{\text{нп}} = f_0 - 259 + 28n;$$

$$f_{\text{нв}} = f_0 + 7 + 28n, (n = 1, 2, 3 \dots 8).$$

Окрім рознесення по частоті, додаткова розв'язка забезпечується типом поляризації (Г — горизонтальна, В — вертикальна).

Перемикання стволів відбувається на ПРС або ВРС за допомогою апаратури резервування (АР) на проміжній частоті. Передача ТБ може здійснюватись без резервування.

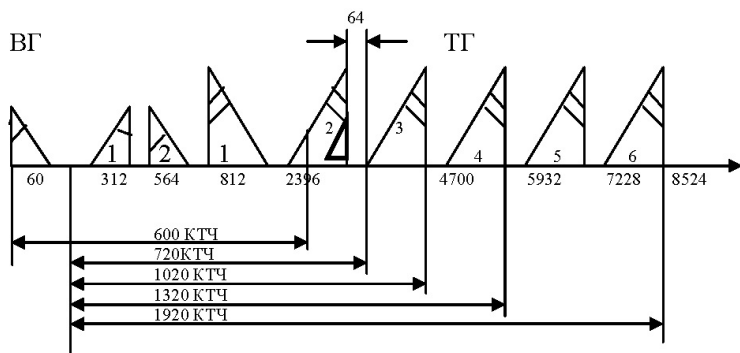


Рис. 4.6. План частот стандартних груп
БСП з ЧРК в РРСП

План розподілу спектрів стандартних груп МСП з ЧРК наведено на *рис. 4.6*.

4.2. Функціональна схема крайової станції РРСП

Основа прикінцевої станції РРСП — це радіоустаткування (апаратура НВЧ), однотипне на ПРС, ПрРС, ВРС. На ПРС і ВРС ЧМ здійснюється на проміжній частоті $f_{\text{ПЧ}} = 70$ МГц (див. *рис. 4.7*).

Модулюючий сигнал — груповий сигнал БСП з ЧРК або ЦСП. Лінійні спектри сигналів МСП для телефонних стовпів РРСП різної пропускної спроможності наведено на *рис. 4.6*.

Згідно *рис. 4.7* з виходу модулятора ЧМ сигнал ПЧ поступає на підсилювач проміжної частоти (ППЧ). Формування несучих ($f_1 \dots f_8$) радіостовпів здійснюється від задаючого генератора (ЗГ), стабілізованого кварцевим резонатором (107...120) МГц. Фазовий модулятор (xf) дозволяє передавати службові сигнали: СС — синхросигнали; ТЕ — технічного обслуговування; ТК — телекерування на всі станції уздовж траси РРСП.

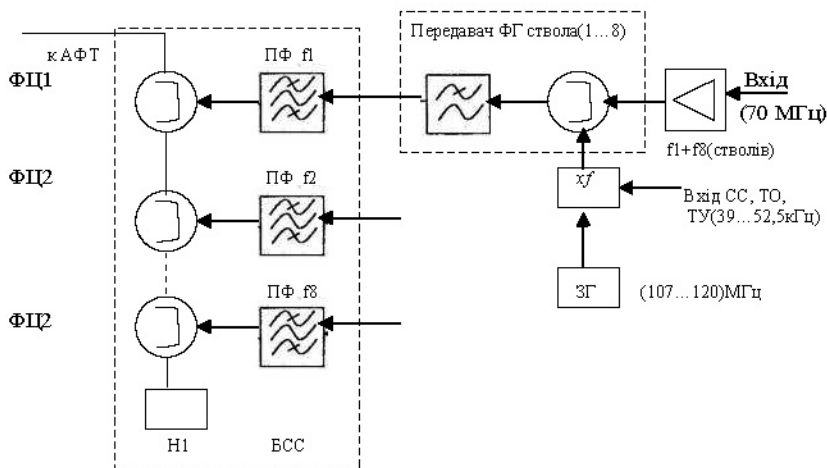


Рис. 4.7. Функціональна схема прикінцевої станції РРСП

Вихід ППЧ кожного ствола з'єднується з фільтром гармонік (ФГ) за допомогою хвилегонних феритових циркуляторів. З виходів ФГ радіостволів сигнал спрямовується у блок складання стволів і подається через тракт антенного фідера (АФТ) до передавально-приймальної антени. Побічна енергія перетворення поглинається смуговими фільтрами $\text{ПФ}f_1 \dots \text{ПФ}f_8$ і хвилегонним навантаженням Н1.

4.3. Принципи побудови цифрових РРСП

Цифрові РРСП передають цифрові потоки (ЦП), сформовані ЦСП різних рівнів цифрової ієрархії плезіохронної (ПЦІ) або синхронної (СЦІ) ієрархій.

Для зонових ЦРРЛ використовуються ЦСП ІКМ-30, ІКМ-120, ІКМ-480, для магістральних — ІКМ-1920 і вище.

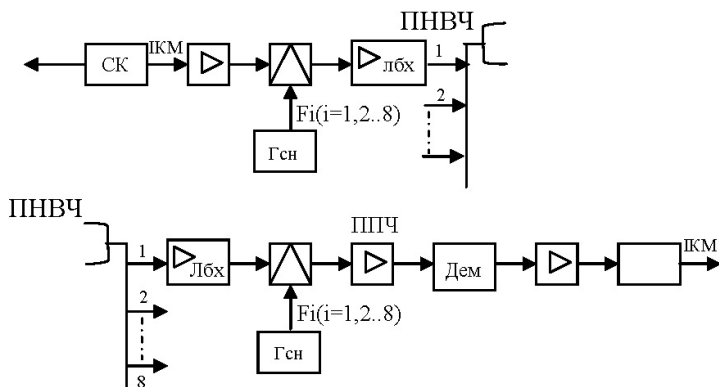


Рис. 4.8. Структурна схема приймального
та передавального пристроїв ЦРРС

Приймально-передавальне устаткування ЦРРСП будується за тим же принципом, що і устаткування аналогових РРЛ з ЧРК або ПРК, але для підвищення енергетичного потенціалу ЦРРЛ на передачі і прийомі включають підсилювачі НВЧ з арсенід-галієвими польовими транзисторами. Структурну схему ЦРРЛ наведено на *рис. 4.8*.

У СУ регенеруються імпульси (символи) і перетворюються коди ЦП, що передаються. Методи модуляції, організації ТЕ, СС, ТК пристосовані до цифрового виду сигналів передачі.

Вимоги до зменшення смуги частот високошвидкісних ЦП забезпечуються КАМ (квадратурна амплітудна модуляція) типу 16 КАМ, 64 КАМ, 256 КАМ і 1024 КАМ або АФМ (амплітудно-фазовою модуляцією).

Вектори (символи) КАМ — однієї і тієї ж частоти — відрізняються за амплітудою (рівні -3 ; -1 ; 1 ; 3) та фазою і відповідають певній кількості символів ІКМ-сигналу: 16 КАМ забезпечує ефективність 4 біта на символ, 64 КАМ — 6 біт на символ, 256 КАМ — 8 біт на символ і 1024 КАМ — 10 біт на символ.

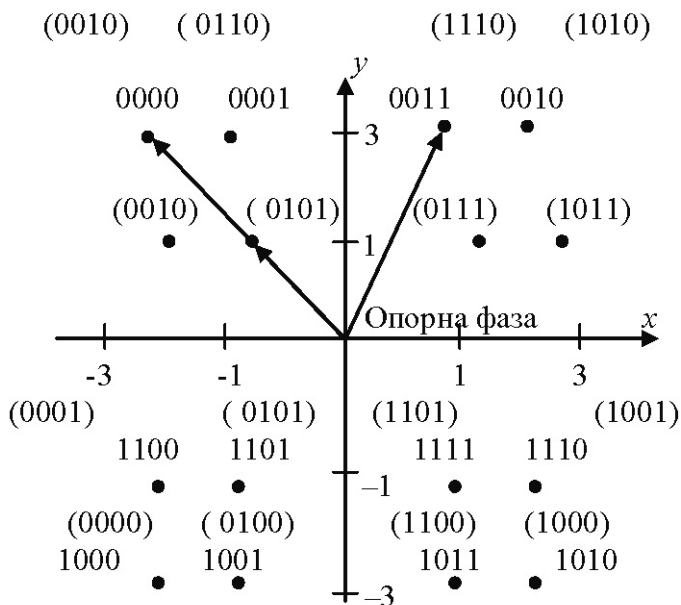


Рис. 4.9. Кодовий простір (сузір'я) векторів (символів)
16 КАМ — модуляції

АФМ-16 (у дужках наведено комбінацію символів, що кодуються)

Спектральна ефективність цифрових РРСП оцінюється швидкістю передачі інформації, що доводиться на 1 Гц смуги. Так, французька система FH-270 при швидкості 140 Мбіт/с і ширині смуги частот 40 МГц забезпечує ефективність 3,5 (біт/с) Гц, що є хорошим показником.

4.4. Особливості проектування і експлуатації радіорелейних ліній зв'язку (РРЛЗ)

Траса РРЛ розраховується при проектуванні, модернізації й експлуатації з метою визначення якісних показників роботи лінії передачі.

Послідовність етапів проектування наступна:

— вибирають трасу РРЛП, тобто на карті відповідного масштабу викреслюють ламану лінію, що сполучає УРС, ПРС, ОРС;

— визначають висоти антенних щогл з урахуванням стійкості зв'язку;

— вибирають тип приймально-передавальної апаратури (або впроваджують за рекомендацією Замовника);

— проводять перевірочний розрахунок потужності шуму у верхньому КТЧ або відношення $U_c/U_{\text{ш}}$ в каналі ТБ;

— виконують перевірочний розрахунок середнього рівня сигналу на вході приймача для кожного інтервалу РРЛ.

Особливості рельєфу місцевості враховуються за допомогою профілів інтервалів. На профілі визначальним параметром є проміжок H між лінією прямої видимості, що сполучає центри антен у найближчій до неї (по вертикалі) точці профілю. Довідкова література по РРС містить необхідні технічні дані РРСП, серед яких можна вибрати ту, що відповідає конкретному технічному завданню (ТЗ) РРСП з ЧРК або ПРК (див. *табл. 4.1*).

*Таблиця 4.1. Основні характеристики
РРСП (ЧРК та ПРК)*

№ п/п	Назва параметра	КУРС-4 (ЧРК)	FN-270N-11 (ПРК)
1.	Діапазон робочих частот, ГГц	3,4–3,9	10,7–11,7
2.	Максимальна кількість стволів	8	11
3.	Частотне рознесення між стволами, МГц	28	40

№ п/п	Назва параметра	КУРС-4 (ЧРК)	FN-270N-11 (ПРК)
4.	Пропускна спроможність, В, Мбит/с (КТЧ/ТВ)	(720/1)	139,264 (1920/1)
5.	Вид модуляції	ЧМ	16 К АМ
6.	Проміжна частота, МГц	70	140
7.	Вихідна потужність передавача, Вт	0,5	4
8.	Протяжність інтервалів, км	40–50	50–100

Важливим поняттям у техніці РРСП є зрив зв'язку: для аналогових у тому разі, якщо потужність шумів в телефонному каналі перевищує 47500 пВт, для цифрових — при зростанні вірогідності помилки до 10^{-3} .

Мінімум відсотка зриву зв'язку для ліній РРСП гарантується оптимізацією висот закріплення антен на щоглах для кожного інтервалу.

Для збереження необхідних якісних показників протягом терміну експлуатації РРЛ має бути забезпечена надійною системою електроживлення, резервування та дистанційного керування.

4.5. Принципи побудови супутникових систем передачі (ССП)

4.5.1. Орбіти штучних супутників Землі

Рух космічного апарату по орбіті навколо Землі без роботи двигуна відбувається під дією гравітаційних сил з відомих законів Кеплера. Згідно з першим законом Кеплера орбіта ШСЗ лежить в нерухомій площині, що проходить через центр Землі і є еліпсом, в одному з фокусів якого знаходиться центр Землі.

За другим законом Кеплера радіус — вектор ШСЗ (відрізок прямої, яка сполучає ШСЗ, що знаходиться на орбіті, і центр Землі) в рівні проміжки часу описує рівні площі Землі.

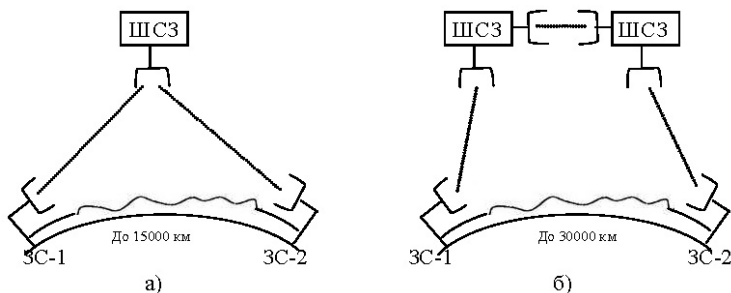


Рис. 4.10. Організація ССП: а) с одним ШСЗ — ГО;
б) з декількома ШСЗ

Згідно з третім законом Кеплера відношення квадратів періодів обертання ШСЗ дорівнює відношенню кубів великих півосей орбіт.

У ССП ШСЗ забезпечують ретрансляцію радіосигналів між земними станціями (ЗС). У трасі космічної передачі сигналів застосовують один або декілька ШСЗ ретрансляторів (див. рис. 4.10), наприклад, розташованих на геостаціонарній орбіті (ГО).

Залежно від взаємного розташування площини орбіти і площини екватора, тобто кута нахилу p , розрізняють орбіти:

- екваторіальні ($\beta=0^\circ$);
- похилі ($0^\circ<\beta<90^\circ$);
- полярні ($\beta=90^\circ$).

Класифікуються також еліптичні і кругові орбіти. Серед екваторіальних кругових орбіт — геостаціонарні (ГО), віддалені від поверхні Землі на 36000 км. Напрямок руху ШСЗ співпадає з напрямком обертання Землі (із заходу на схід).

Підсупутникова точка (ПТ) (рис. 4.11) — точка перетину земної поверхні з лінією Землі, що сполучає центр, і ШСЗ в загальному випадку переміщається при русі ШСЗ по орбіті.

Кут місця β — це кут між радіус-вектором AS та його проєкцією на площину місцевого горизонту.

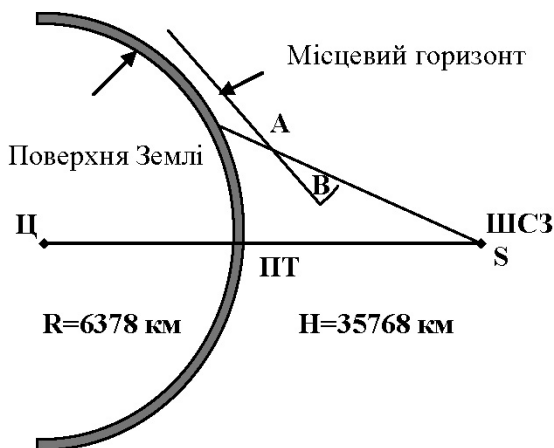


Рис. 4.11. Розташування підсупутникової точки ШСЗ

Азимут δ — кут, що відлічується за годинниковою стрілкою від напрямку на Північний полюс до проекції AS на площину місцевого горизонту.

Переваги геостационарних орбіт ШСЗ:

- цілодобові сеанси зв'язку;
- простота систем наведення антен земних станцій (ЗС) на ШСЗ;
- стабільне значення загасання на ділянці «Земля — ШСЗ»;
- малий частотний зсув, викликаний ефектом Доплера;
- збільшення зони радіовидимості до $1/3$ усієї площі поверхні Землі.

Але зв'язок через такі ШСЗ здійснюється для земних станцій, широта розташування яких не перевищує 76° , тобто $\beta > 5^\circ$.

До особливостей ШСЗ ГО слід віднести наведення ЗС за допомогою екстремальних автопілотів і періодичне коригування переміщення ШСЗ реактивними двигунами.

Інші особливості геостаціонарних орбіт:

— через те, що устаткування ШСЗ живиться від сонячних батарей, то в періоди рівнодення спостерігаються затінювання ШСЗ впродовж 23-х днів до і після, з максимальною тривалістю 72 хвилини під час рівнодення.

— попадання Землі в тінь ШСЗ, коли ШСЗ проходить диск Сонця. В результаті шумова температура приймача підвищується до 25000°K , яка зазвичай становить $100\text{--}300^{\circ}\text{K}$, тому зв'язок переривається впродовж 8 хвилин на частоті 4,5 ГГц при діаметрі приймальної антени 10 м.

Подібні перерви відбуваються протягом 6 днів 2 рази в рік опівдні в період рівнодення.

4.5.2. Зони обслуговування штучними супутниками Землі

Лінія ССП складається з двох ділянок: «ЗЕМЛЯ — ШСЗ», «ШСЗ — Земля». Для цих ділянок виділені радіодіапазони, які визначаються умовами поширення і перешкодами між наземними і космічними станціями.

Уся земна куля розділяється на три райони:

1. Європа, Африка, азіатські країни, СНД і Монголія;
2. Північна і Південна Америка, Гренландія;
3. Азія (без СНД), Австралія і Океанія.

Види служб супутникового радіозв'язку з геостаціонарними орбітами:

— ФСС — фіксована супутникова служба для зв'язку із ЗС, розташованими в певних пунктах;

— РСС — рухома супутникова служба для зв'язку з рухомими ЗС через один або декілька ШСЗ;

— МСС — радіомовна супутникова служба для прийому ТБ і РМ населенням Землі.

Умовні позначення діапазонів: 6/4, 8/7, 14/11.

У процесі проектування і експлуатації широко використовується поняття «зони» — це частина земної поверхні,

межі якої розраховуються з урахуванням одного або декількох критеріїв.

Зона видимості — частина території Землі, де ШСЗ можна спостерігати радіотехнічними засобами під кутом місця не менше 5° . Якщо ШСЗ рухається по еліптичній похилій орбіті, то користуються поняттям миттєвої зони видимості.

Суперечливі аспекти експлуатації ССП враховані в понятті зони обслуговування, в якій бортовий передавач (ретранслятор) забезпечує густину потужності сигналу, необхідну для прийому сигналів із заданою якістю на земній станції. Зона обслуговування може мати довільну форму, часто повторює контури країни, регіону, континенту.

4.5.3. Методи розділення сигналів земними станціями

Сигнали від окремих ЗС на вході бортового ретранслятора ШСЗ складаються. В аналогових СП використовується ЧРК-ЧМ, у цифрових ІКМ-ПОФМ.

Для організації мережі зв'язку на великій території використовується багатостанційний доступ — це одночасна передача сигналів множиною МЗС, розташованих в зоні обслуговування через один загальний для усіх ствол ШСЗ.

У ССП застосовуються:

МДЧР — багатостанційний доступ з частотним розділенням;

МДПР — багатостанційний доступ з почасовим розділенням;

МДКР — багатостанційний доступ з кодовим розділенням.

Переваги МДЧР: простота, використання стандартної каналоутворюючої апаратури (КУА) (від 12 до 960 КТЧ на тій несучій), відсутність жорсткої синхронізації в мережі ЗС. Недоліки: придушення сильним сигналом слабкого, погане використання потужності бортового ПСВЧ (ЛБХ), значний рівень шумів, нелінійних переходів.

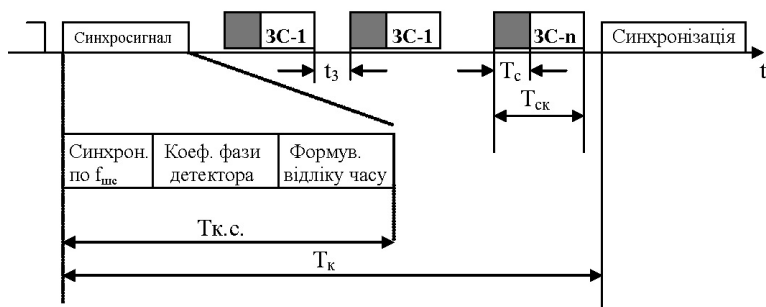


Рис. 4.12. Кадр ШСЗ багатостанційного доступу
з розподілом за часом

$T_{\text{кс}}$ — тривалість сигналу кадрової синхронізації; t_3 — захисний інтервал між субкадрами ЗС; $T_{\text{сс}}$ — тривалість сигналу субкадрової синхронізації; $T_{\text{ск}}$ — тривалість субкадра ЗС- i ; $T_{\text{к}}$ — тривалість кадра; n — кількість земних станцій (ЗС)

При МДПР для кожної ЗС- i виділяється певний часовий інтервал, інтервали усіх ЗС жорстко синхронізовано. Інтервал часу, впродовж якого всі ЗС по одному разу випромінюють свої сигнали, — цикл (кадр), а тривалість пакету однієї ЗС — субцикл (субкадр). Застосовується ФМ у поєднанні з передачею сигналів в цифровій формі. Основна складність — необхідність жорсткої синхронізації усіх ЗС.

МДПР характеризується низькою енергетикою ШСЗ при необхідності роботи в лінійному режимі. У цих системах необхідна ортогональність сигналів різних ЗС, як і в звичайних системах ПРК, досягається тим, що кожній ЗС- i для зв'язку виділяється фіксований інтервал часу, що періодично повторюється. Тривалість цього інтервалу визначається ієрархією ЦСП і трафіком ЗС. Інтервали усіх ЗС взаємно синхронізовані, розділені захисними інтервалами (t_3) і об'єднані в кадр ($T_{\text{к}}$) (рис. 4.12). Протягом кадру ($T_{\text{к}}$) всі ЗС по одному разу випромінюють сигнал в інтервалі тривалості пакету імпульсів того, що називається субкадром ($T_{\text{ск}}$). З рис. 4.12 випливає,

що ефективність використання смуги пропускання радіоствола визначається необхідністю введення захисних інтервалів, що гарантують відсутність перекриття субкадрів ЗС при поганий роботі міжстанційної синхронізації, а також потрібністю введення ряду службових сигналів:

- сигналів синхронізації;
- корекції фази детектора;
- формування відліку часу.

Вказані сигнали займають інтервал часу $T_{\text{КС}}$. У субкадрі кожної ЗС є інтервал сигналу субкадрової синхронізації ($T_{\text{СС}}$).

При МДПР сигнали усіх ЗС поступають на ШСЗ одночасно і в загальній смузі частот. Для кожної ЗС застосовують ортогональні функції часу — шумоподібні сигнали (ШПС), або псевдовипадкові послідовності (ПСП) кодові послідовності певної довжини. ПСП служить адресою ЗС. Використовується ФМ або ЧМ.

Переваги: низька спектральна густина сигналів; висока завадостійкість і швидкість передачі.

Недолік: низька ефективність використання смуги частот.

4.5.4. Бортові (орбітальні) ретранслятори ССП

Орбітальний ретранслятор встановлюється на ШСЗ і призначений для прийому сигналів передавальних ЗС, їх підсилення і передачі у напрямку ЗС (рис. 4.10).

Орбітальні ретранслятори і встановлені на них антени є основною частиною ССП.

Найбільше застосування отримали багатоствольні орбітальні ретранслятори, спрощену структурну схему якого наведено на рис. 4.13. Ретранслятор має дві антени, працюючі вниз (А3 і А4) і одну А1, що забезпечує приймання ортогонально-поляризованих сигналів від передавальних ЗС. За допомогою поляризатора (П2), подільників потужності (Д) сигнали шести стволів розділяються фільтрами пристроїв роз-

ділення частот (ПРЧ) і підсилюються НВЧ-підсилювачами. Посилені сигнали об'єднуються спрямовуючими фільтрами (УУЧ) і за допомогою поляризаторів ПЗ і П1 подаються на антени АЗ і А4. Для спрощення вимог до фільтрів ПРЧ стволи по частотах розділяються на парні (2, 4, ..., 24) і непарні (1, 3, ..., 23) групи.

Структурна схема *рис. 4.13* реалізує принцип повторного використання смуги частот методом розв'язки стволів з ортогональною поляризацією. Повторне використання смуги частот можна забезпечити і просторовим розділенням променів діаграми спрямованості антен, при цьому вдається забезпечити послаблення рівня бічних пелюсток до 35 дБ.

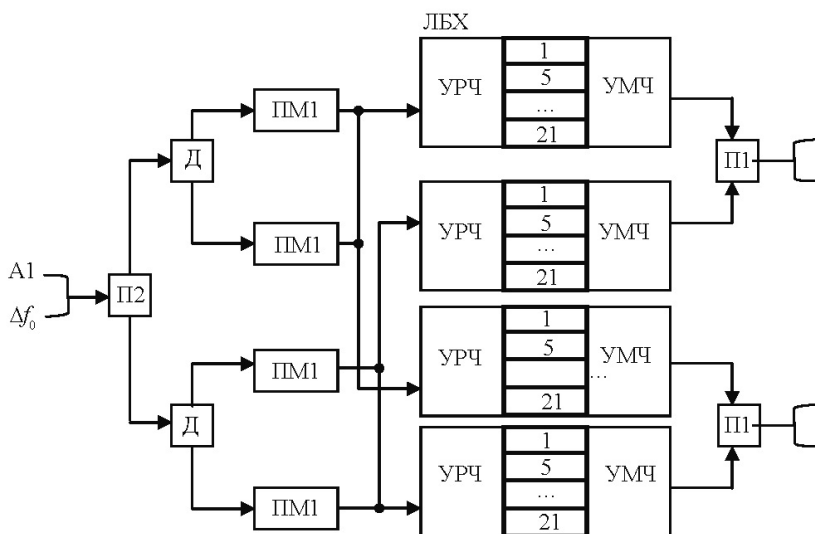


Рис. 4.13. Структурна схема багатоствольного ретранслятора (ШСЗ) з двома антенами (АЗ та А4)

Пі — поляризатори ($i=1, 2, 3$); УРЧ — пристрій розподілення за частотою; Д — подільники потужності; УМЧ — пристрій частотного мультимплексування

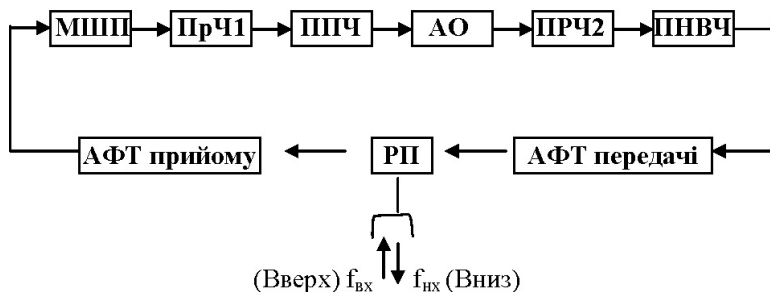


Рис. 4.14. Функціональна схема бортового ретранслятора з одним перетворенням частот

МШП — маломощний підсилювач надвисоких частот; ПрЧ1 — перетворювач частоти донизу; ППЧ — підсилювач проміжних частот; ПрЧ2 — перетворювач частоти догори; ПНВЧ — НВЧ-підсилювач; АО — амплітудний обмежувач; РУ — розподільовальний пристрій (спрямовуючі фільтри); АФТ — антенно-фідерний тракт

Орбітальні ретранслятори мають від 12 до 48 робочих стволів, із смугою пропускання 36 МГц кожен і забезпеченням роботи у будь-якому з трьох видів багатостанційного доступу.

Спрощену функціональну схему одного з стволів орбітального ретранслятора наведено на рис. 4.14. Через пристрій розподілу (РУ) і тракт антенного фідера прийому (АФТ) сигнал ЗС поступає на вхід маломощного ПСВЧ (МШП). Перетворюється перетворювачем частоти донизу (ПрЧ1) і підсилюється підсилювачем проміжної частоти (ППЧ). Після амплітудного обмежувача (АО) і перетворювача (ПрЧ2), що підвищує частоту, сигнали підсилюються ПСВЧ і передаються у бік ЗС.

4.5.5. Принципи побудови приймально-передавального устаткування земних станцій ССП

Земні станції ССП різних категорій відрізняються не лише складом і параметрами устаткування, але й принципами побудови, резервування і контролю.

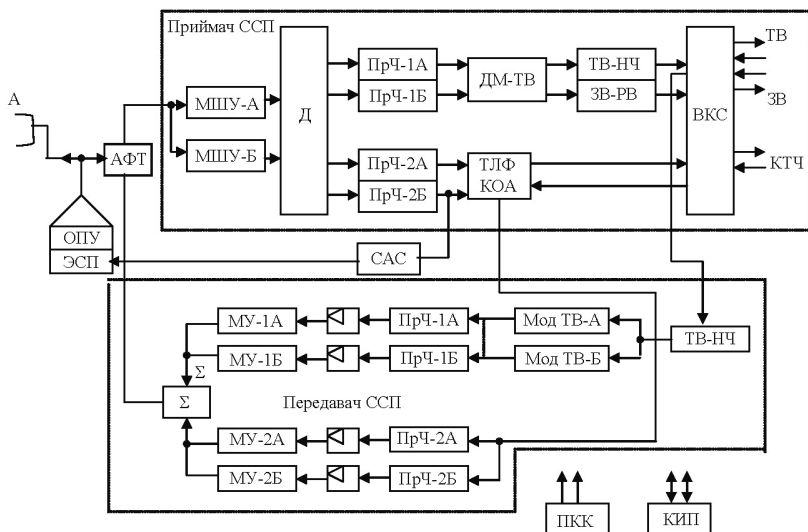


Рис. 4.15. Структурна схема приймально-передавального обладнання ССП земної станції

Структурну схему типової ЗС з двома стволами: передачі телевізійних сигналів і багатоканального телефонного зв'язку наведено на рис. 4.15. Прийняті від ШСЗ сигнали через АФТ поступають на блок малошумних підсилювачів (МШПУ-А — робочого і МШПУ-Б — резервного). Далі сигнали через подільники потужності Д, перетворювачі частоти (ПрЧ-1 А, Б; ПрЧ-2 А, Б) і демодулятори (ДМ-ТВ) і розподільувальне устаткування зображення (ТВ-НЧ) і супроводу звуку (ЗВ — РВ) поступають на ввідно-комутаційний стояк (ВКС) і кабельною лінією — на найближчий телецентр. Аналогічно здійснюється прийом ствола багатоканального телефонного зв'язку.

Наведення антени на ШСЗ здійснюється по робочому сигналу телефонного ствола із стояка автосупроводу (САС). За допомогою електричного силового приводу (ЭСП) з опорно-обертовим пристроєм (ООП).

До складу ЗС входять контрольно-вимірювальні прилади (КВП) і тест-транслятор, який є еквівалентом орбітального ретранслятора ШСЗ і забезпечує організацію внутрішнього шлейфу ПЧ-НВЧ-ПЧ для контролю і налагодження резервного устаткування ЗС. Керування роботою устаткування ЗС здійснює оператор з пульта контролю і комутації (ПКК).

4.6. Загальні питання технічної експлуатації систем передачі

4.6.1. Основні поняття технічної експлуатації

Потреба у вивченні методів технічної експлуатації систем передачі (СП) визначається необхідністю підвищення стабільності, надійності і якості передачі інформації. Експлуатація СП означає застосування її за призначенням, транспортування, зберігання, технічне обслуговування, ремонт. Складові частини СП — це елементи, а люди, які здійснюють пряму або непряму дію на СП, — технічний персонал.

Як процес експлуатація характеризується наступними часовими поняттями:

- початок експлуатації;
- зняття з експлуатації;
- кінець експлуатації.

СП — категорія складних систем, оскільки число компонентів, розосереджених на відстані, обчислюється 100, 1000 шт., і траса проходить по місцевості з різним рельєфом, що обумовлює певні вимоги до техобслуговування лінійного і станційного устаткування.

Основні поняття технічної експлуатації — контроль і вимірювання.

Контроль — встановлення відповідності параметрів СП наперед заданій нормі.

Вимірювання — визначення значення параметрів за допомогою засобів спеціальної або вбудованої діагностики.

Створення сучасних комбінованих СП, в яких станційне устаткування — електричне, а лінійне — волоконно-оптичне, призводить до створення комбінованих засобів контролю і керування різними параметрами і характеристиками.

4.6.2. Експлуатаційні параметри технічної експлуатації

СП характеризуються наступними експлуатаційними параметрами:

- надійність;
- експлуатаційна технологічність;
- економічність експлуатації.

Надійність — це здатність забезпечувати передачу інформації із збереженням в часі параметрів в межах, встановлених нормативно-технічною документацією. Надійність охоплює усі сторони технічної експлуатації і визначає ефективність їх функціонування.

Важливими показниками надійності є:

- коефіцієнт технічного використання;
- показники довговічності (моральна і технічна довговічність; технічний ресурс).

Експлуатаційна технологічність — це комплексна характеристика міри пристосування СП до проведення заходів контролю технічного стану, ремонту і технічного обслуговування.

Економічність експлуатації характеризує витрати при експлуатації СП (вимірювання, ремонт, налаштування та ін.). Показники такі: вартість експлуатації (середня і максимальна, питома, сумарна).

Знання експлуатаційних характеристик СП має важливе значення для контролю якості і ефективності технічної експлуатації і підвищення продуктивності праці технічного персоналу.

Основні завдання технічного персоналу такі:

- забезпечення безперебійної і високоякісної роботи СП і лінії передачі;
- забезпечення передачі усіх видів інформації з встановленою в проекті якістю;
- утримання СП, каналів і трактів у справному стані, в межах необхідних норм і вимог.

4.6.3. Технічне обслуговування систем передачі

Технічне обслуговування — виконання спеціальних заходів з підтримки проектного рівня і надійності СП. Це складова частина технічної експлуатації і є комплексом робіт з керування технічним станом СП. Для скорочення трудовитрат на ТЕ при збереженні ефективності СП створюються математичні моделі процесів обслуговування на основі загальних властивостей СП і загальних вимог, що пред'являються.

Відновний метод ТЕ (засновано на принципі негайного усунення відмов) в силу своїх недоліків замінено профілактичним методом, який передбачає виконання комплексу заходів, що забезпечують попередження відмов СП.

Принципи профілактичного обслуговування наступні:

- календарний;
- напрацювання;
- комбінований.

Прогресивнішим є:

- контрольно-коригувальний метод ТЕ;
- впровадження автоматичних і автоматизованих контрольно-вимірювальних засобів.

Роботи ТЕ здійснюються:

- централізовано (на лініях протяжністю до 500–600 км);
- децентралізовано — декілька підрозділів (на лініях протяжністю >600 км).

Ефективність ТО визначається:

- середньою і сумарною тривалістю ТЕ;
- середньою і приблизною трудомісткістю;
- середньою і сумарною вартістю.

Погіршення надійності і якості роботи СП призводить до необхідності виконання ремонту — одного з найважливіших видів ТЕ, — який може бути плановим і календарним, середнім, поточним, капітальним.

Для забезпечення високої якості передачі інформації необхідно, щоб канали і тракти відповідали встановленим нормам:

- налагоджувальним;
- експлуатаційним.

ТЕ забезпечується наступними видами вимірювань:

- налагоджувальними;
- контрольними;
- профілактичними (плановими і не плановими).

Все визначається і регламентується відповідними інструкціями.

Контрольні питання до розділу

1. Яка система зв'язку називається радіорелейною?
2. Які види повідомлень забезпечують радіорелейні лінії зв'язку?
3. Поясніть термін «радіоствол».
4. Який радіоствол називають простим (складним)?
5. Який радіоствол називають дуплексним?
6. Який частотний діапазон займає РРСП?
7. Яке переважне застосування РРСП?
8. Дайте характеристику кожного з трьох типів радіорелейних станцій.
9. Як забезпечується «розв'язка» радіосигналів зустрічних напрямків?
10. Поясніть призначення прикінцевої станції радіорелейної системи передачі.

11. В чому особливість цифрових РРСП?
12. Поясніть послідовність проектування РРСП.
13. Дайте характеристику орбіт ШСЗ.
14. Дайте пояснення терміну «радіус — вектор ШСЗ».
15. Наведіть переваги геостационарних орбіт ШСЗ. В чому полягають їх особливості?
16. Наведіть види служб супутникового радіозв'язку з геостационарними орбітами.
17. Назвіть типи орбіт ШСЗ. В чому полягають їх характерні особливості?
18. Дайте визначення поняттю «зона», «зона видимості».
19. Які види багатостанційного доступу використовуються в ССП? Наведіть переваги і недоліки кожного з них.
20. Поясніть призначення орбітального ретранслятора ССП. Дайте їх коротку характеристику.
21. Дайте загальну характеристику приймально-передавального обладнання ССП.
22. Назвіть часові поняття процесу експлуатації СП.
23. Дайте пояснення таким поняттям процесу експлуатації як «контроль» і «вимірювання».
24. Назвіть основні експлуатаційні параметри технічної експлуатації СП.
25. Як забезпечується технічне обслуговування СП?

Література

1. Аппаратура ИКМ-30 / А. Н. Голубев, Ю. П. Иванов, Л. С. Левин и др. / Под ред. Ю. П. Иванова и Л. С. Левина.— М.: Радио и связь, 1983.
2. Аппаратура ИКМ-120 / А. Н. Голубев, Ю. П. Иванов, Л. С. Левин и др. / Под ред. Л. С. Левина.— М.: Радио и связь, 1989.
3. *Байдан Н. Е.* Проектирование цифровых каналов МСП на электропроводном и оптическом кабеле: Учеб. пособие по проектированию курсовых и дипломных работ. / Одесск. электротехн. ин-т связи им. А. С. Попова.— Одесса, 1990.
4. *Беллами Дж.* Цифровая телефония: Пер. с англ. / Под ред. А. Н. Берлина, Ю. Н. Чернышева.— М.: Эко-Трендз, 2004.— 640 с.
5. Дослідження прикінцевої станції ЦСП ІКМ-15: Методичний посібник до лабораторної роботи № 118 / укладач Брітнер Л. П.— Одеса: Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, 2001.
6. Дослідження станційного регенератора ЦСП-ІКМ-15: Методичний посібник до лабораторної роботи № 120 / укладач Брітнер Л. П.— Одеса: Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, 2001.
7. Дослідження параметрів каналу тональної частоти цифрових систем передачі: Методичний посібник до лабораторної роботи № 128 / укладач Брітнер Л. П.— Одеса: Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, 2005.
8. Дослідження характеристик кінцевої станції ЦСП часового групо утворення: Методичний посібник до лабораторної роботи

№ 122 / упорядники Брітнер Л. П., Пашолок П. О. — Одеса: Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, 2004.

9. *Иванов А. В.* Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. — М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999.

10. *Левин Л. С., Плоткин М. А.* Цифровые системы передачи информации. — М.: Радио и связь, 1987.

11. Многоканальные системы передачи: Учебник для ВУЗов / Н. Н. Баева, В. Н. Гордиенко, С. А. Курицип и др. / под редакцией Н. Н. Баевой и В. Н. Гордиенко. — М.: Радио и связь, 1997.

12. Оптические телекоммуникационные системы: Учебник для вузов / В. Н. Гордиенко, В. В. Крухмалев, А. Д. Моченов, Р. М. Шарафутдинов / Под ред. проф. В. Н. Гордиенко. — М.: Горячая линия-Телеком, 2011. — 368 с.

13. Системы связи и радиорелейные линии / Под ред. Н. И. Кашеникова. — М.: Связь, 1987. — 393 с.

14. Системы электросвязи / Под ред. Н. В. Захарченко. Том 1. — Київ: Техніка, 1998.

15. *Скалин Ю. В., Бернштейн А. Г., Финкевич А. Д.* Цифровые системы передачи. — М.: Радио и связь, 1988.

16. *Скляр О. К.* Волоконно-оптические сети и системы связи. — М.: СОЛОН-Пресс, 2004. — 272 с.

17. *Фриман Р.* Волоконно-оптические системы связи. — М.: Техносфера, 2003. — 440 с.

18. Цифровые системы передачи: Пер. с пол. / В. Маевский, Ф. Блоцкий, А. Новак и др. / Под ред. В. Маевского и Е. Милка. — М.: Связь, 1979.

19. Цифровые и аналоговые системы передачи / В. И. Иванов, В. Н. Гордиенко, Г. Н. Попов и др. / Под ред. В. И. Иванова. — М.: Радио и связь, 1995.

20. Цифровая связь: Справочник / Под ред. В. К. Стеклова. — Киев: Техника, 1992.

Никакая инструкція
не можетъ перечис-
лить всѣхъ обязаннос-
тей должностного лица,
предусмотрѣть всѣ
отдѣльные случаи и дать
впредь соотвѣтствующія
указанія, а поэтому госпо-
да инженеры должны про-
явить инициативу и, руко-
водствуясь знаніями своей
спеціальности и пользой
дѣла, прилагать всѣ усилія
для оправданія своего
назначенія.

Циркуляръ
Морского техническаго комитета № 15
отъ Ноября 29 дня 1910 года

Лісовий Іван Павлович
Рябенський Володимир Михайлович
Дьяконов Олексій Сергійович

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ

Навчальний посібник
(Українською мовою)

Формат 60×84/16. Ум. друк. арк. 12,4. Тираж 300 екз. Зам. № 163.
Видавець і виготовлювач Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
просп. Героїв Сталінграда, 9, м. Миколаїв, 54025
e-mail : publishing@nuos.edu.ua
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2506 від 25.05.2006 р.