

Міністерство транспорту та зв'язку України
Державний департамент з питань зв'язку та інформатизації
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова

Кафедра телекомунікаційних систем

Брітнер Л.П.

Системи передачі електрозв'язку
частина 2
модулі 3.3; 3.4

Навчальний посібник

Одеса 2007

УДК 621.39:621.376.36; 621.372.7:681.327.9.

Викладаються принципи імпульсно-кової 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. Розглянуто принципи побудови лінійного цифрового тракту, методи регенерації цифрових сигналів та побудова цифрових мереж.

Посібник рекомендується для студентів ВНЗ електрозв'язку.

Комп'ютерне верстання
та макетування

Корнійчук Є. С.

Цифрові системи передачі плезіохронної цифрової ієрархії

Зміст

Вступ	
Модуль 1 (3.3)	
1. Принципи побудови цифрових систем передачі з почасовим розподілом каналів та імпульсно-кодовою модуляцією	
1.1 Почасовий розподіл каналів (ПРК)	
1.1.1 Спектр АІМ сигналу	
1.2 Імпульсно-кодова модуляція (ІКМ)	
1.2.1 Шуми квантування. Потужність шумів квантування	
1.3 Кодуючі та декодуючі пристрої ЦСП з ІКМ	
1.3.1 Кодуючі пристрої з лінійним квантуванням	
1.3.2 Кодуючі пристрої з нелінійним квантуванням	
1.4 Побудова апаратури ЦСП з почасовим розподілом каналів і ІКМ	
1.4.1 Побудова кінцевої станції ЦСП із безпосереднім кодуванням	
1.5 Побудова кінцевої станції ЦСП з почасовим групоутворенням ..	
1.5.1 Способи об'єднання та спряження цифрових потоків	
1.5.1.1 Способи об'єднання цифрових потоків	
1.5.1.2 Способи сопряження цифрових потоків	
1.5.2 Побудова циклу передачі ЦСП з почасовим групоутворенням	
1.5.3 Ієрархія ЦСП PDH	
Контрольні запитання	

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, які 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 багатооканальною 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 достатню 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, створенню 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 межі 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.

МОДУЛЬ 3.3

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

1.2 Почасовий розподіл каналів (ПРК)

У багатоканальних системах передачі з часовим розподілом каналних сигналів (БСП з ЧРК) кожному із сигналів періодично (період $T_{\text{ц}}$) надається лінія зв'язку на короткий інтервал часу, який називають каналним інтервалом (t_k) (рис. 1.1.1)

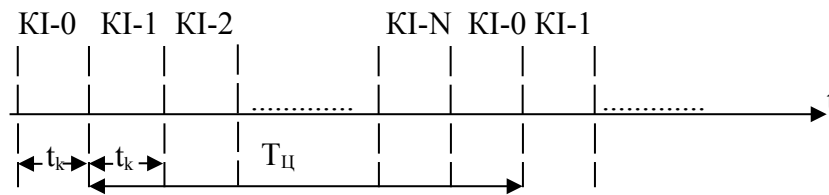


Рисунок 1.1.1 – Принцип часового розподілу сигналів

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 1.1.2), яка дорівнює каналному інтервалу t_k .

Структурна схема такої системи передачі наведена на рис 1.1.3.

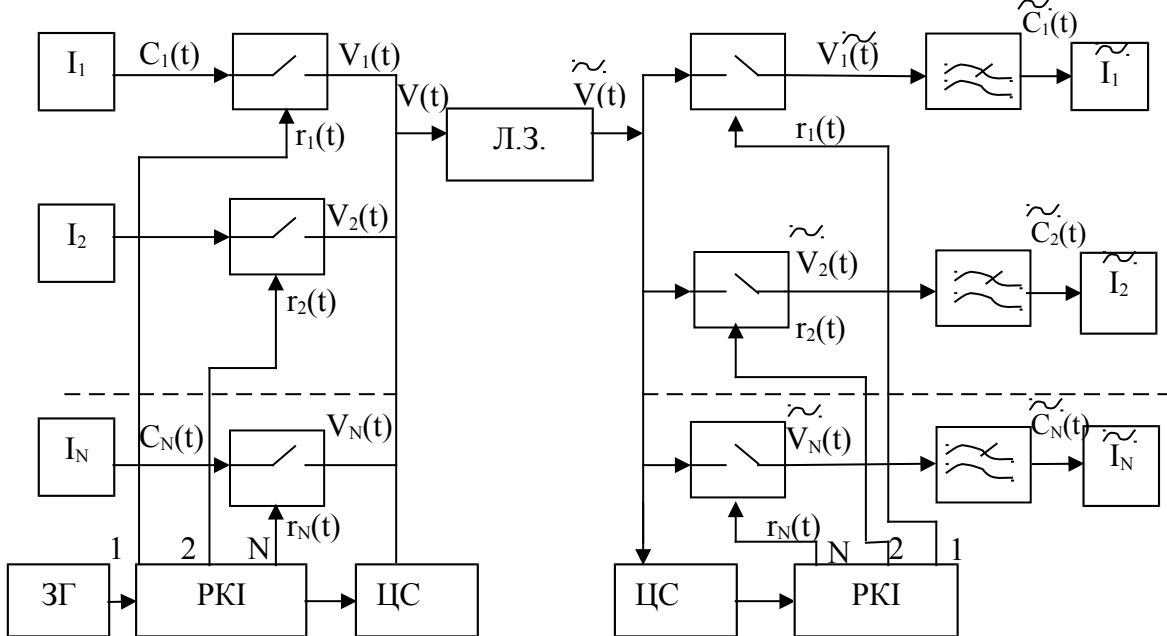


Рисунок 1.1.3 – Структурна схема системи передачі з часовим розподілом каналних сигналів

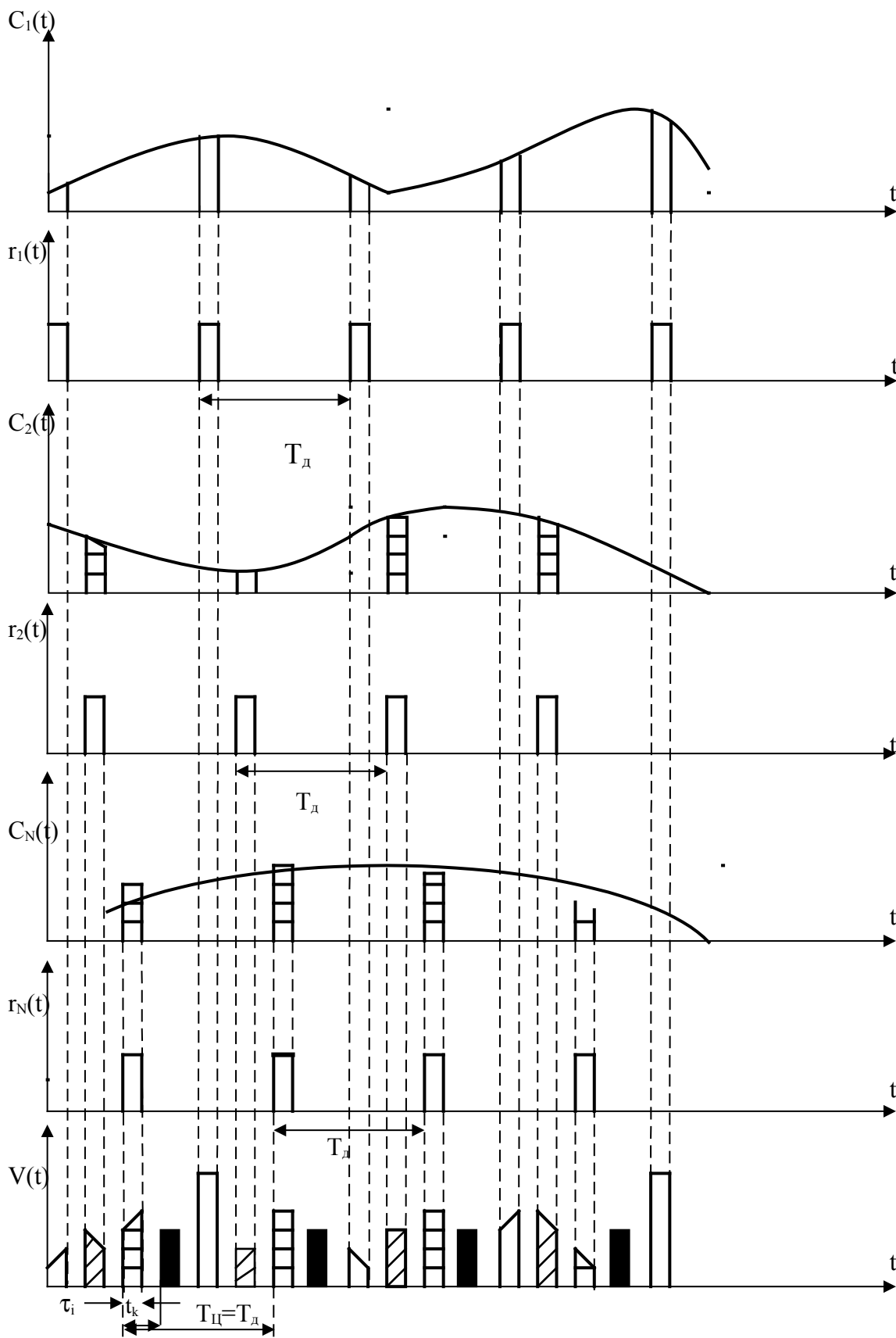


Рисунок 1.1.2 – Формування каналних сигналів $V_k(t)$ при почасовому розподілі

На рисунку 1.1.2;1.1.3 такі умовні позначення:

$C_k(t)$ – первинний безперервний сигнал k -го джерела інформації (I_k)

$r_k(t)$ – послідовності стробуючих імпульсів k -го каналу з частотою дискретизації (f_d);

$V_k(t)$ – каналні сигнали k -го каналу;

$V(t)$ - загальний сигнал;

Л.З – лінія зв'язку;

З.Г. – задаючий генератор;

РКІ – розподілювач каналних імпульсів;

ЦС – формувач імпульсної послідовності циклового синхросигналу;

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

$$V_k(t) = C_k(t) \times r_k(t) \quad (1.1.1)$$

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 вхідного 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:

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

Із рис. 1.1.1; 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

$$t_k = \frac{T_{\text{ц}}}{N_{\text{осн}} + N_{\text{дод}}} = \frac{T_d}{N_{\Sigma}}; \quad (1.1.2)$$

Із рис. 1.1.1; 1.1.2 видно, що $T_{\text{ц}} = T_d$.

Частота послідовності каналних інтервалів буде:

$$f_k = \frac{1}{t_k} = \frac{N_{\Sigma}}{T_d} = f_d N_{\Sigma} \quad (1.1.3)$$

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

1.2.1 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.

З цією метою у формулі (1.1.01) послідовність імпульсів $r_k(t)$ візьмемо у вигляді послідовності δ – імпульсів

$$\begin{cases} \delta(t) = \infty, & t=0; \\ 0, & t \neq 0; \end{cases} \quad \text{а} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

Тоді дискретизація сигналу $C_k(t)$, який має спектр $S_c(\omega)$ обмежений частотою ω_c можна показати на рис 1.1.4

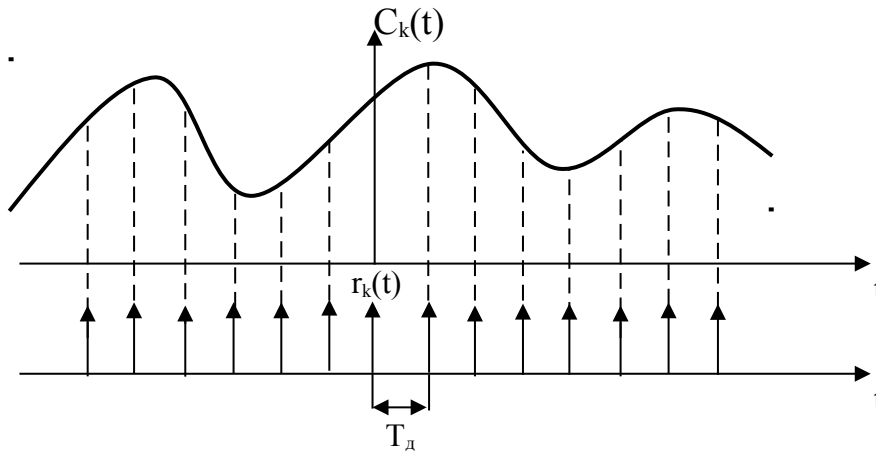


Рисунок 1.1.4 – Дискретизація сигналу $C_k(t)$ за допомогою δ – імпульсів.

$$v_k(t) = C_k(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) \quad (1.1.4)$$

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

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{im\Omega_d t}; \quad \Omega_d = \frac{2\pi}{T_d}; \quad (1.1.5)$$

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

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

$A_m = \frac{1}{T_d}$ підставимо до (1.1.05) і запишемо:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) = \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-im\Omega_d t} \quad (1.1.6)$$

Підставимо останнє в (1.1.04)

$$v_k(t) = C_k(t) \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-im\Omega_d t} \quad \text{і звідси знайдемо спектр } V_k(t):$$

$$S_{v_k(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} v_k(t) e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{T_d} \int_{-\infty}^{\infty} C_k(t) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-im\Omega_d t} e^{-i\omega t} dt =$$

$$= \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} C_k(t) e^{-i(\omega - m\Omega_d)t} dt$$

Але

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

і тоді

$$S_{v_k}(\omega) = \frac{1}{T_d} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_c(\omega - m\Omega_d) \quad (1.1.7)$$

У відповідності до (1.1.7) спектр АІМ сигналу на графіку буде мати такий вигляд:

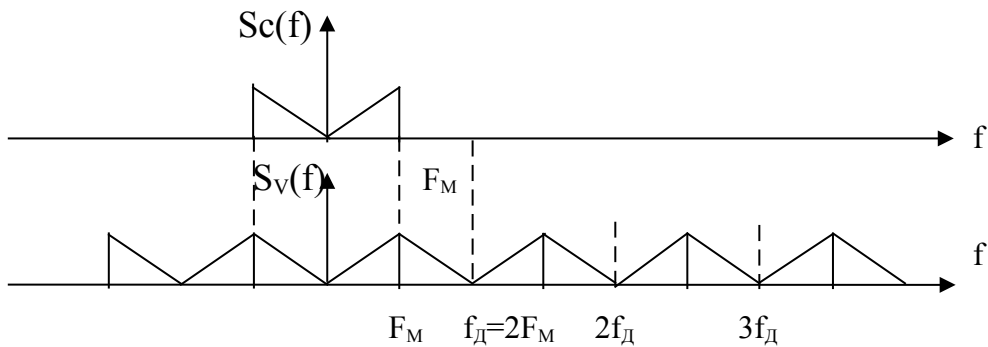


Рисунок 1.1.5 – Спектр АІМ сигналу для умов $f_d = 2F_M$

Із рис. 1.1.5 видно, що відновити аналоговий сигнал можливо за допомогою фільтра нижніх частот, що і показано на структурній схемі рис. 1.1.3. Але із рис. 1.1.5 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. 1.1.6.

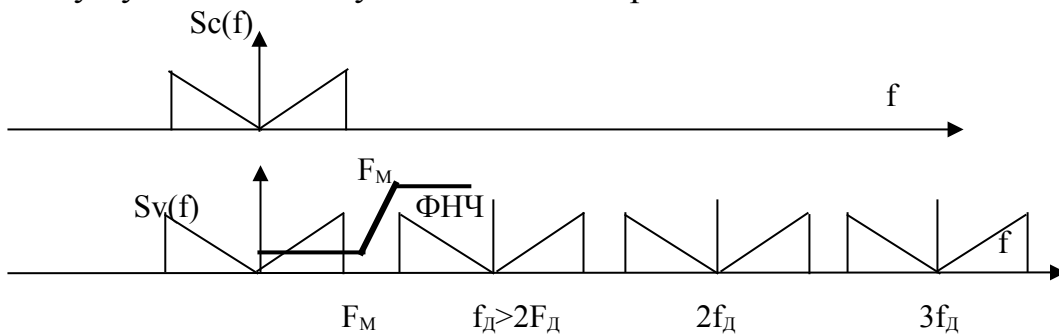


Рисунок 1.1.6 – Спектр АІМ сигналу для умов $f_d > 2F_M$

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

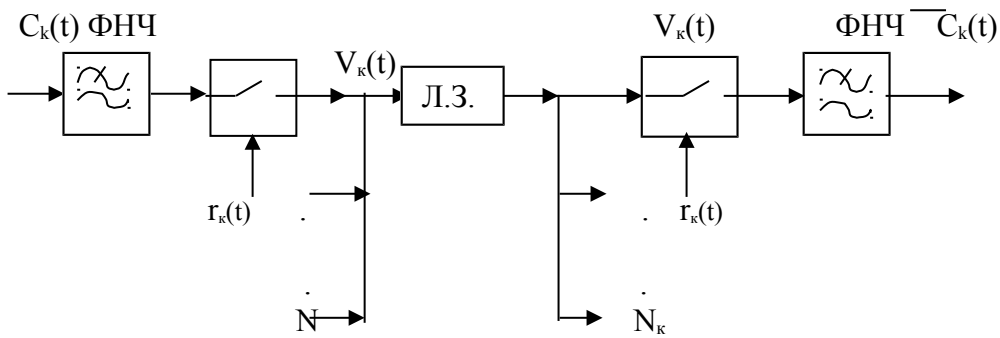


Рисунок 1.1.7 – Структурна схема каналу зв'язку з ПРК.

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 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

$$\alpha_m(t) = \alpha_0 + m_0 \cdot c(t)$$

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

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

де $\Delta \alpha_c$ – зміна параметру у відповідності з зміною корисного сигналу (інформації);

$\Delta \alpha_z$ – зміна параметру від впливу завад.

Необхідно вибрати такий інформаційний параметр, який буде як найменш 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. 1.2.1).

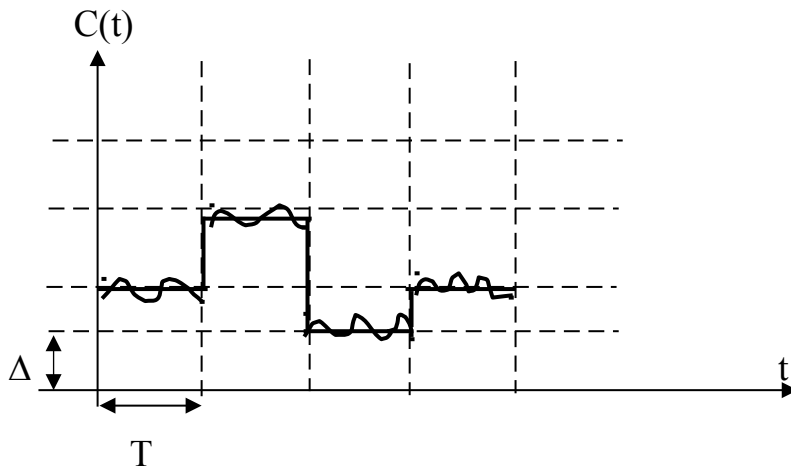


Рисунок 1.2.1 – Дозволені рівні сигналу $n \cdot \Delta$.

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

$n\Delta - \frac{\Delta}{2} < C_i(t) + n(t) < n\Delta + \frac{\Delta}{2}$, 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 із вище наведеним формування каналного сигналу здійснюється у три етапи – дискретизація з періодом T_d ; квантування з кроком Δ та кодування числа $n \cdot \Delta$ у двійковий код. Такий спосіб формування каналних сигналів називається імпульсно-кодовою модуляцією – ІКМ (рис 1.2.2).

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 на інтервалі часу $pT_d < t < (p+1)T_d$ квантований каналний сигнал $V_k(t) = n\Delta$ (рис. 1.2.2 в)

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

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 1.2.2 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

$$n = \frac{2U_M}{\Delta} + 1 \quad (1.2.1)$$

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

$$m = (\log_2 n) + 1 \quad (1.2.2)$$

Один розряд додається до m для визначення полярності імпульсу, який кодується (рис. 1.2.2 б).

Структурна схема системи з імпульсно-ковою модуляцією та почасовим розподілом каналних сигналів наведена на рис 1.2.03.

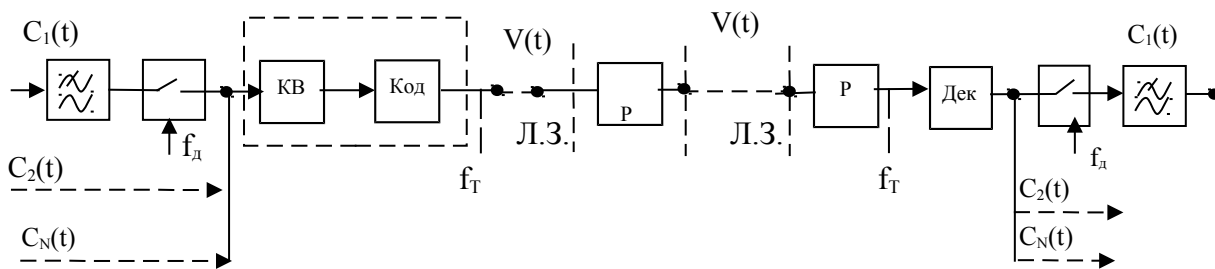


Рисунок 1.2.3 – Структурна схема ЦСП з ІКМ.

Із рис 1.1.2 и 1.2.2 видно, що максимальна частота імпульсної послідовності у лінійному тракті визначається за формулою

$$f_{\text{макс}} = f_T = f_d \cdot N_{\Sigma} \cdot m \quad (1.2.3)$$

де f_T – тактова частота;

f_d – частота дискретизації;

m – число розрядів двійкового коду у каналному інтервалі.

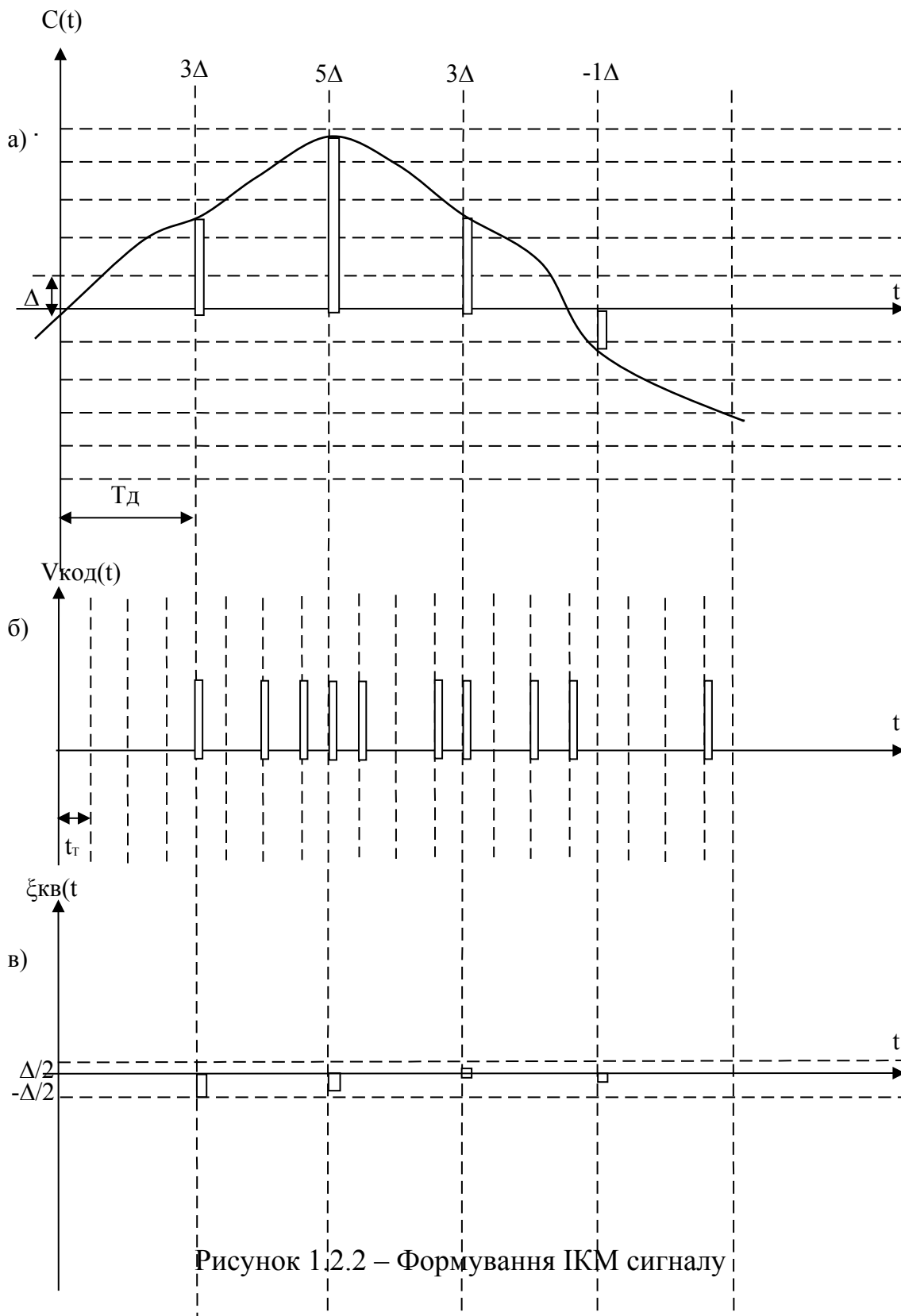


Рисунок 1.2.2 – Формування ІКМ сигналу

1.2.1 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 (Δ_i) – різні для різних рівнів сигналу.

Можливі амплітудні характеристики для рівномірного а) та нерівномірного б) квантування показані на рис 1.2.04.

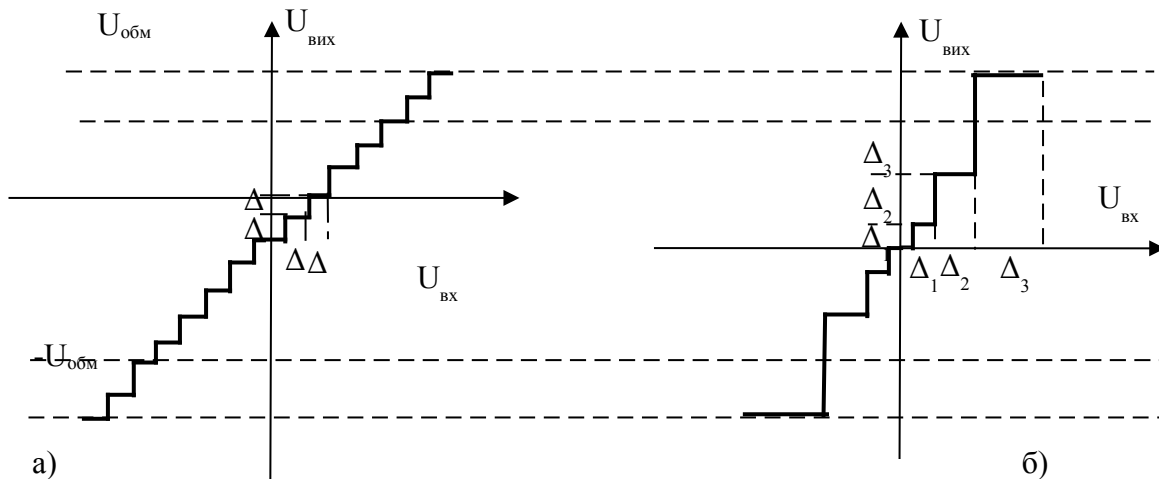


Рисунок 1.2.4 – Амплітудні характеристики квантування.

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. 1.2.2 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.

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 tT_d буде x_n (див. рис. 1.2.5)

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

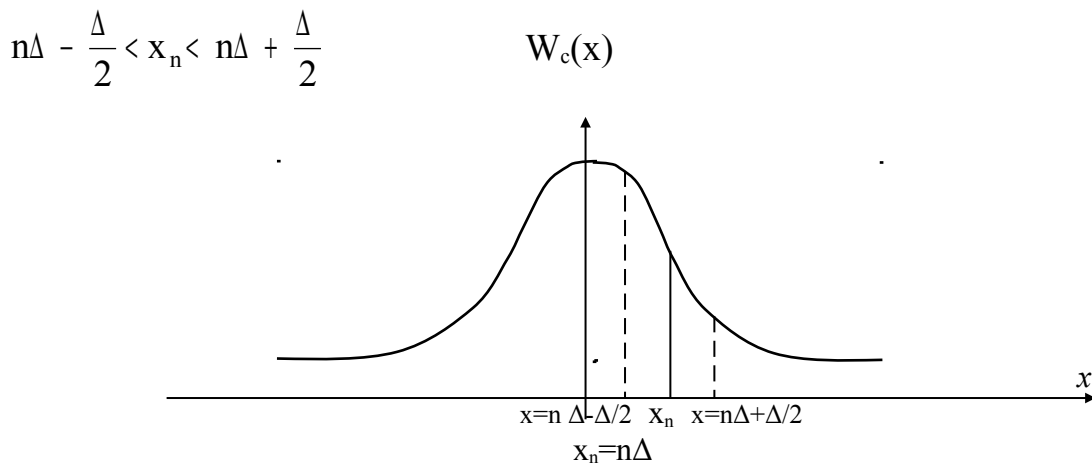


Рисунок 1.2.5 – Густина ймовірності сигналу $c(t)$.

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

При такому допущенні всі значення амплітуд будуть мати однакову ймовірність і тому

$$W_{\text{ш.кв.}}(x) = \text{const при } -\frac{\Delta}{2} < x < \frac{\Delta}{2} \quad (\text{рис.1.2.6})$$

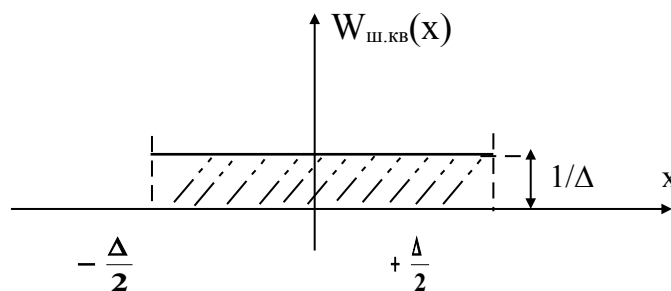


Рисунок 1.2.6 – Розподіл амплітуд шуму квантування.

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

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

У нашому випадку у мережах $-\Delta/2$ до $+\Delta/2$ $W(x) = 1/\Delta$ тому що площа на рис 1.2.6 дорівнює 1.

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

$$P_{\text{ш.кв.}} = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 W_{\text{ш.кв.}}(x) dx = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} x^2 dx = \frac{1}{\Delta} \left[\frac{x^3}{3} \right]_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (1.2.4)$$

Таким чином потужність шумів квантування при рівномірному квантуванні буде:

$$P_{\text{ш.кв.}} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (1.2.5)$$

а при нерівномірному квантуванні буде

$$P_{\text{ш.кв.}} = \frac{1}{12} \cdot \sum_i p_i \cdot \Delta_i^2 \quad (1.2.6)$$

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 більшою за 0,001 для максимального і мінімального її значення, одержимо

$$p_{\text{макс}} = p_0 + 3 \cdot \sigma_c \text{ і } p_{\text{мін}} = p_0 - 3 \cdot \sigma_c$$

Динамічний діапазон рівнів сигналу

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

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

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

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

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

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

Завадозахищеність сигналу 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 психофотетричній потужності завад 10000 пВт у точці нульового відносного рівня.

Завадозахищеність від шумів квантування

$$A_{\text{ш.кв.}} = 10 \lg(P_{\text{смін}} / P_{\text{ш.кв.}}) \geq A_{\text{з.доп}} \quad (1.2.7)$$

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

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

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

Підстановка $P_{с.мін}$ і $P_{ш.кв.}$ у (1.2.7) дає

$$A_{ш.кв.} = -D - Q + 6m + 4,77$$

де $m = \log_2 n$ – число розрядів двійкового коду, за допомогою яких можливо закодувати “ n ” рівнів квантування. Із останнього виразу визначаємо

$$m = (A_{з.доп} + D + Q - 4,77) / 6 \approx 12; \quad (1.2.8)$$

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

Часовий спектр багатоканальної цифрової системи передачі з ІКМ на виході кодуючого пристрою буде мати вигляд у відповідності з рис. 1.2.7 де

КІ – каналний інтервал

t_k – каналний інтервал

τ_i – термін імпульсу

t_T – тактовий інтервал

$T_{ц}$ – цикловий інтервал

T_d – інтервал дискретизації

m – число розрядів каналного інтервалу

N – загальна кількість каналів

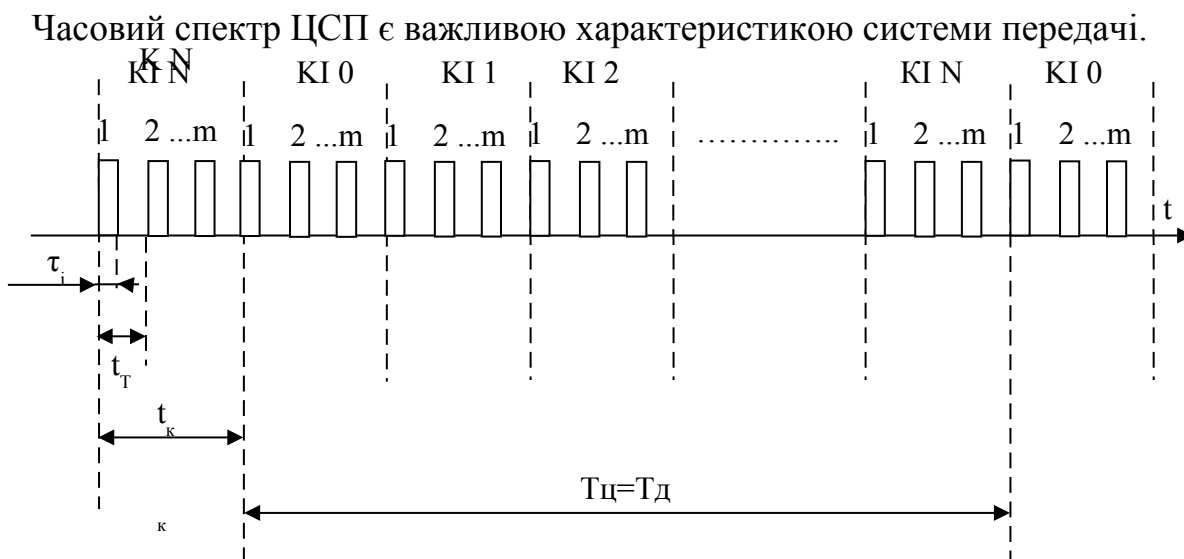


Рисунок 1.2.07 – Часовий спектр ЦСП

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 1.3.11

$$n \rightarrow C_{m-1} \cdot 2^{m-1} + C_{m-2} \cdot 2^{m-2} + \dots + C_1 \cdot 2^1 + C_0 \cdot 2^0 \quad (1.3.1.1)$$

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 десятичному коді, які 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. 1.3.1.1

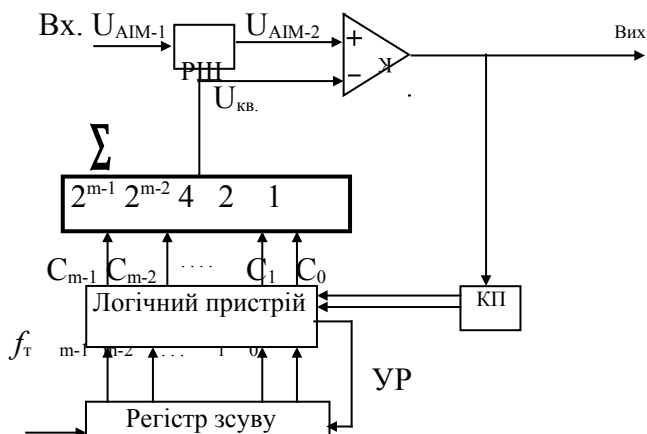


Рисунок 1.3.1.1 – Структурна схема кодуючого пристрою зважуючого типу.

На схемі позначено:

РШ – розширювач імпульсу на каналний інтервал;

К – компаратор;

Σ – сумуючий пристрій;

КП – керуючий пристрій;

УР – установка регістра у вихідне становище;

Компаратор К здійснює порівняння напруги вхідного імпульсу з напругою еталонного значення $U_{кв}=2^{m-i}$. Якщо $U_{вх АИМ} > U_{кв}$ то на виході компаратора буде високий рівень напруги (логічна «1»), якщо $U_{вхАИМ} < U_{кв}$, то на виході компаратора буде низький рівень напруги (логічний «0»).

На виході суматора (Σ) з'являється сума еталонних напруг у відповідності з формулою 1.3.1.1. 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 $U_{кв}=2^{m-1}$. Якщо високий рівень (логічна «1») з'явиться на вході суматора C_{m-2} то на його виході з'являється напруга $U_{кв}=2^{m-2}$ у 2 рази менше ніж в попередньому випадку. Сама нижча напруга на виході суматора з'явиться коли на його вході C_0 буде висока напруга (логічна «1») $U_{кв} = 2^0 = 1$; яка буде дорівнювати умовній одиниці величини кроку квантування - Δ .

Якщо ж на входах суматора буде низький рівень напруги (логічний «0»), та на виході суматора $U_{кв} = 0$. 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 ($U_{АИМ}$) імпульсу, що кодується менше ніж сумарна напруга на виході суматора ($U_{кв}$).

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_T) 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.1.3.1.2а,б)

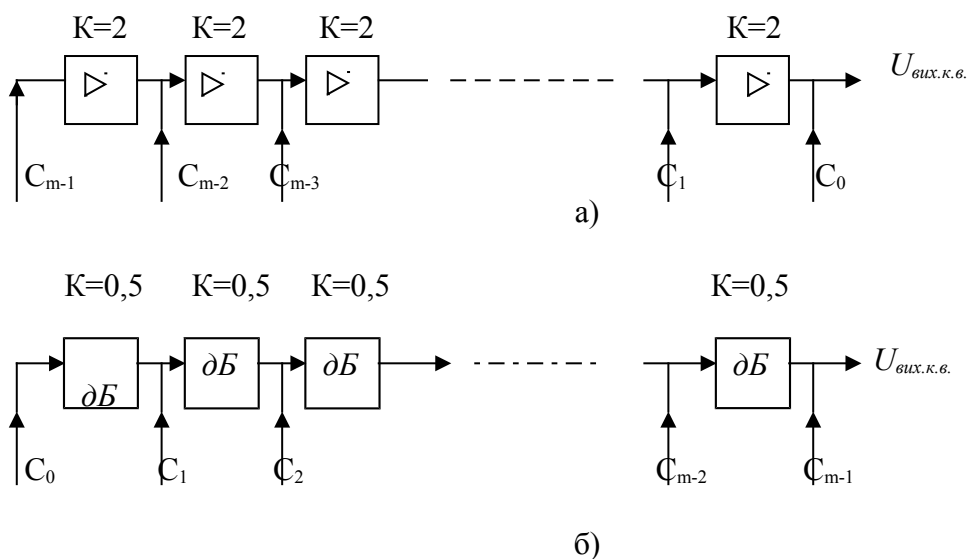


Рисунок 1.3.1.2 – Структурні схеми суматорів

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 $U_{\text{кв}} \approx U_{\text{AIM}}$ з помилкою $\xi = \pm \Delta/2$. Тому такий кодер називають кодером з декодером у колі зворотнього зв'язку.

Наприклад, на вхід кодера поступив імпульс з амплітудою $U_{\text{вх}} = 100,4 \cdot \Delta$ (Δ - крок квантування і умовна одиниця напруги).

$U_{\text{вх}}$ повинно зберігатися в продовж 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 $U_{\text{кв1}} = 2^7 = 128 \cdot \Delta$. При цьому на входах компаратора порівнюються $U_{\text{вх}} = 100,4 \cdot \Delta$ та $U_{\text{кв1}} = 128 \cdot \Delta$. $U_{\text{вх}} < U_{\text{кв1}}$ 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 $U_{\text{кв1}} = 128 \cdot \Delta$ 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 $U_{\text{кв2}} = 2^6 = 64 \cdot \Delta$. На вході компаратора порівнюються $U_{\text{вх}} = 100,4 \cdot \Delta$ та $U_{\text{кв2}} = 64 \cdot \Delta$. 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 $U_{\text{кв2}} = 64 \cdot \Delta$. Процес продовжується до появи імпульсу на виході регістру зсуву з останнього виходу «0» і кожним імпульсом розряду на виході суматора сума $U_{\text{квi}}$ порівнюється з амплітудою імпульсу $U_{\text{вх}} = 100,4 \cdot \Delta$.

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 $U_{\text{кв}} = 100 \cdot \Delta$.

Таким чином помилка квантування буде

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\text{вхAIM}} - U_{\text{кв}\Sigma}| = 100,4 \cdot \Delta - 100 \cdot \Delta = 0,4 \cdot \Delta$$

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.1.3.1.3.

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 $U_{кв.і}$ у нашому прикладі $U_{кв\Sigma}=U_{вих}=100\cdot\Delta$. Регістр після злічення устанавлюється у вихідне положення (УР) і готовий до прийому наступної каналної кодової групи.

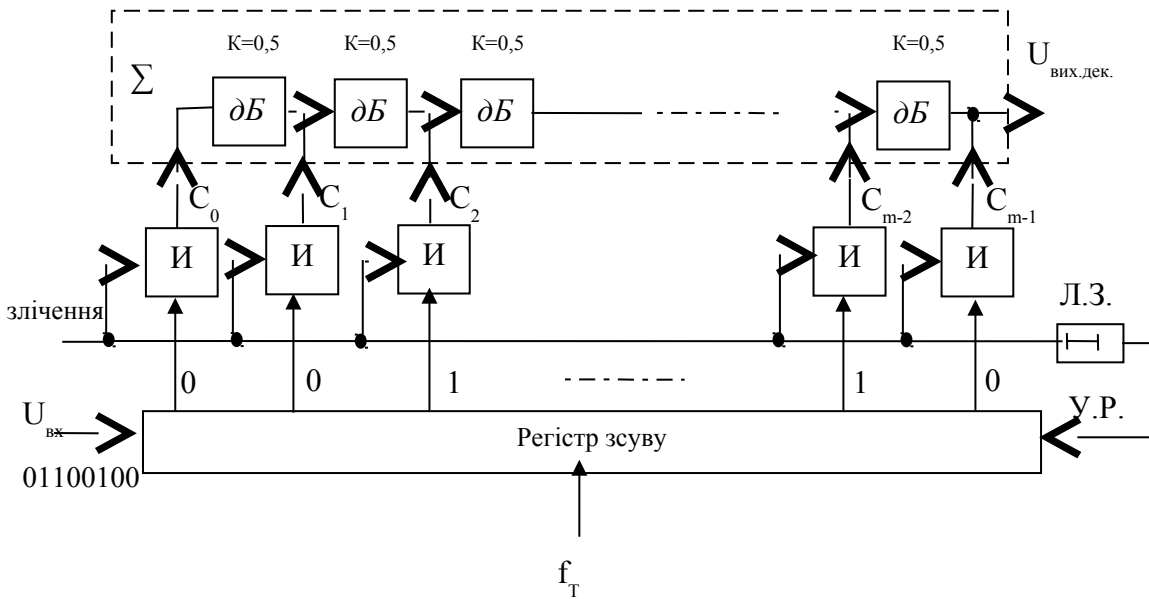


Рисунок 1.3.1.3 – Структурна схема декодера

1.3.2. Кодуючі пристрої з нелінійним квантуванням.

У відповідності із формулою (1.2.8) при лінійному квантуванні і кодуванні необхідну захищеність від шумів квантування для телефонного сигналу можливо забезпечити при числі розрядів кодової каналній групи 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. 1.2.5). 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.

Здійснити нерівномірне квантування можливо, якщо використати стискування динамічного діапазону сигналу (рис. 1.3.2.1).

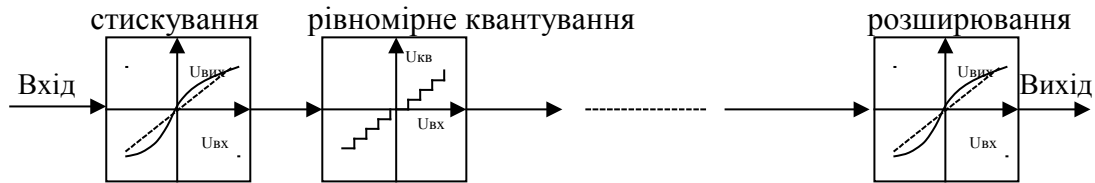


Рисунок 1.3.2.1 – Використання стискування та розширювання динамічного діапазону сигналу.

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

Приблизний вигляд амплітудних характеристик стискувача та розширювача динамічного діапазону сигналу приводяться на рис. 1.3.2.2. а) і б).

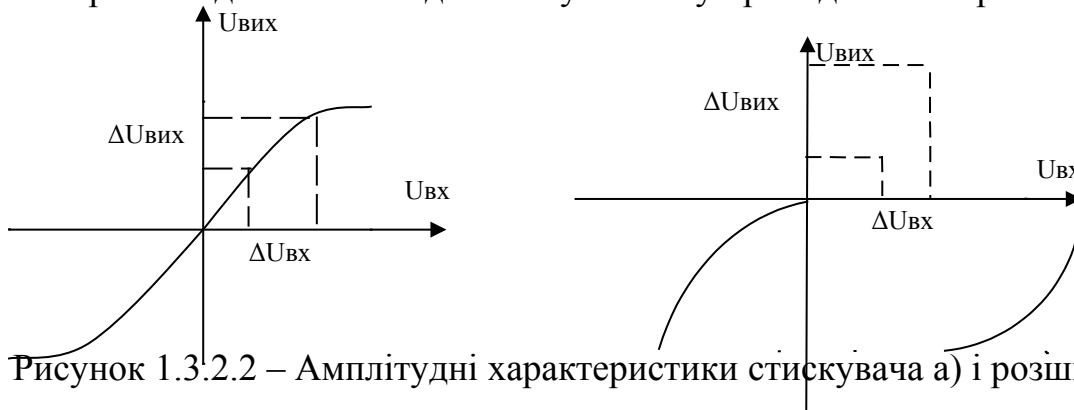


Рисунок 1.3.2.2 – Амплітудні характеристики стискувача а) і розширювача б)

Амплітудною характеристикою стискувача може бути люба безперервна крива лінія з координатами (0;0) і (U_{мах.вх}; U_{мах.вих}) 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:

$$y = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих.макс.}}} \quad x = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.макс.}}} \quad (1.3.2.1)$$

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

$$y = \lg x \quad (1.3.2.2)$$

але (1.3.2.2) не задовольняє (1.3.2.1) 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

$$y = \frac{A \cdot x}{1 + \ln A}; \quad 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \quad (1.3.2.3)$$

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

або з урахуванням (1.3.2.1)

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

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

$A=87,6$ – коефіцієнт стискування.

μ -закон

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

або з урахуванням (1.3.2.1)

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

$\mu=255$ – коефіцієнт стискування.

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

Логарифмічне стискування (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 $A87,6/13$ або $A87,6/15$

Практично крива амплітудної характеристики розбивається на 16 сегментів (+8;-8) і номер сегмента записується двійковим 3-розрядним кодом, як показано на рис. 1.3.2.3.

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

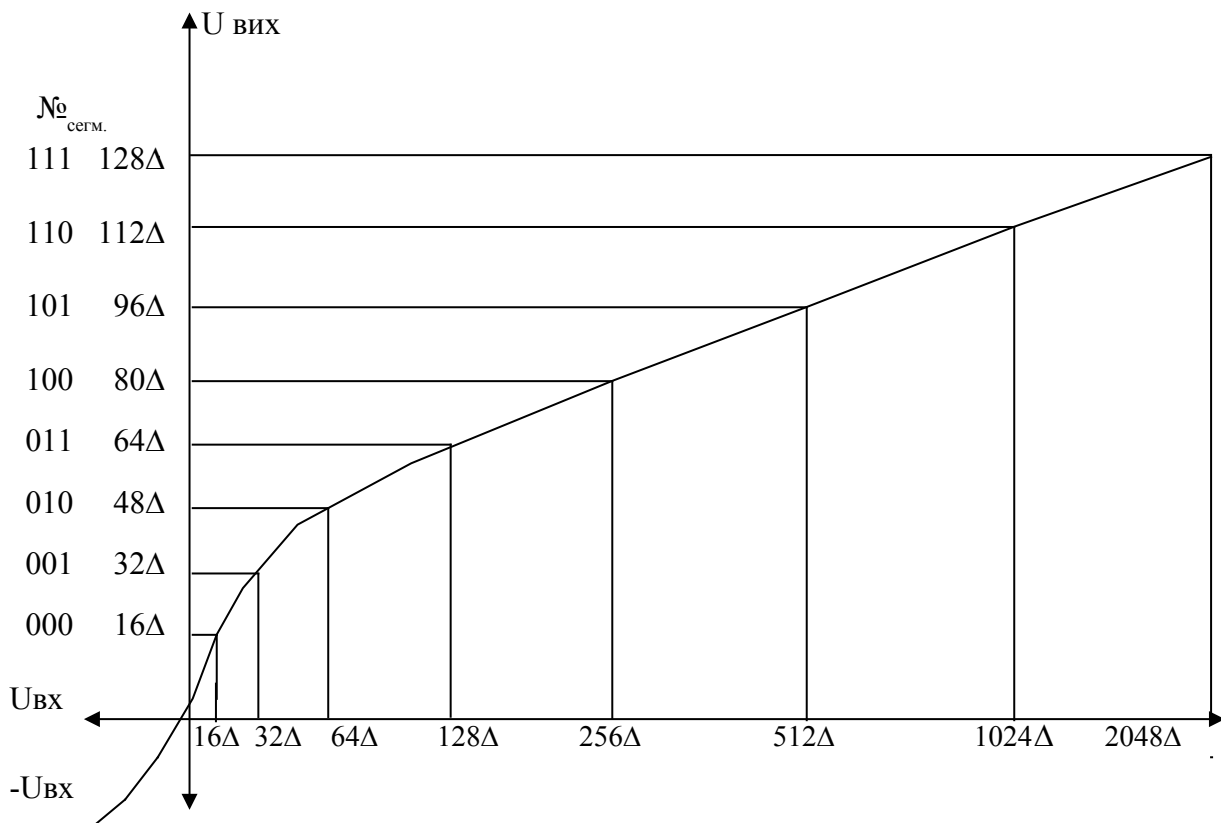


Рисунок 1.3.2.3 – Амплітудна характеристика стискування за законом А-87,6/16

Структурна схема такого кодера приведена на рис. 1.3.2.4, де позначено:

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

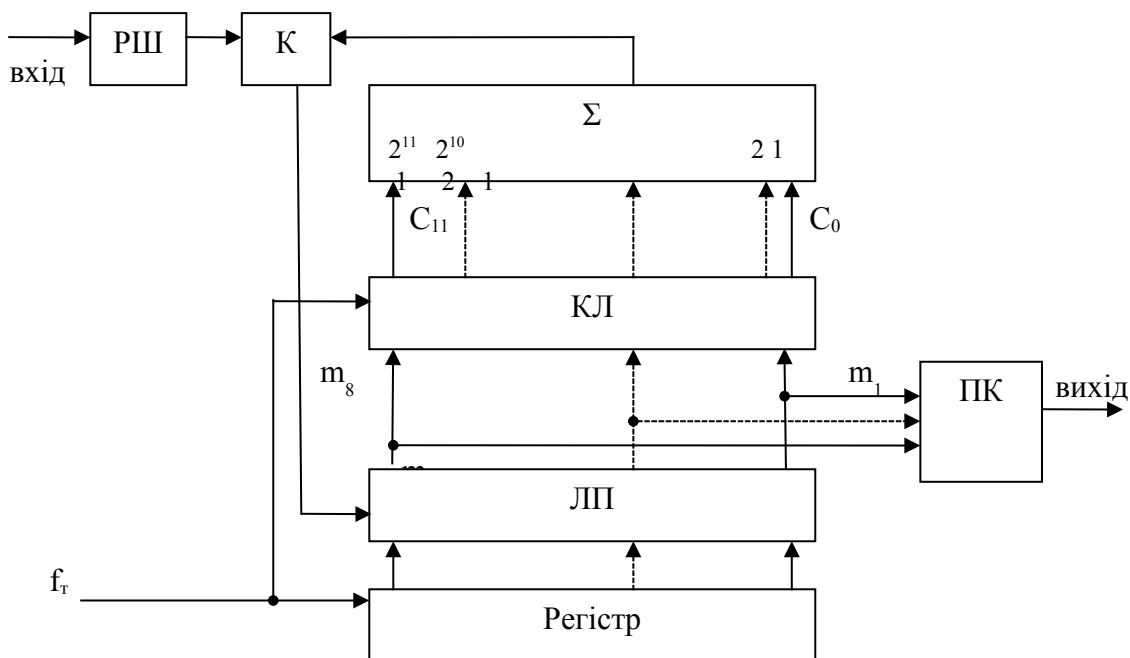


Рисунок 1.3.2.4 – Структурна схема нелінійного кодера

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 визначається 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. 1.3.2.5.

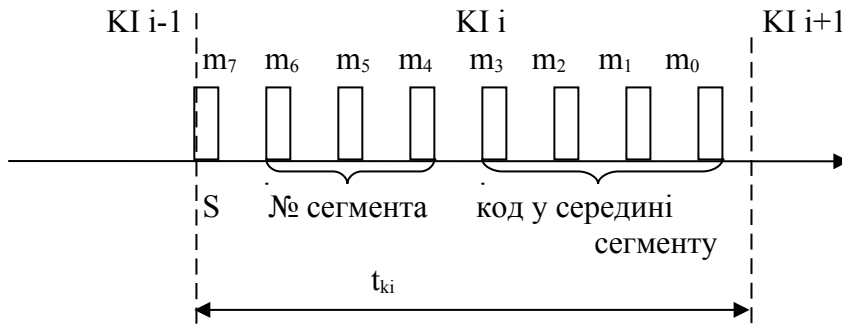


Рисунок 1.3.2.5 – Структура коду у каналному інтервалі (KI i) на виході нелінійного кодера.

Помилка квантування буде залежати від номера сегмента у який попав імпульс вхідного сигналу, тому що чим більша напруга імпульсу тим більше буде крок квантування (рисунок 1.3.2.3).

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

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

2 етап: на вхід компаратора спочатку завжди подається еталонна напруга $128 \cdot \Delta$.

- початковий рівень 5-го сегмента і визначається у яку четвірку сегментів попадає вхідний сигнал – $660 \cdot \Delta$. Якщо у другу четвірку то на виході кодера на позиції m_6 з'явиться імпульс (логічна одиниця), а еталонне значення $128 \cdot \Delta$ з виходу компаратора знімається і включається еталонне значення $512 \cdot \Delta$, і визначається у яку двійку сегментів (5 і 6 чи 7 і 8) попадає вхідний сигнал. У цьому разі $660 \cdot \Delta > 512 \cdot \Delta$ значить вхідний сигнал попадає у 7 чи 8-й сегменти і на позиції m_5 з'явиться імпульс (логічна одиниця), а еталонне значення $512 \cdot \Delta$ знімається і включається еталонне значення $1024 \cdot \Delta$. У цьому разі вхідний сигнал $660 \cdot \Delta < 1024 \cdot \Delta$ 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 знов включиться еталонне значення $512 \cdot \Delta$, яке буде визначать напругу на початку 7-го сегменту.

Далі по принципу лінійного кодування до рівня $512 \cdot \Delta$ послідовно будуть додаватись еталонні значення рівнів менші від рівня початку сегмента, а саме $256 \cdot \Delta$; $128 \cdot \Delta$; $64 \cdot \Delta$; $32 \cdot \Delta$ і кожного разу сума порівнюється з вхідним сигналом $660 \cdot \Delta$. 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'являться 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 $32 \cdot \Delta$, а загальний каналний код буде 11100100. Помилка квантування буде:

$$\xi_{\text{кв}} = |U_{\text{AIM}} - U_{\text{кв}\Sigma}| = |660 - (512 + 128)| = 12 \cdot \Delta$$

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. 1.4.1.01

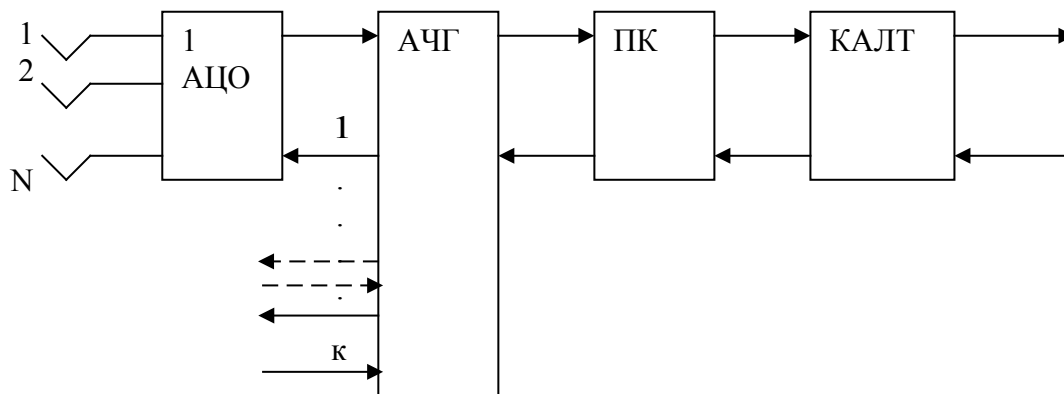


Рисунок 1.4.1.1 – Структурна схема кінцевої станції ЦСП з ІКМ

Умовні позначення:

АЦО – аналого-цифрове обладнання;

АЧГ – апаратура часового групоутворення;

ПК – перетворювач коду;

КАЛТ – кінцева апаратура лінійного цифрового тракту.

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. 1.4.1.2.

На схемі такі умовні позначення:

КНЗ – комплект низькочастотних закінчень каналу;
ЗГ – задаючий генератор передачі;
РІК – розподільювач 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 – необслуговуємий регенераційний пункт;
ДЖ – дистанційне живлення;
ПТІ – приймач тактових імпульсів;
ПЦС – приймач циклового синхросигналу;
ПР – пристрій розділення;
СТ.Р. – станційний регенератор.

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. 1.4.1.3. та 1.4.1.4.

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 розподільювач 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. 1.4.1.3 такі умовні позначення:

ЦО – Ц15 – надцикл, який складається зі 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;

A1 – аварійний сигнал НЦСС;

З – 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 позиції x 15 циклів = 60 каналів СУВ із швидкістю передачі 1 біт x 1/2 мс = 500 Гц у кожному каналі.

На рис. 1.4.1.4. наведено цикл та надцикл АЦО-15. умовні позначення такі як і на рис. 1.4.1.3.

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 500Гц, 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:

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

а на виході АЦО-15:

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

В останній час застосовується АЦО із каналними кодексами, які дозволяють побудувати цифрові потоки з кількістю каналів меншим 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, кращу технологічність у виробництві і надійність у експлуатації).

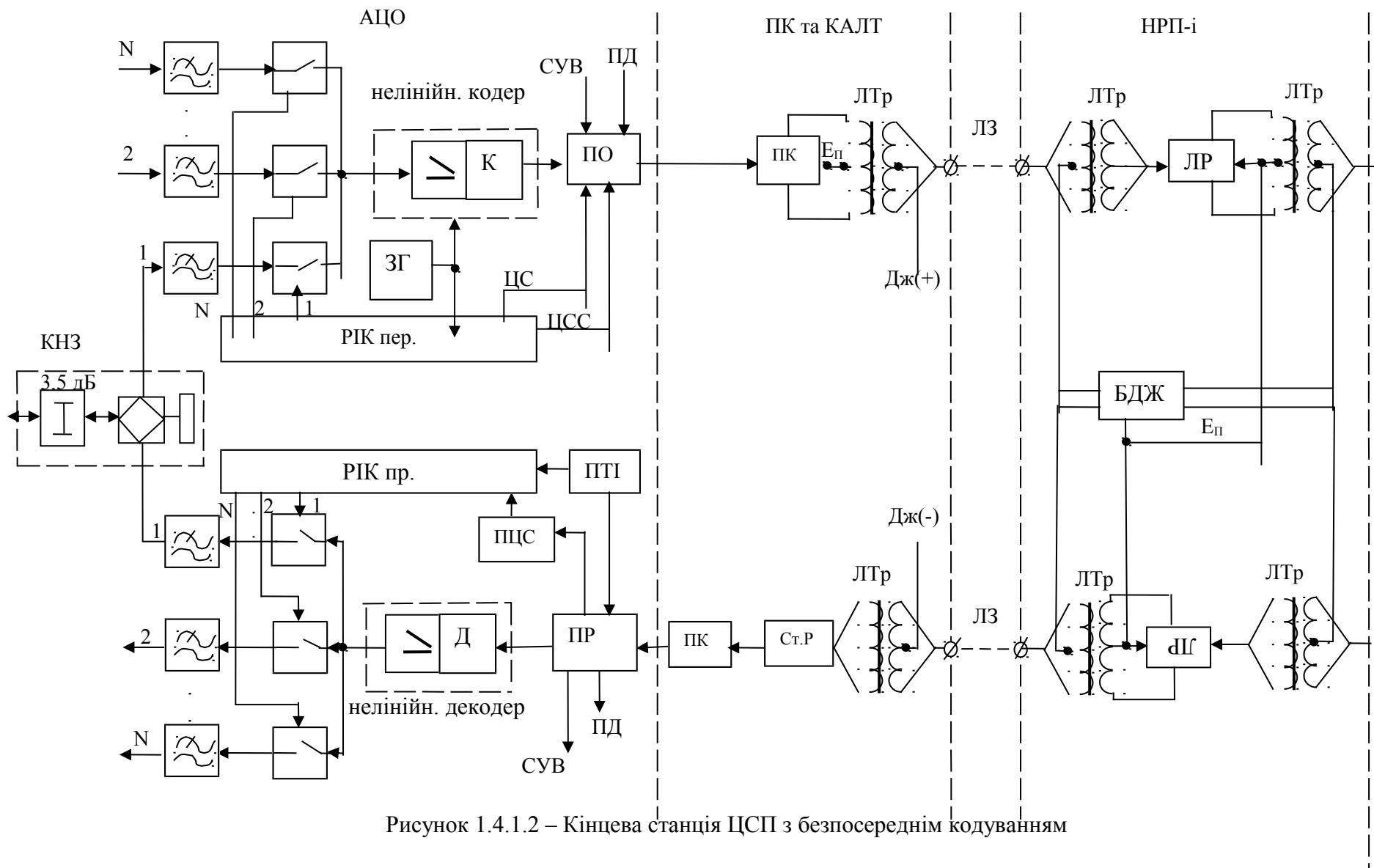


Рисунок 1.4.1.2 – Кінцева станція ЦСП з безпосереднім кодуванням

Ц1 Ц0 Ц1 Ц2 Ц3 Ц4 Ц5 Ц6 Ц7 Ц8 Ц9 Ц10 Ц11 Ц12 Ц13 Ц14 Ц15 Ц0 Ц1

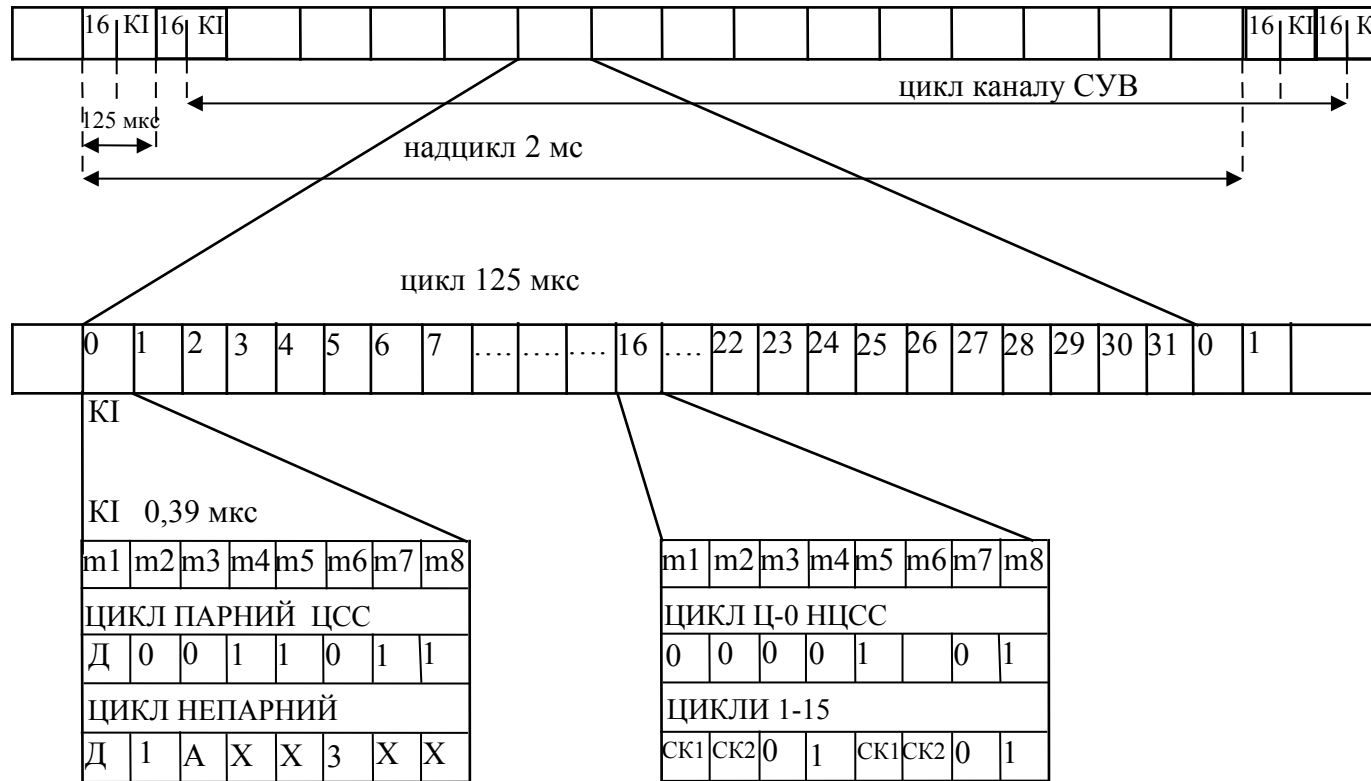


Рисунок 1.4.1.3 – Цикл та надцикл АЦО-30

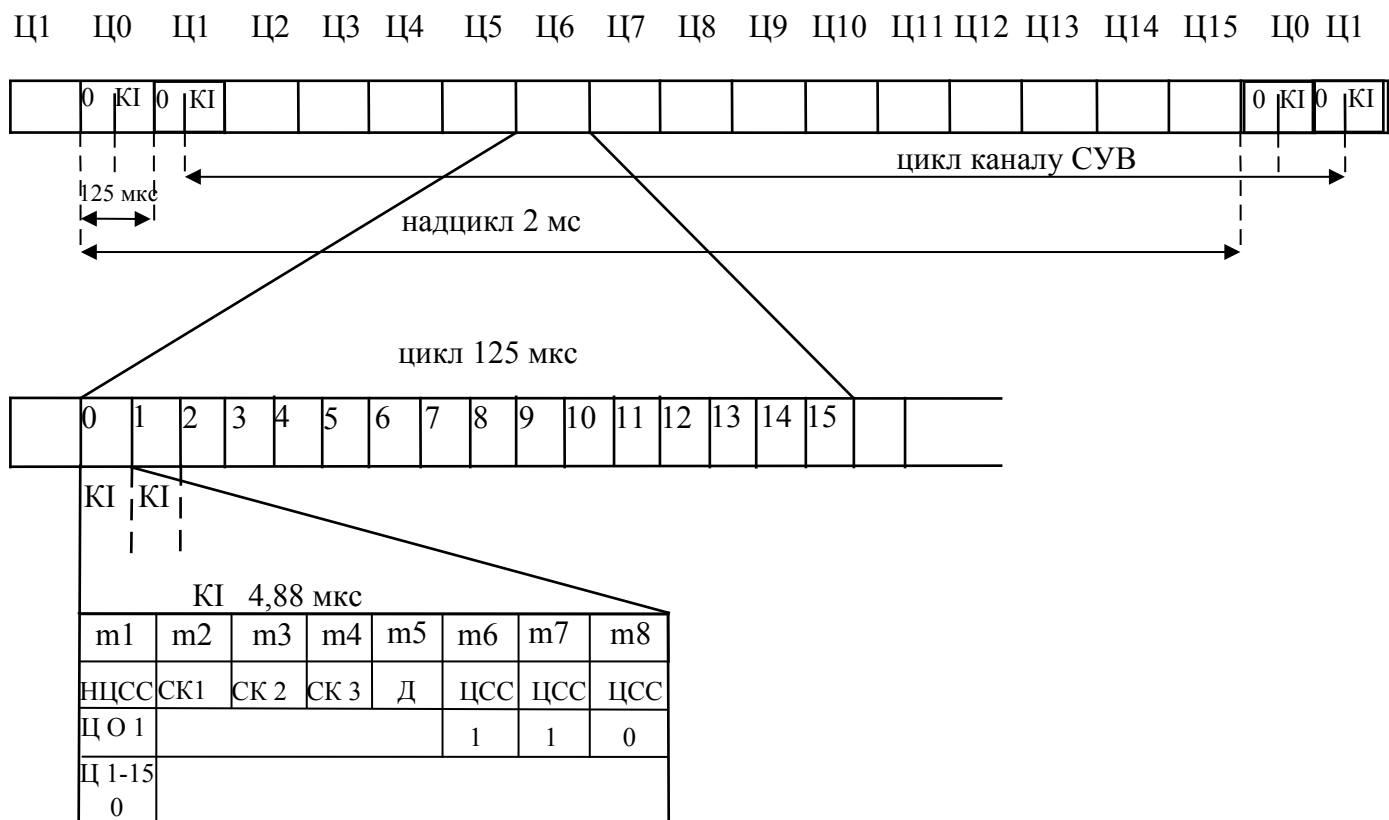


Рисунок 1.4.1.4 – Цикл та надцикл АЦО-15

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 (широкосмугових 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 і ускладнюється побудова мережі. Використовується для широкосмугових 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 яка 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 висувати 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. 1.5.1.1 а) і б) показано принципи об'єднання цифрових потоків посимвольний та поканальний.

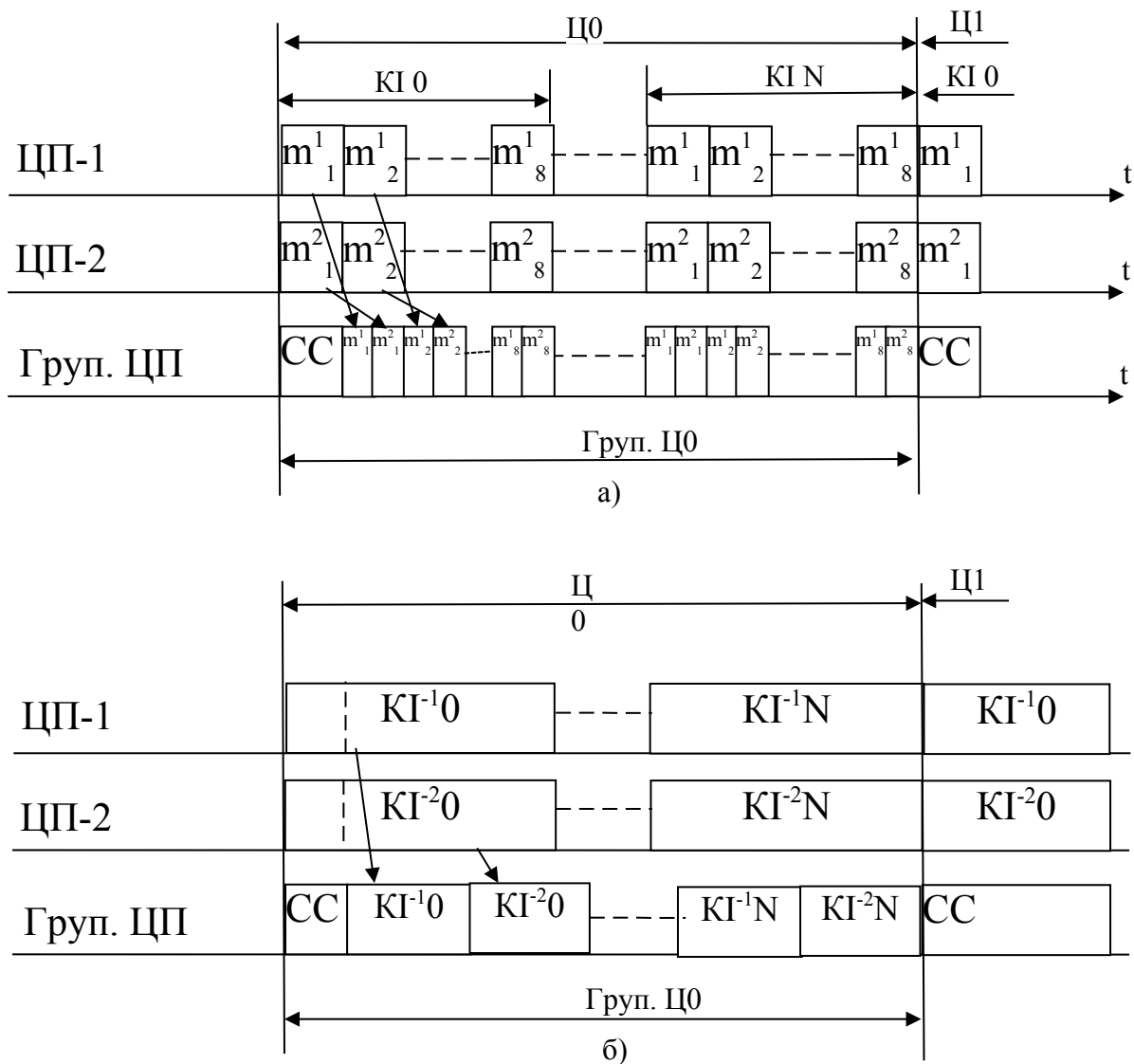


Рисунок 1.5.1.1 – Об’єднання цифрових потоків а) посимвольне б)поканальне

При об’єднанні цифрових потоків необхідно зменшити ширину імпульсів потоків, які об’єднуються настільки, щоб у циклі вмістилися усі символи усіх 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.

Із рис. 1.5.1.1 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. 1.5.1.1 б)) по такому же алгоритму об’єднуються по вісім символів кожного каналного інтервалу.

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

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

1.5.1.2. Способи сопряження 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'єданого сигналу з урахуванням додаткової швидкості передачі для службових символів.

$$f_{T\Sigma} = n \cdot f_{T1} + f_{\text{дод.}}$$

де $f_{T\Sigma}$ – тактова частота об'єданого цифрового потоку;

n – кількість цифрових потоків;

f_{T1} – 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. 1.5.1.2.

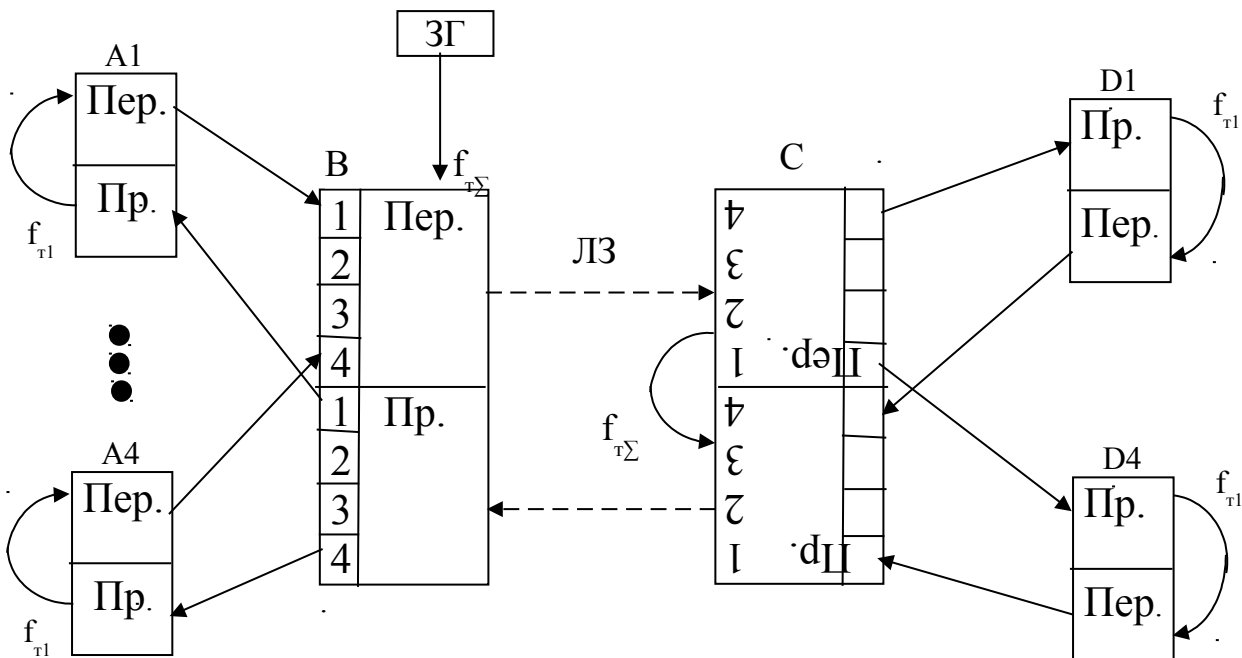


Рисунок 1.5.1.2 – Структурна схема синхронного об'єднання цифрових потоків

Головний задаючий генератор знаходиться на станції В в обладнанні цифрового групоутворення та створює об'єднаний цифровий потік зі швидкістю $f_{T\Sigma}$, який передається на станцію С, де виділяється і синхронізує цифровий потік передавача станції С для зворотного зв'язку.

На станціях С і В виділяються сигналом тактової частоти нижчого порядку f_{T1} , який використовується для роботи станцій А1÷А4 і D1÷D4.

Але треба мати на увазі, що хоч усі станції працюють синхронно в той же час фази окремих сигналів можуть відрізнятись та змінюватися у часі, тому що час проходження сигналу у кабельних лініях залежить від довжини лінії та температурних коливань. У зв'язку із цим на станціях об'єднання ЦП В і С 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 не зважаючи 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, від'ємне, двостороннє (додатне-від'ємне).

Якщо позначити через $f_{зап}$ – частоту запису ЦП до запам'ятовуючого пристрою, а через $f_{спис}$ – частоту списування символів ЦП до групового потоку, то можливі три випадки:

$$f_{зап} < f_{спис}; f_{зап} > f_{спис}; f_{зап} = f_{спис};$$

останній випадок означає синхронну роботу.

У випадку, коли $f_{зап} < f_{спис}$ 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 додатнім узгодженням швидкостей (ДУШ).

У випадку, коли $f_{зап} > f_{спис}$ інформаційні символи переповнюють запам'ятовуючий пристрій і сигнали з частотою $f_{спис}$ 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 від'ємним вирівнюванням узгодженням швидкостей (ВУШ).

На рис. 1.5.1.3 умовно показано випадки додатного а) та від'ємного б) цифрового узгодження швидкостей.

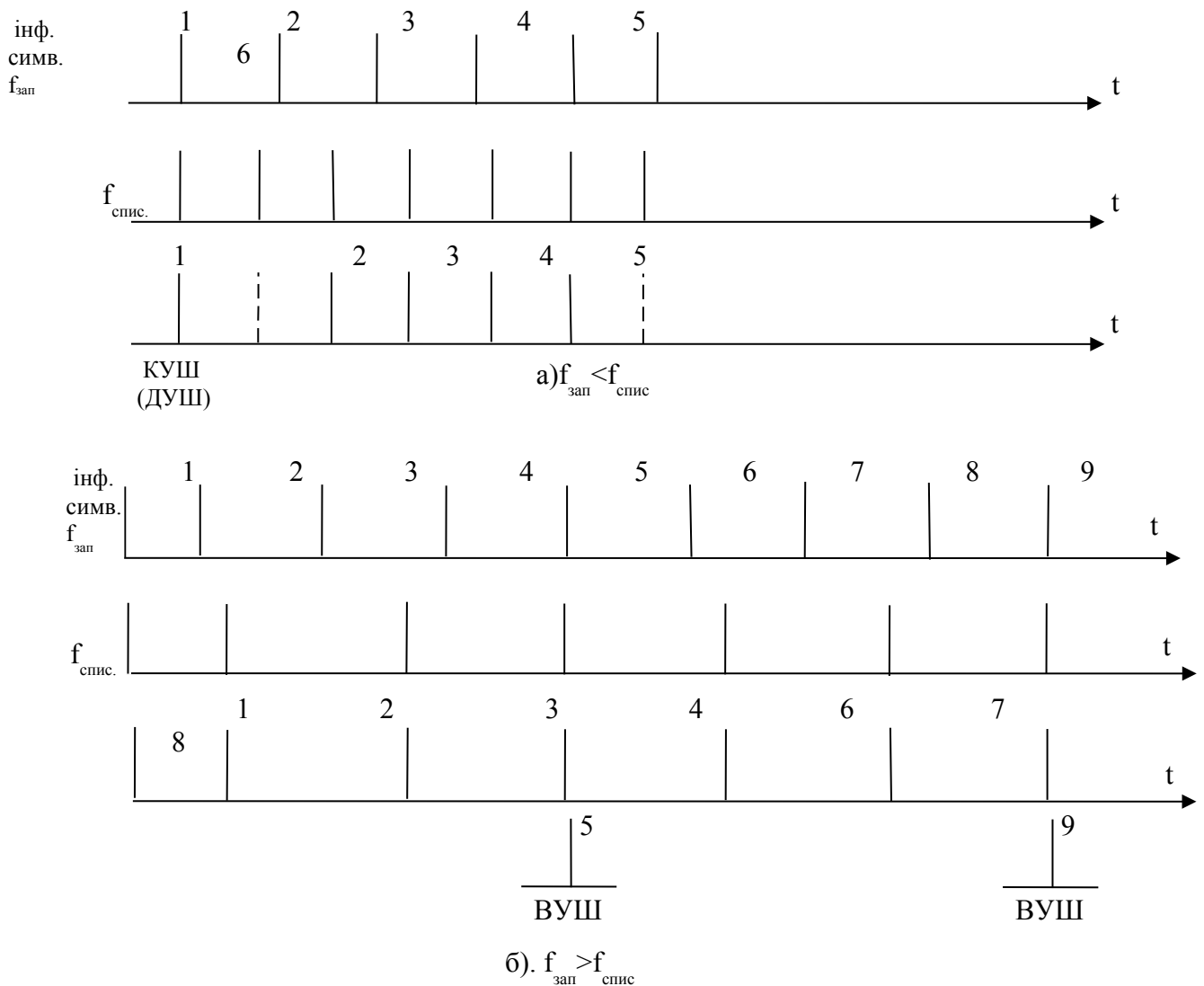


Рисунок 1.5.1.3 – Додатне (ДУШ) та від'ємне (ВУШ) узгодження швидкостей

При додатному вирівнюванні рис. 1.5.1.3 а) подається по службовому каналу команда узгодження швидкостей, яка вказує місце символу, який не несе інформації (КУШ).

При від'ємному вирівнюванні рис. 1.5.1.3 б) подається по одному службовому каналу команда узгодження швидкостей, а по іншому – значення символу, який не встигає апаратура об'єднання списати і передати (ВУШ).

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

Використовувалось додатньо – від'ємне вирівнювання, при якому номінальні частоти вхідних ЦП, які об'єднуються, у припущенні вважаються однаковими, але у зв'язку з тим, що ЦП формується від різних генераторів, то можливі три випадки – додатного, від'ємного вирівнювання та синхронної роботи.

Перевагами додатньо – від’ємного вирівнювання є його універсальність – можливість синхронної роботи і асинхронної роботи при однаковій структурі циклу групового сигналу.

Недоліком додатньо – від’ємного 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 додатнє узгодження швидкостей при об’єднанні цифрових потоків, що спрощує апаратуру.

Функціональна схема апаратури об’єднання ЦП ЦСП ІКМ-30 показана на рис. 1.5.1.4.

До складу обладнання входять:

БАСпер – блок асинхронного спряження ЦП передачі, здійснює запис у запам’ятовуючій 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 БАСпер).

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: додатнє узгодження швидкості, від’ємне узгодження швидкості та синхронна робота використовують метод двох-командного керування, коли при моментах синхронної роботи передаються послідовно додатні (КУШ) та від’ємні (ВУШ) команди узгодження швидкостей, а при додатному або від’ємному 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 додатному 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’єданого цифрового сигналу розуміють інтервал часу, протягом якого передаються усі службові та інформаційні символи потоків, які об’єднуються, що забезпечують якісну передачу ЦП і правильний розподіл потоків на приймальній станції..

Лінійний тракт

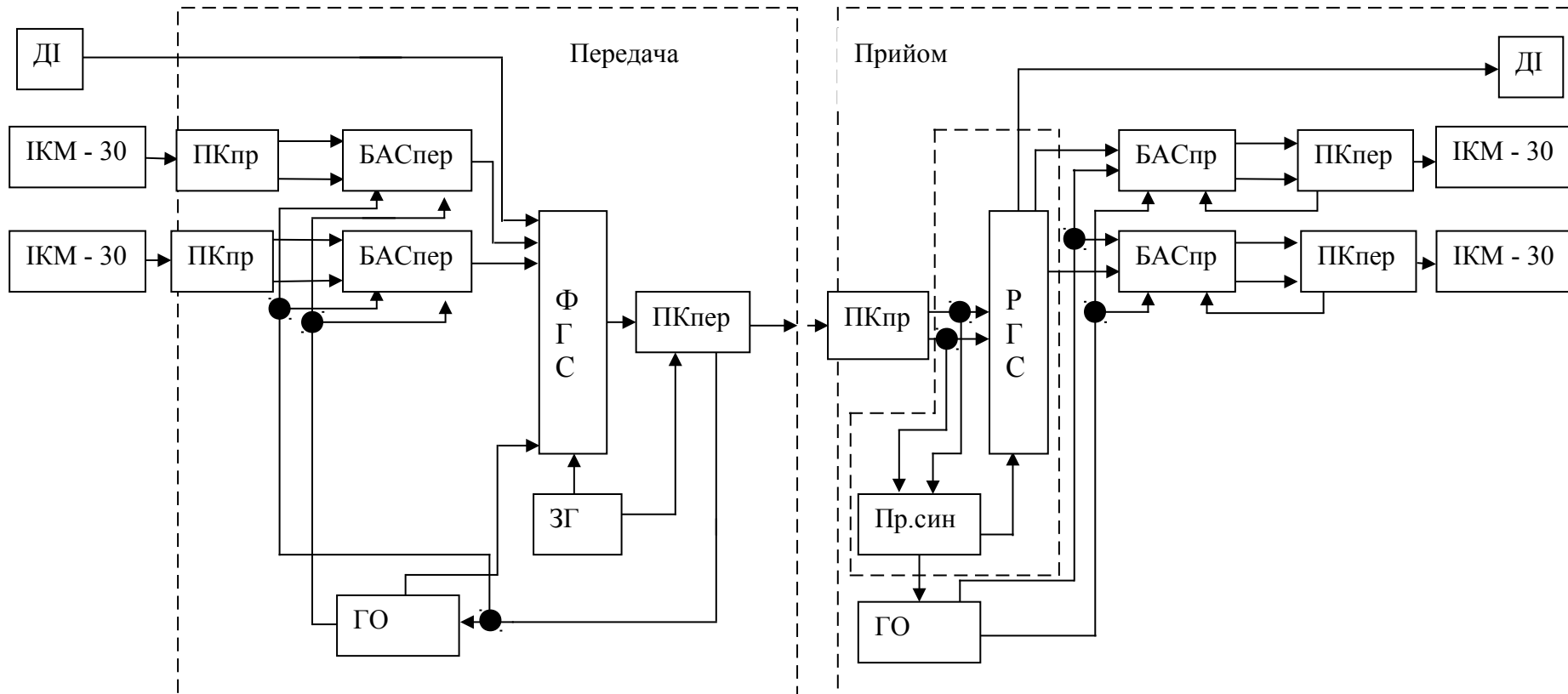


Рис.1.5.1.4. Функціональна схема обладнання часового групоутворення

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 більше 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. 1.5.1.1 групова швидкість ЦП може бути визначена:

$$f_{\Sigma} = V_{\Sigma} = V_{v-1} \cdot n + V_{сл} \quad (1.5.2.1)$$

де

V_{Σ} – швидкість об'єднаних ЦП;

v – ступінь ієрархії ($v=1,2,3,\dots$);

n – кількість об'єднаних потоків;

$V_{сл}$ – додаткова швидкість за рахунок службових символів;

Додаткова швидкість може бути визначена:

$$V_{сл} = f_{д} \cdot n \cdot m[(v-1)!]$$

де

$f_{д}$ – частота дискретизації;

n – кількість об'єднаних ЦП;

m – кількість розрядів у коді каналного інтервалу;

v – рівень ієрархії ЦП;

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

$$\frac{f_{з}}{f_{спис.} - f_{з}} = \frac{f_{з}}{\frac{V_{v}}{n} - f_{з}} = \frac{i}{c} \quad (1.5.2.2)$$

де 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:

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

(1.5.2.3)

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

$$k = \frac{C}{n \cdot c} = \text{Ц} \left(\frac{n \cdot d_{\text{куш}} + d_{\text{цс}} + d_{\text{са}} + d_{\text{д}} + d_{\text{вущ}} + d_{\text{к}}}{n \cdot c} \right) \quad (1.5.2.4)$$

де Ц – 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;

$d_{\text{вущ}}$ – кількість символів для каналу від'ємного 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 (1.5.2.1) групову швидкість ЦП.

$$B_2 = B_1 \cdot n + B_{\text{сл}}$$

де $B_1 = 2048$ кбіт/с – інформаційна швидкість АЦО-30.

$$B_{\text{сл}} = f_{\text{д}} \cdot m \cdot n[(B-1)!] = 8 \cdot 8 \cdot 4[(2-1)!] = 256 \text{ кбіт/с}$$

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

Згідно 1.5.2.2

$$\frac{i}{c} = \frac{f_{\text{з}}}{\frac{B_2}{n} - f_{\text{з}}} = \frac{2048}{\frac{8448}{4} - 2048} = \frac{32}{1}$$

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

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

$$d_{\text{вущ}} + d_{\text{к}} = n_{\text{ппц}} = 4; d_{\text{цс}} = 8; d_{\text{сл}} = 4; d_{\text{д}} = 4$$

Визначити коефіцієнт k

$$k = \text{Ц} \left(\frac{n_{\text{ппц}} \cdot d_{\text{куш}} + d_{\text{цс}} + d_{\text{сл}} + d_{\text{д}} + (d_{\text{вущ}} + d_{\text{к}})}{n_{\text{ппц}} \cdot c} \right) = \text{Ц} \left(\frac{4 \cdot 3 + 8 + 4 + 4 + 4}{4 \cdot 1} \right) = 8$$

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:

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

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 1.5.2.1.

Таблиця 1.5.2.1 – 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.
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.

1.5.3 Ієрархія ЦСП PDH

З метою раціональної побудови апаратури і можливості використання стандартного каналотворюючого устаткування цифрові системи передачі (ЦСП) так само, як і аналогові, будуються по груповому принципу. У світі йшов паралельно розвиток 3-х 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 плезиохронної ієрархії – ПЦІ (PDH).

На рис. 1.5.3.1. 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.



Рисунок 1.5.3.1 – Схема мультиплексування у американській АС, японській ЯС і європейській ЄС цифрових ієрархій.

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. 1.5.3.1. показано пунктирними лініями).

Роботи по стандартизації ієрархій як у Європі так і в Америці мали 2 важливих наслідки:

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

На території України використовується Європейська плезиохронна цифрова ієрархія. Основні характеристики Європейської PDH наведені у таблиці 1.5.3.1.

Таблиця 1.5.3.1

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 1.5.3.1. ділянка мережі позначена:

СТМ – сільська телефонна мережа;
МТМ – міська телефонна мережа;
ВЗМ – внутрішньозонава мережа;
ММ – магістральна мережа.

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

1.6. Контрольні запитання

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 $f_d = 2F_{смах}$
 $f_d > 2F_{смах}$ $f_d < 2F_{смах}$
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.
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 $U_{вх} = 1000$ 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 $U_{мах} = 2$ 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 додатному та від'ємному вирівнюванні швидкостей при об'єднанні цифрових потоків.

Зміст М.2 (М 3.4)

- 2. Лінійний цифровий тракт.
 - 2.1. Особливості лінійного цифрового тракту .
 - 2.1.1. Вимоги до лінійного цифрового сигналу.
 - 2.2. Створення та завади ЛЦС у лінійних трактах.
 - 2.2.1. Методи регенерації ЛЦС.
 - 2.2.2. Тактова синхронізація у регенераторах.
 - 2.2.3. Корекція ЦЛТ. Функціональна схема регенератора.
 - 2.3. Завадостійкість регенератора. Довжина регенераційної ділянки.
 - 2.3.1. Допустима ймовірність помилки.
 - 2.3.2. Завадостійкість одиночного регенератора. Очікувана ймовірність помилки.
 - 2.3.3. Розрахунок довжини регенераційної ділянки на металевому кабелі.
 - 2.3.3.1 Розрахунок довжини регенераційної ділянки на коаксіальному кабелі.
 - 2.3.3.2.Розрахунок довжини регенераційної ділянки на симетричному кабелі.
- 2.4. Параметри основного цифрового каналу.
- 2.5. Цифрові системи передачі синхронної ієрархії (SDH).
 - 2.5.1. Недоліки PDH і шляхи вдосконалення ЦСП. Формування віртуальних контейнерів.
 - 2.5.2. Формування STM.
 - 2.5.3. Аналіз заголовків STM-N.
 - 2.5.4 Елементи апаратури ЦСП SDH.

МОДУЛЬ 3.4

2. Лінійний цифровий тракт.

2.1 Особливості лінійного цифрового тракту.

Узагальнена структурна і функціональна схеми лінійного цифрового тракту показана на рис. 2.1.01.; 2.1.02.

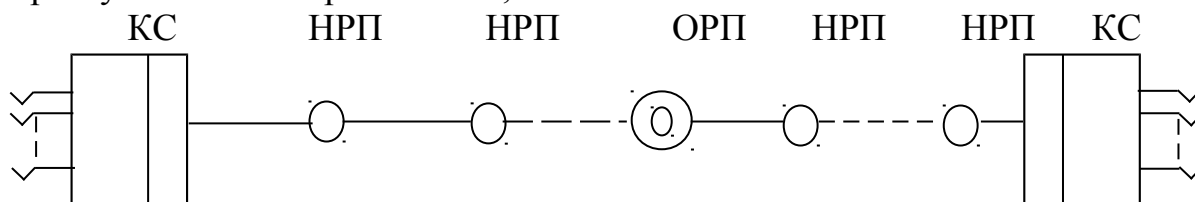


Рисунок 2.1.1 – Узагальнена структурна схема лінійного цифрового тракту

Рис. 2.1.1. позначено:

КС – кінцева станція;

НРП – необслуговуваний регенераційний пункт;

ОРП – обслуговуваний регенераційний пункт.

На рис. 2.1.2. позначено:

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;

ФЛЮС – формувач лінійного цифрового сигналу;

СР – станційний регенератор;

ДЖ – дистанційне електроживлення.

На відзнаку 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 відзнака дозволяє створити лінійний цифровий тракт без накопичення

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

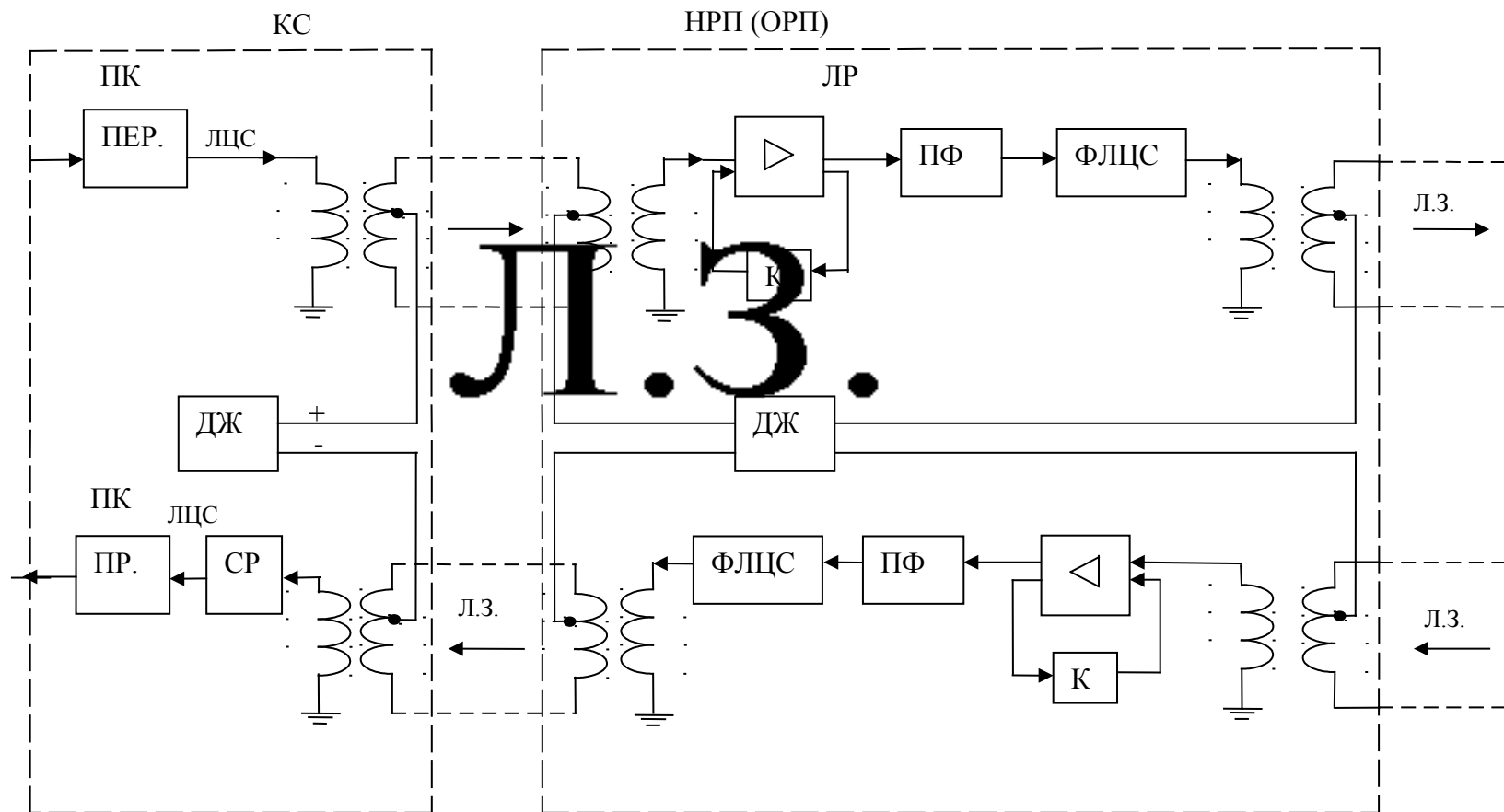


Рисунок 2.1.2 – Узагальнена функціональна схема лінійного цифрового тракту

2.1.1 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.

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

1. Енергетичний спектр ЛЦС повинен бути сконцентрований у якомога мінімальній смузі частот Δf ;
2. 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 визвуть спотворення ЛЦС.
3. Повинна бути присутня гармоніка тактової частоти, або можливості її простого відтворення, щоб забезпечити виділення гармоніки тактової частоти у регенераторах.
4. Повинна бути забезпечена можливість контролю стану лінійного тракту без перерви зв'язку по лінійному цифровому сигналу.
5. Повинна бути забезпечена можливість формування ЛЦС простими технічними засобами.

Як показано на рис. 2.1.3. на тактовому інтервалі t_T передається елементарна послідовність з можливістю появи з якоюсь вірогідністю логічної "одиниці" або "нуля". Звичайно $P(1)=P(0)=0,5$.

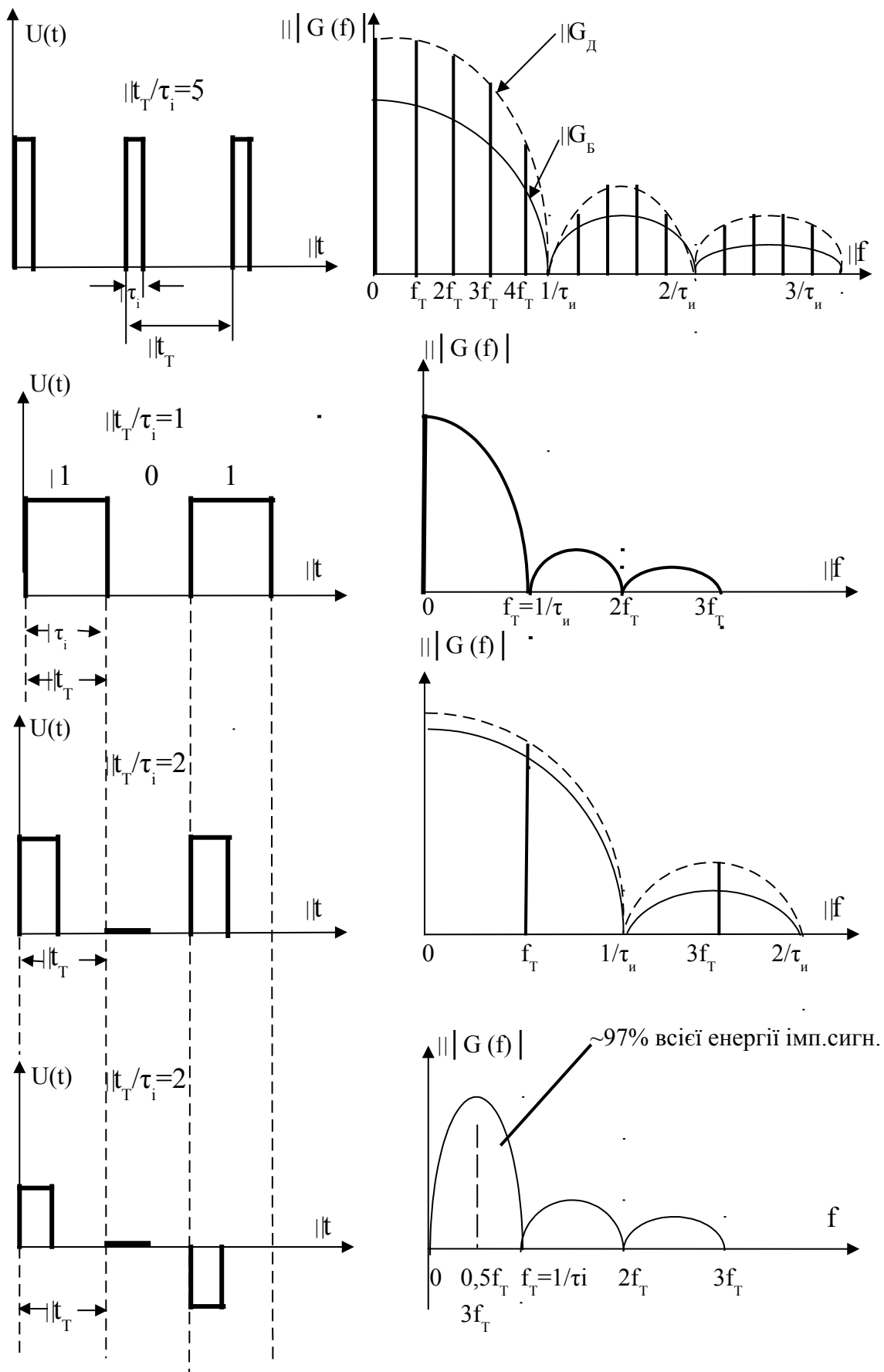


Рисунок 2.1.4 – Форми імпульсних сигналів і їх спектри

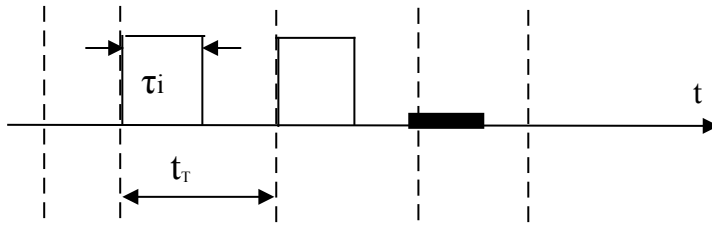


Рисунок 2.1.3 – Послідовність однополярних імпульсів.

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

$$G(\omega) = \frac{2 \cdot \tau_i^2}{t_T} \times \frac{\sin^2 \frac{\omega \tau_i}{2}}{\left(\frac{\omega \tau_i}{2}\right)^2} \times \left[\sigma^2 + \frac{2\pi}{t_T} \cdot \alpha^2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \omega_T) \right] \quad 2.1.1$$

де

σ^2 – дисперсія амплітуд ($A=0$; $A=1$);

α – математичне сподівання (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 2.1.1 видно, що енергія першої гармоніки (f_T) буде максимальною при ширині імпульсу $\tau_i = \frac{t_T}{2}$.

Спектр такої послідовності (Рис. 2.1.03) 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 2.1.01. також видно, що спектр послідовності імпульсів з регулярним тактовим інтервалом і випадковою появою позитивних імпульсів і “нулів” має дві складові – дискретну (Гд) і безперервну (Гб), як показано на рис. 2.1.4. а); б); в); г).

Із рис. 2.1.4 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.

Із рис. 2.1.4 в) видно, що основна енергія сигналу при $\tau_i = \frac{t_T}{2}$

займає вдвічі більшу смугу частот, має складову постійного струму, але є гармоніка тактової частоти, яка необхідна для регенерації спотвореного цифрового сигналу.

Із рис. 2.1.4 г) 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.

Але недоліком можна вважати відсутність необхідної гармоніки тактової частоти.

Але останній недолік можна вважати незначним, тому що гармоніку тактової частоти можливо легко виділити після двохполуперіодного 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 із ненадійним виділенням гармоніки тактової частоти. У таких системах передачі до квазітрійкового коду вставляють на місцях “нулів” додаткові імпульси по спеціальному алгоритму, які перед декодуванням вилучаються. Алгоритм формування такого коду, який називають кодом високої щільності одиниць (КВЩ) показано на рис. 2.1.05. Такий код називають КВЩ-3, що означає заборону появи у ЛЦС більш ніж три “нули” підряд.

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 $VOOV$ або $000V$. Де V і V – імпульси які вставляються.

Якщо до вставки імпульсів V і V було парне число імпульсів у послідовності (рис. 2.1.5 а)) то першою вставляється група $VOOV$, якщо ж до чергової вставки імпульсів V і V було непарне число імпульсів у послідовності (рис. 2.1.5 б)) то першою вставляється група $OOOV$. При чому імпульс V завжди має протилежну полярність від попереднього імпульсу, а імпульс V повторює полярність попереднього імпульсу. У зв'язку із тим, що у квазітрійковому коді заборонено появу двох імпульсів підряд з однаковою полярністю, то на прийомі перед декодуванням імпульси V і V впізнаються, тому що мають однакоvu полярність, і вилучаються, як такі, що не несуть інформації.

Застосовуються 2 схеми формування квазітрійкового коду ЛЦС.

Перша схема та епюри імпульсних сигналів показана на Рис. 2.1.6. а) і б). Схема має тригер, лінію затримки сигналу та від'ємний пристрій.

Епюри напруги імпульсних сигналів приведені на Рис. 2.1.6 б). відповідно до номеру точки на схемі а). В точці 4 ширина імпульсів квазітрійкового сигналу залежить від часу затримки t_3 лінії затримки.

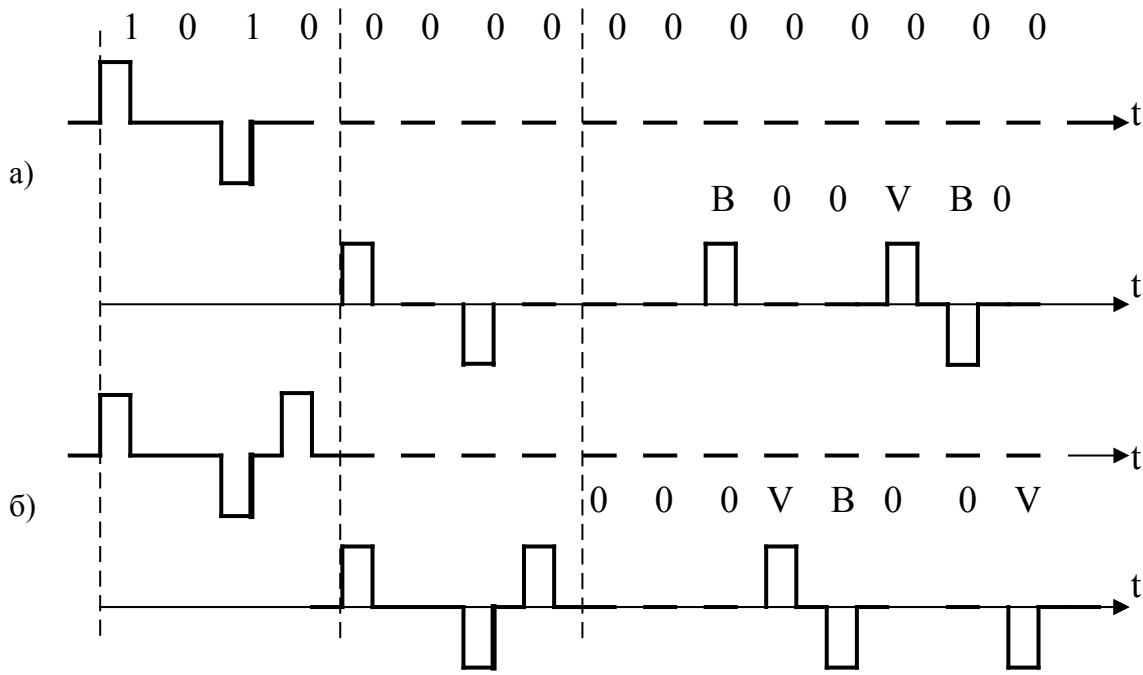


Рисунок 2.1.5 – Формування коду КВЦ-3

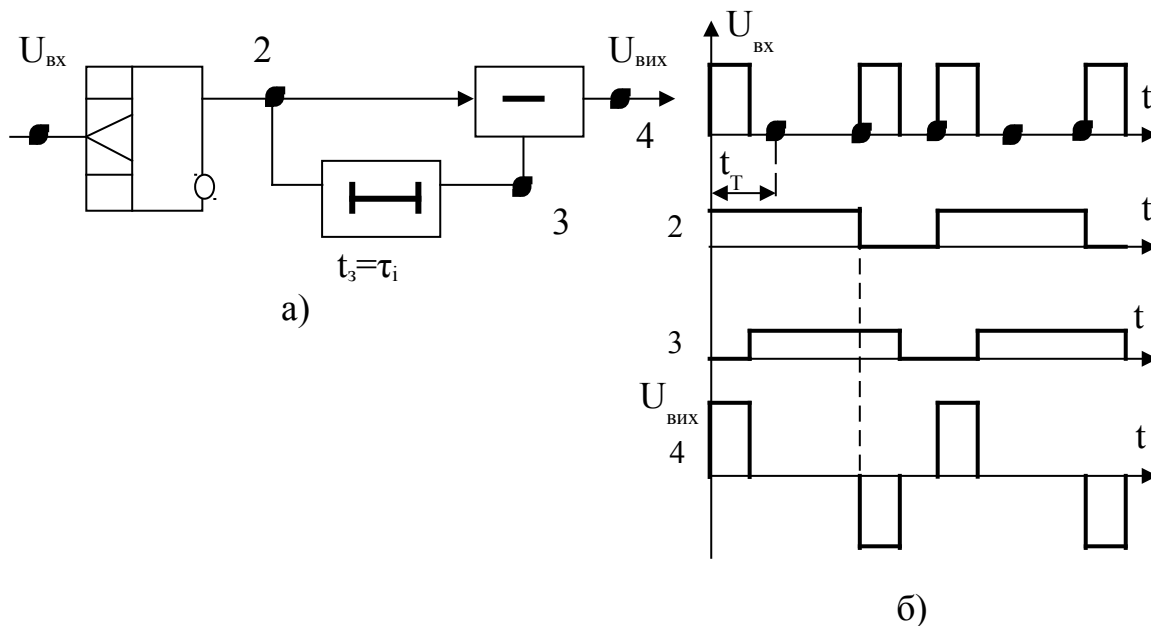


Рисунок 2.1.6 – Формування квазітрійкового сигналу за допомогою лінії затримки

На рис. 2.1.7 приведена інша схема та епюри імпульсних сигналів формування квазітрійкового сигналу. На рис. 2.1.7 а) приведена 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 б) 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 б) з'являється імпульс протилежної (негативної) полярності.

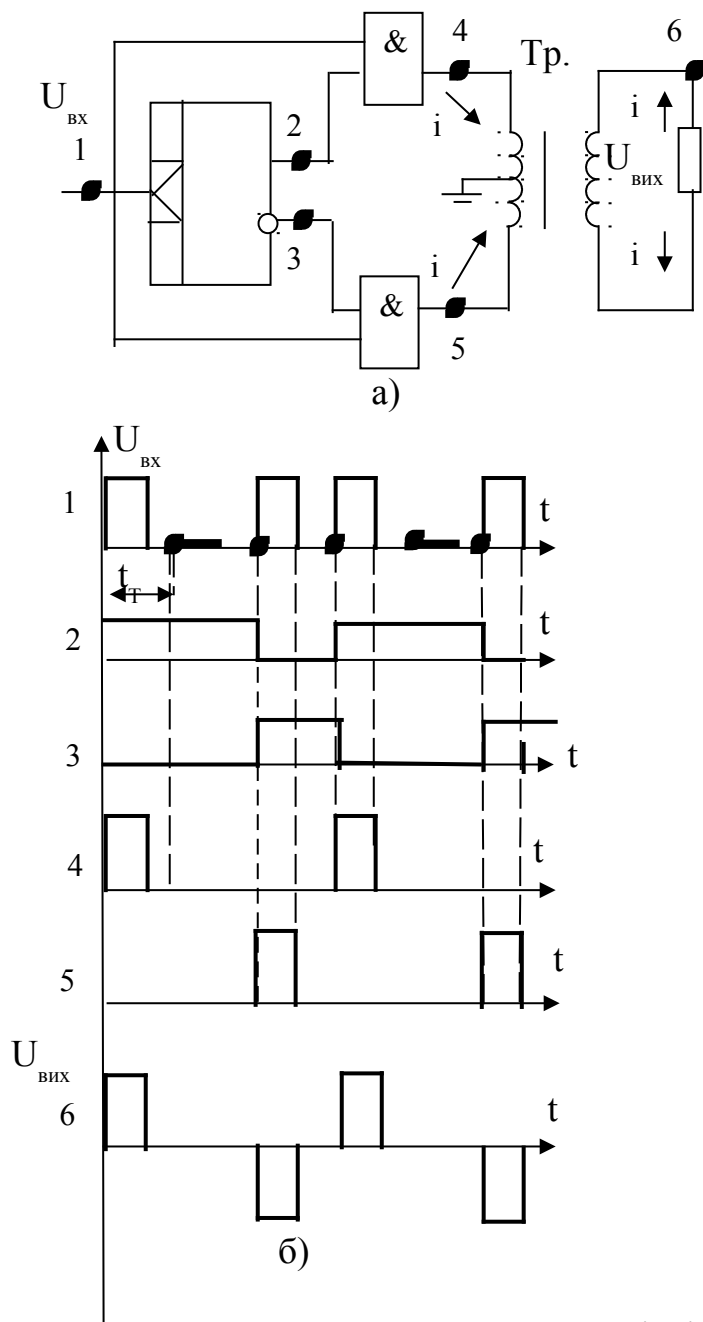


Рисунок 2.1.7 – Формування квазітрикутного сигналу за допомогою трансформатора

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

2.2 Спотворення та завади ЛЦС у лінійних трактах.

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

Спотворення виникають у зв'язку із відхиленням від ідеальних характеристик амплітудно-частотних (АЧХ) та фазочастотних (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 - називають спотвореннями 2-го роду. Вид указаних спотворень показано на рис. 2.2.01 а) і 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 зменшенням 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).

Розрізняють перехідні завади на ближній та дальній кінці ділянки тракту.

У 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.

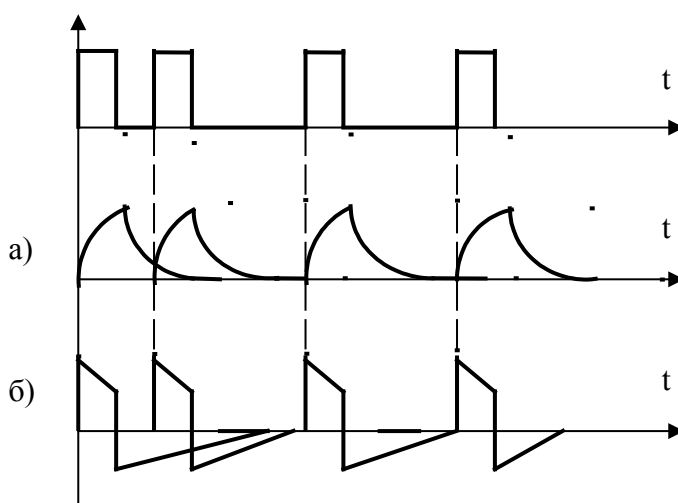


Рисунок 2.2.1 – Спотворення імпульсного сигналу 1-го роду а) і 2-го роду б)

2.2.1 Методи регенерації ЛЦС

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

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

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

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

Метод стробування (однократного відліку) показано на рис. 2.2.2.

На рис. 2.2.2. а) приведений ЛЦС, який подається в лінійний тракт. На рис. 2.2.2. 1 цей сигнал на виході лінії із спотвореннями та завадами складається із пороговою напругою $U_{п}=U_{с} / 2$ і подається на вхід схеми “і” рис. 2.2.2 б)

На другий вхід 2 схеми “і” подається сигнал U відліку, у вигляді послідовності вузьких імпульсів з частотою $f_{г}=1/t_{г}$. У точці 3 схеми будуть імпульси, які відтворюють кодову комбінацію з відновленим тактовим інтервалом $t_{г}$. Якщо у момент появи тактового імпульсу $U_{лцс}>U_{п}$ то у точці 3 буде відновлено імпульс логічна “1”, а якщо $U_{лцс}<U_{п}$, 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 $U_{лцс}$ має максимальне значення. При зміщенні імпульсу з оптимальної позиції знижується завадостійкість метода, до цього ж приводить нестабільність порогової напруги $U_{п}$.

Переваги цього метода – у простоті реалізації.

Метод накопичення показано на рис. 2.2.3. він дозволяє у випадку значних імпульсних завад мати високу завадостійкість, але у реалізації він складний.

На рис. 2.2.3. в) показана реалізація простого інтегратора RC. Для роботи схеми необхідно сформувані дві послідовності тактових імпульсів, які трохи відрізняються за часом – імпульси відліку $U_{відл}$ та імпульси розрядки конденсатора C $U_{р}$, як показано на рис 2.2.3. б) і в).

Накопичення здійснюється на тактовому інтервалі $t_{г}$ і в кінці тактового інтервалу здійснюється відлік накопиченого сигналу у порівнянні з пороговою напругою $U_{п}$. На початку наступного тактового інтервалу здійснюється очищення інтегратора послідовністю $U_{р}$ 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.

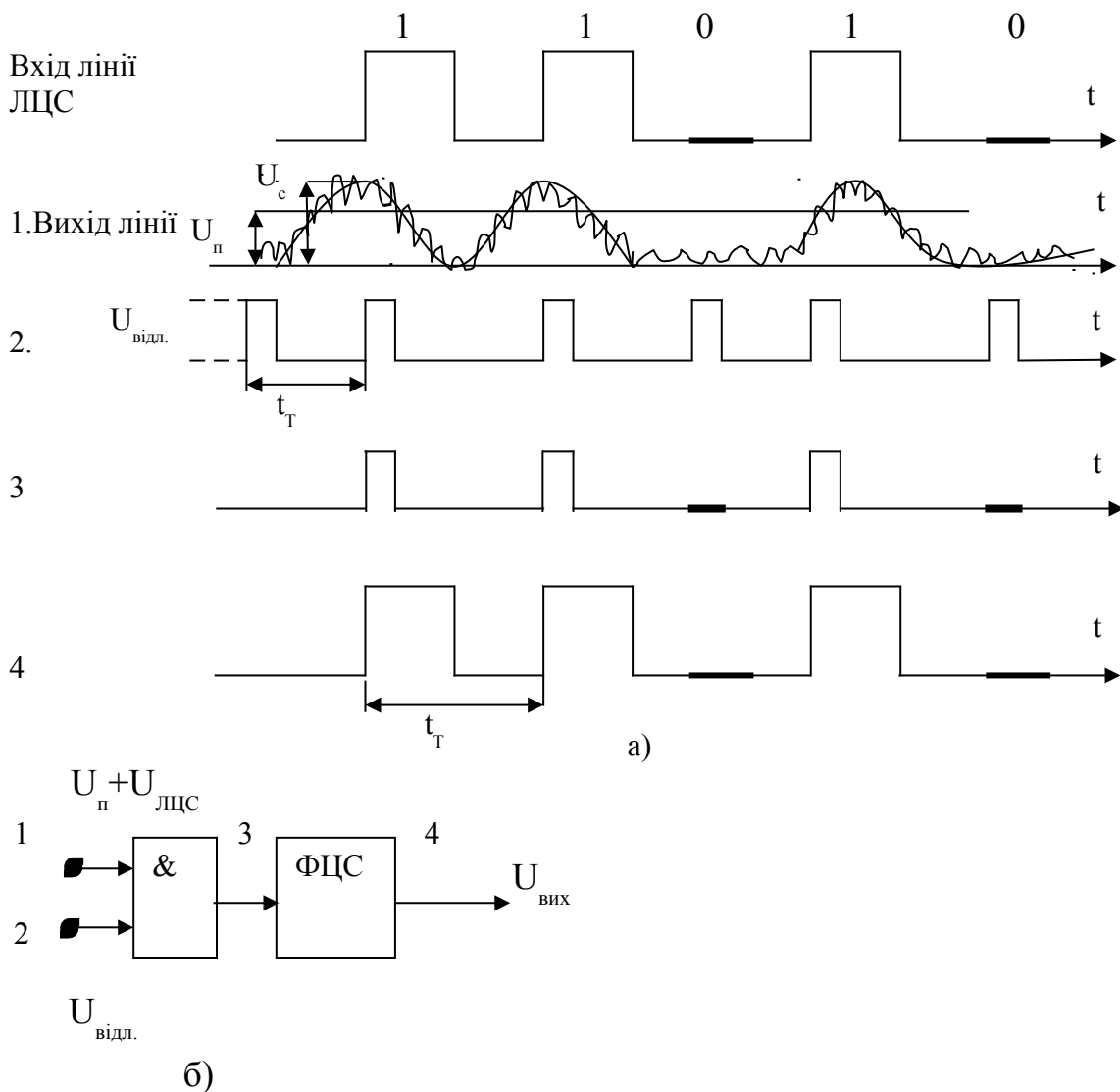


Рисунок 2.2.2 – Метод однократного відліку

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. 2.2.4. На рис. 2.2.4. такі позначення:

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

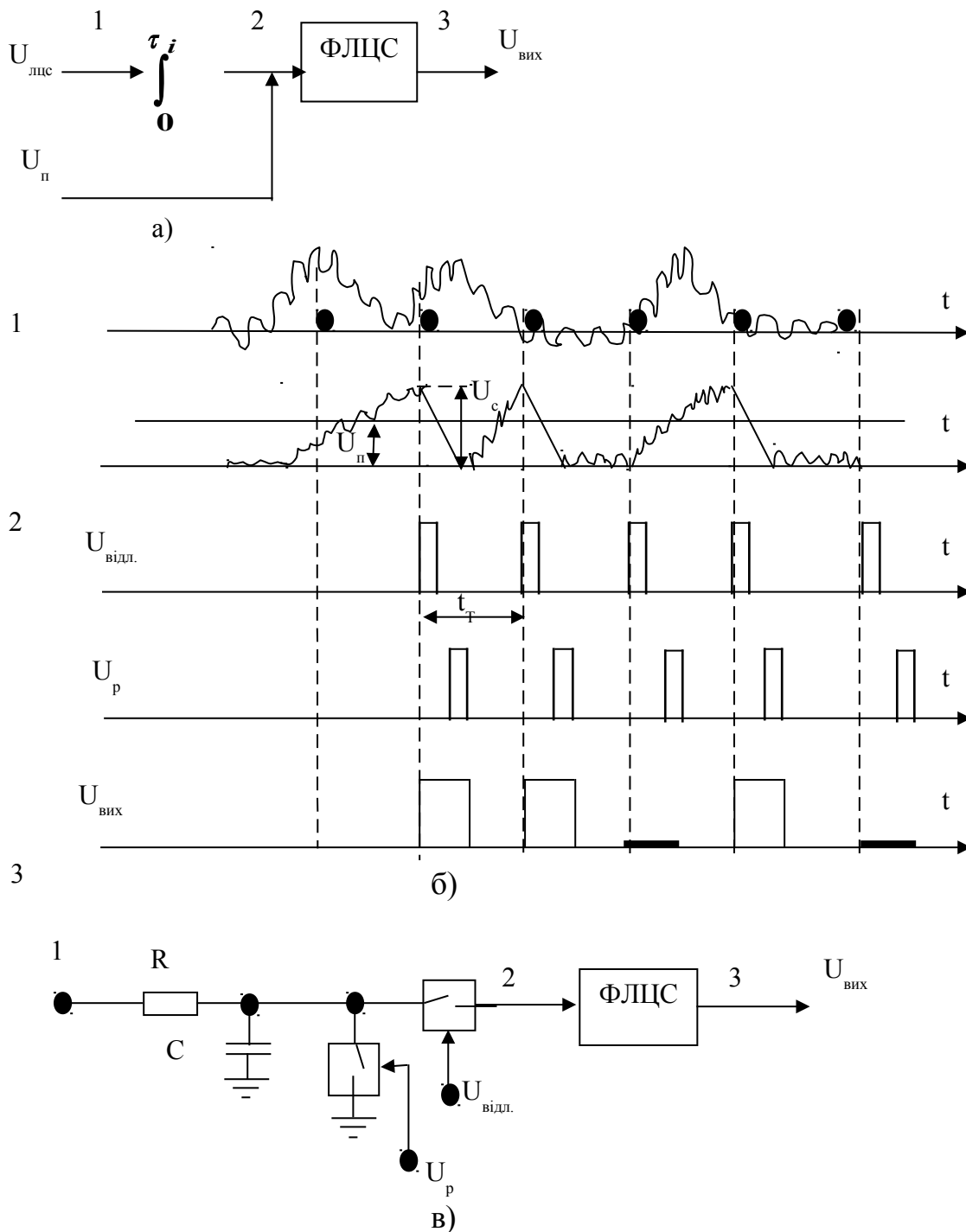


Рисунок 2.2.3 – Метод накопичення (інтегральний прийом)

2.2.2 Тактова синхронізація у регенераторах

Вище, була доведена необхідність тактової синхронізації. У загальному вигляді структурна схема пристрою синхронізації (ПТС) показана на рис. 2.2.5 а) і б). ПТС можуть виконуватись по розімкненій схемі рис. 2.2.5 а) і по замкнутій схемі рис. 2.2.5 б).

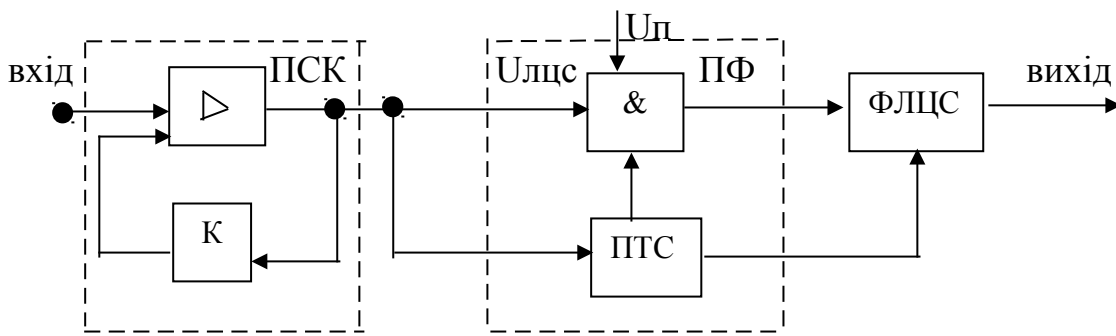
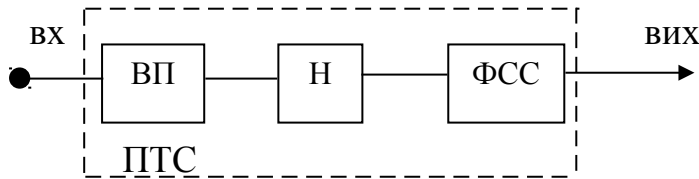
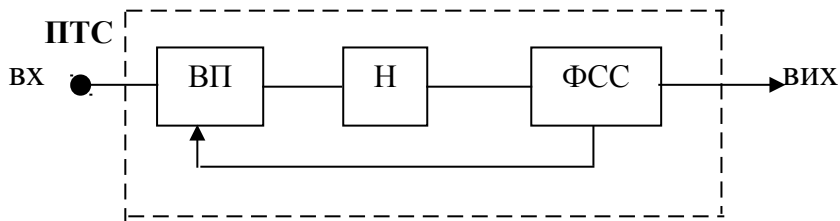


Рисунок 2.2.4 – Структурна схема регенератора



а)



б)

Рисунок 2.2.5 – Структурні схеми пристроїв тактової синхронізації

На схемах такі позначення:

ВП – вхідний перетворювач;

Н – накопичувач;

ФСС – формувач синхросигналу.

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)).

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);

D – дисперсія фази синхроімпульсів.

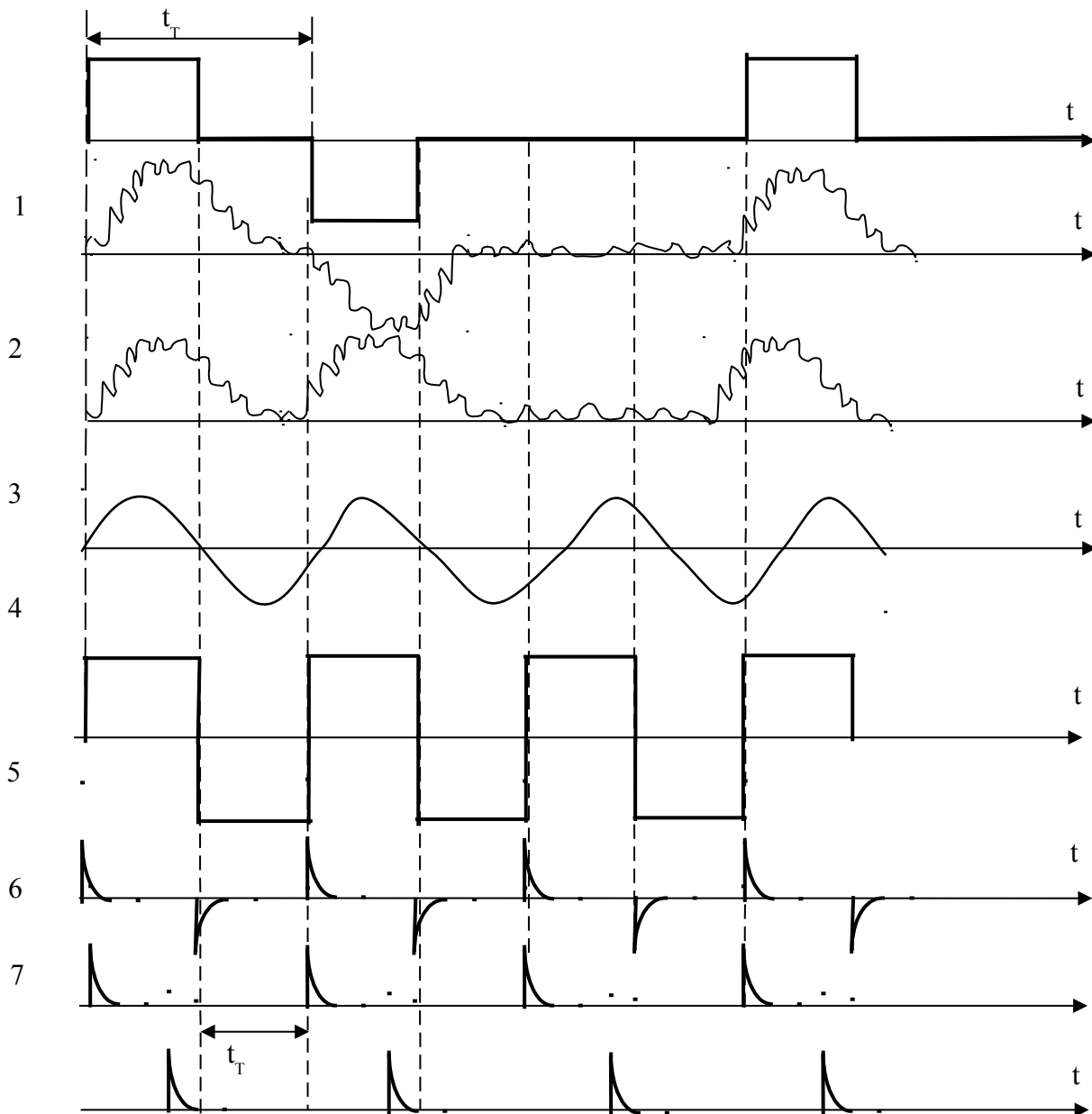
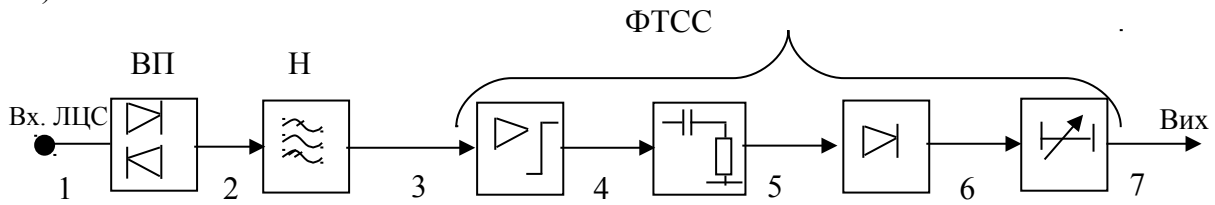
- час досягнення синхронного стану після перерви зв'язку “Т.д.сс”;

- 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.

а)



б)

Рисунок 2.2.6 – Функціональна схема пристрою тактової синхронізації розімкненого типу.

На рис 2.2.6 а) показана функціональна схема ПТС розімкненого типу для квазітрійкового ЛЦС, а на рис 2.2.6 б) види сигналів у характерних точках ПТС.

На вхід ПТС лінійний цифровий сигнал попадає після підсилювача-коректора і має вигляд приблизно такий, як показано на рис. 2.2.6 б) у точці 1. Такий сигнал, як видно із рис. 2.1.4 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. 2.2.6 б) 2, а такий сигнал, як видно із рис. 2.1.4 в) має гармоніку тактової частоти, яка і виділяється вузькосмуговим фільтром. Вона показана на рис. 2.2.6 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 однополуперіодного випрямляча вони з'являються у точці 6.

Для точного відновлення спотворених імпульсів ЛЦС, які поступають на вхід ПТС і, одночасно, на вхід схеми "Г" регенератора, яка приймає рішення при порівнянні цього вхідного сигналу з пороговою напругою (U_n) 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:

- флуктації частоти коливань гармоніки тактової частоти на виході вузькосмугового фільтру (Рис.2.2.06 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 щільності "одиниць" (напр. КВЦ-3); див. рис. 2.1.5);
- застосовувати високоякісний підсилювач-обмежувач;

- застосовувати високоякісний фільтр, для виділення гармоніки тактової частоти, з лінійною фазочастотною характеристикою (див. рис. 2.2.7);
- здійснювати перешийком по тактовій частоті;
- застосування замкнутих систем ПТС з фазовою автопідстройкою частоти (ФАПЧ) (див. рис. 2.2.8).

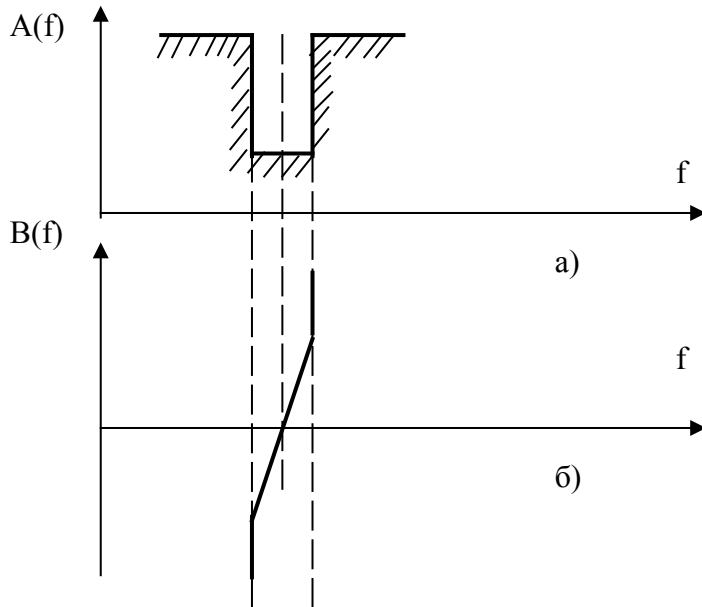
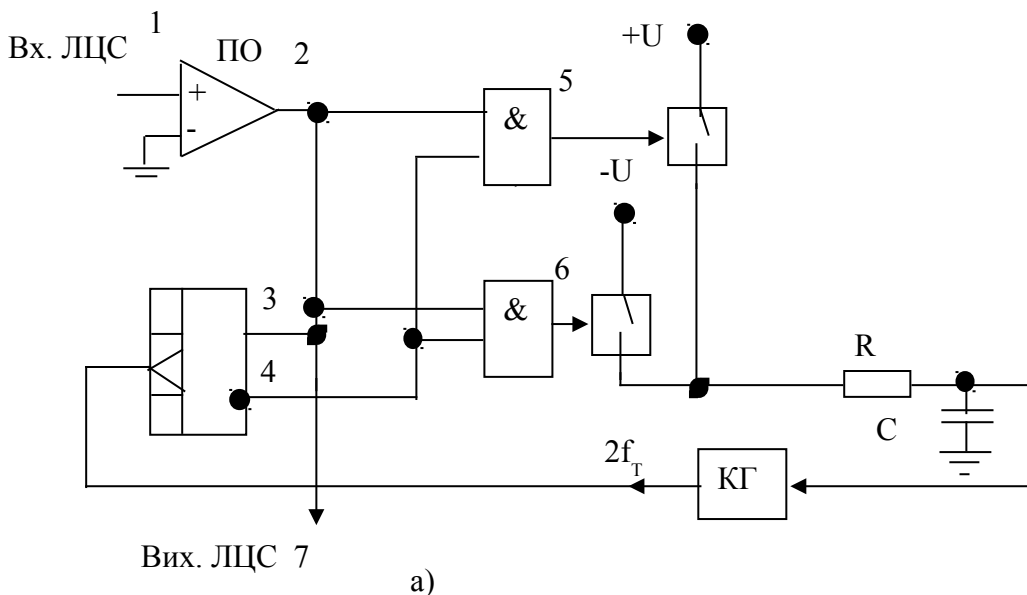


Рисунок 2.2.7 – Амплітудно-частотна характеристика фільтра а)
фазо-частотна характеристика фільтра б)



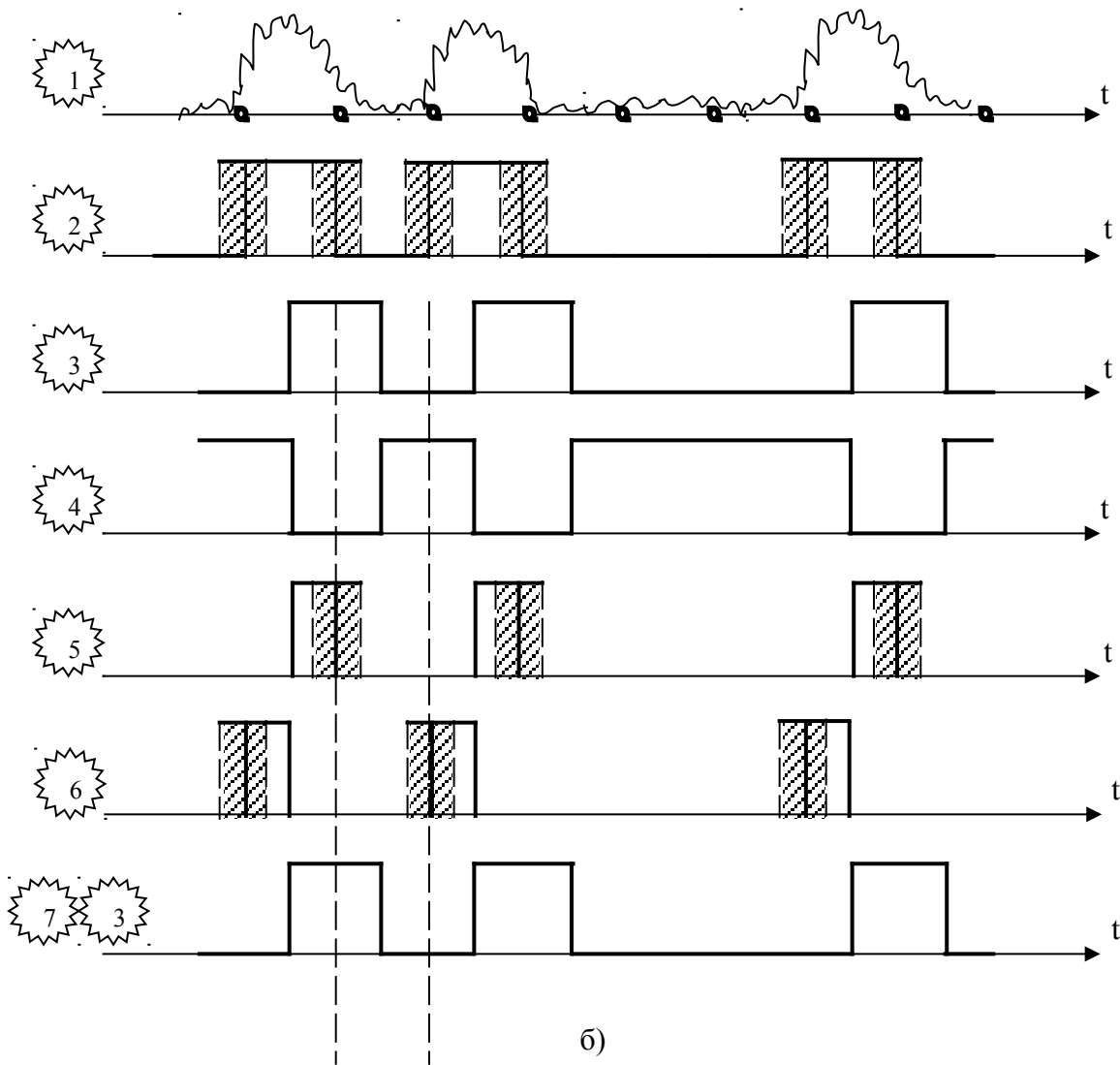


Рисунок 2.2.8 – Схема замкнутого пристрою тактової синхронізації.

На рис. 2.2.8 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) була однакова. 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.

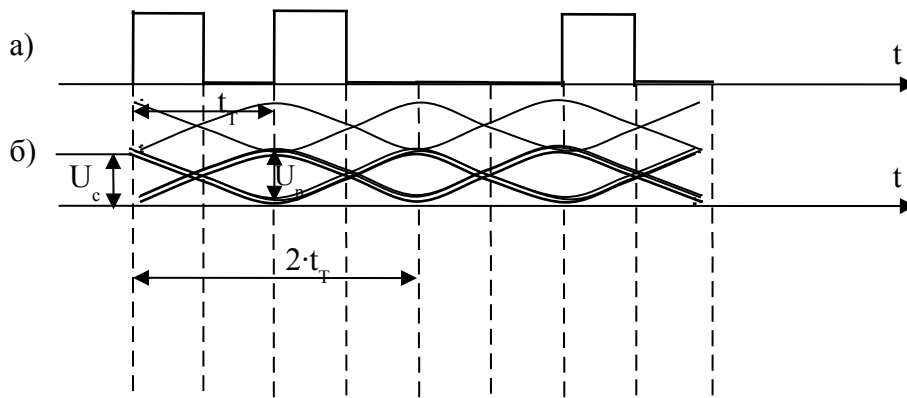


Рисунок 2.2.9 – “Око” – діаграма для двійкового сигналу

Якщо спостерігати на екрані осцилографу лінійний двійковий спотворений сигнал на вході регенератора за синхронізований тактовою частотою, то, у зв'язку із післясвіченням екрану осцилографа, будемо спостерігати зображення як на рис. 2.2.9 б). Це зображення називають – “ОКО”-діаграма з амплітудою імпульсу U_c і світлим проміжком всередині U_p -розкритом “ока”. При найбільшому розкритті “ока” спотворення двійкового сигналу в лінії будуть мінімальні. Як видно із рис. 2.2.9 б) інтерференційні (міжсимвольні) завади не мають суттєвого впливу на процес регенерації методом однократного відліку (стробування) при розширенню імпульсу. Імпульс може розширитись у часі до двох тактових інтервалів ($2t_r$).

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.

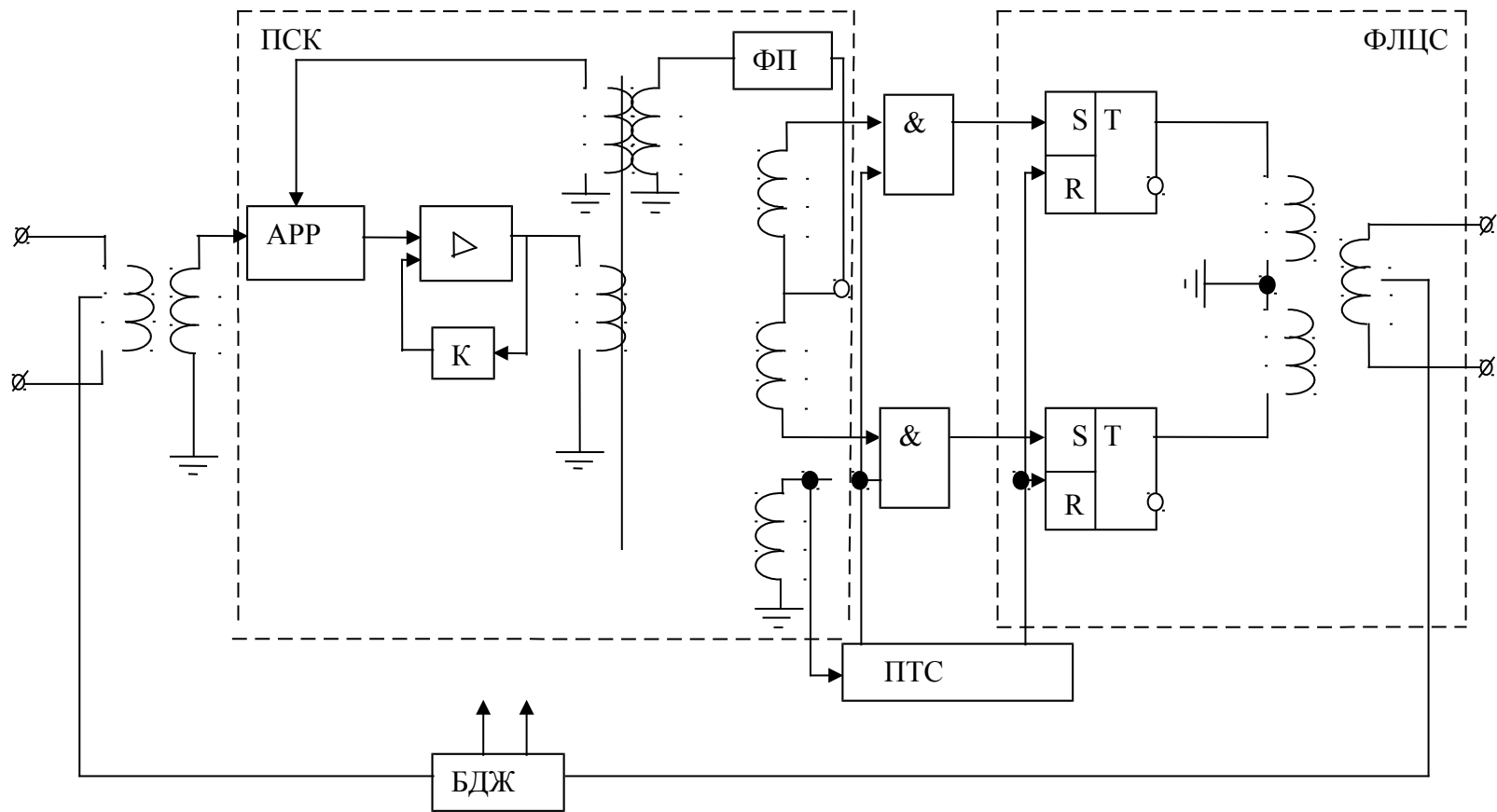


Рисунок 2.2.10 – Функціональна схема регенератора квазітрійкового сигналу.

Для метода регенерації стробуванням спотвореного імпульсу, необхідно, щоб міжсимвольні завади були відсутні у момент стробування.

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

Враховуючи попередні міркування на рис. 2.2.10 приведена функціональна схема регенератора для квазітрійкового ЛЦС.

На схемі такі позначення:

ПСК- підсилювач-коректор;

АРР- автоматичне регулювання рівня;

К- коректор АЧХ лінійного тракту;

ПТС- пристрій тактової синхронізації;

ФП- формувач порогової напруги - U_n ;

ФЛЦС- формувач лінійного цифрового сигналу;

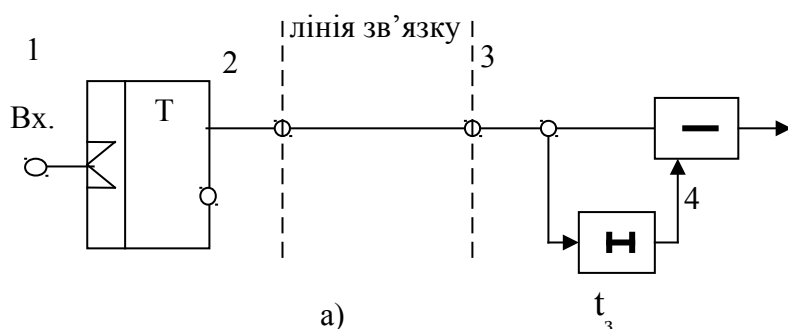
БДЖ- блок дистанційного електроживлення.

Регенерація квазітрійкового сигналу здійснюється по двохканальній схемі – окремо відновлюються позитивні та негативні полярності імпульсів. Порогова напруга U_n формується як середнє значення лінійного цифрового сигналу. Такий спосіб формування порогової напруги дає можливість підтримувати необхідне співвідношення між напругою імпульсу ЛЦС та наругою U_n при коливаннях напруги імпульсу ЛЦС.

Якщо регенератор для квазітрійкового сигналу побудувати по одноканальній схемі, 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.

У субпервиній ІКМ-15 у якості ЛЦС сигналу використовується двійковий сигнал з шириною імпульсу, яка дорівнює тактовому інтервалу, спосіб формування якого показано на рис. 2.2.11 а) в точці 2. На вході регенератора такого сигналу включається від'ємна схема, на виході якої ЛЦС перетворюється на квазітрійковий.

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



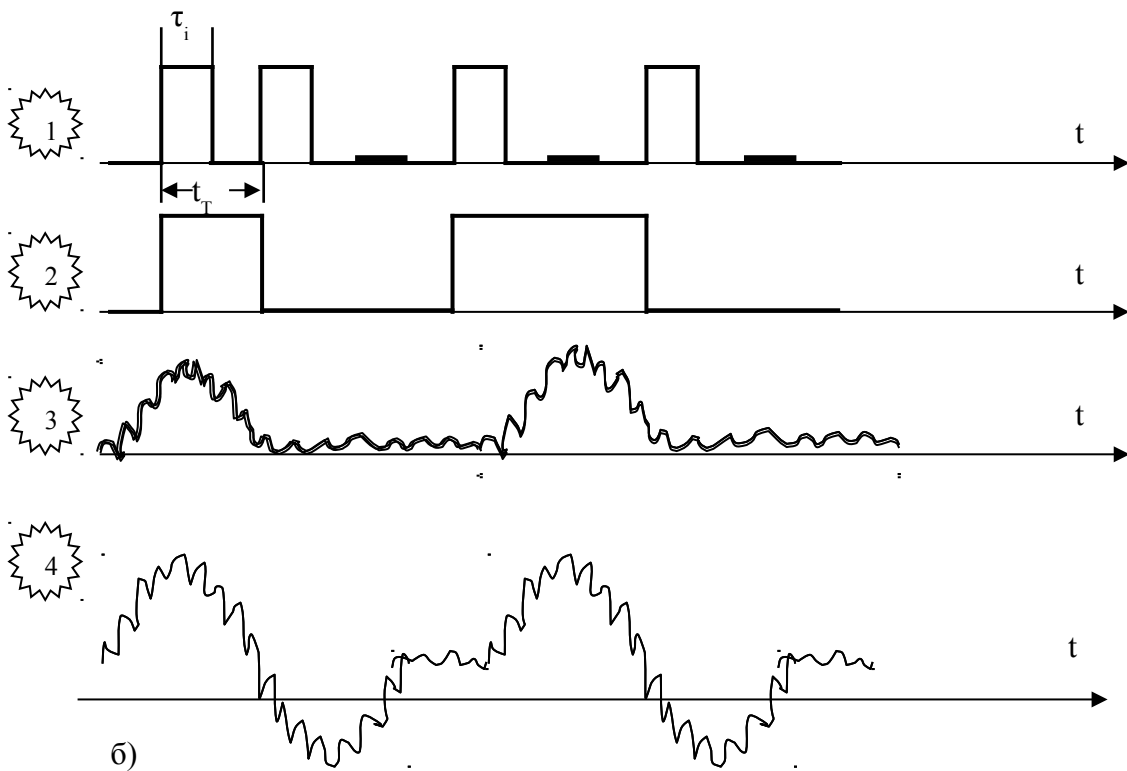


Рисунок 2.2.11 – Формування двійкового ЛЦС при $\tau_i = \tau_T$

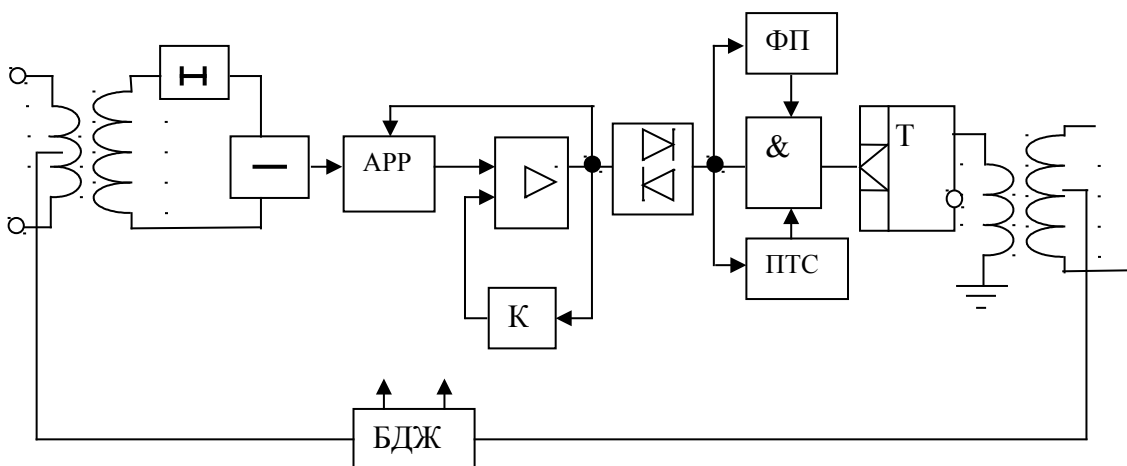


Рисунок 2.2.12 – Функціональна схема регенератора двійкового ЛЦС

Функціональна схема регенератора двійкового сигналу показана на Рис. 2.2.12. Після підсилювача-коректора квазітрійковий сигнал випрямляється (перетворюється у двійковий) і далі відновлюється у одноканальній схемі і передається далі.

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

$$P_{\text{пом.}} = \lim_{T \rightarrow \infty} K_{\text{пом}}$$

$$T \rightarrow \infty$$

При великих швидкостях передачі символів

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

Помилково прийнятий символ викликає різку зміну амплітуди АІМ сигналу і неприємний “ щиглик” 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 “щиглика” за хвилину. При $f_d=8000$ Гц за хвилину передається $8000 \times 60=480000$ символів, якщо небезпечним вважається помилки двох символів у каналній кодовій комбінації, то за хвилину треба врахувати $2 \times 480000=960000$ символів із яких тільки один допускається 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.

$$\text{На один кілометр } P_{\text{пом.}} \leq \frac{10^{-6}}{10000} = 10^{-10}$$

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

Тоді $1- P_{\text{пом.лт}} = (1- P_{\text{пом.р.}})^M$. При малих значеннях $P_{\text{пом.р.}}$

$$P_{\text{пом.лт}} \approx M \cdot P_{\text{пом.р.}} \quad (2.3.1)$$

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. 2.3.1.

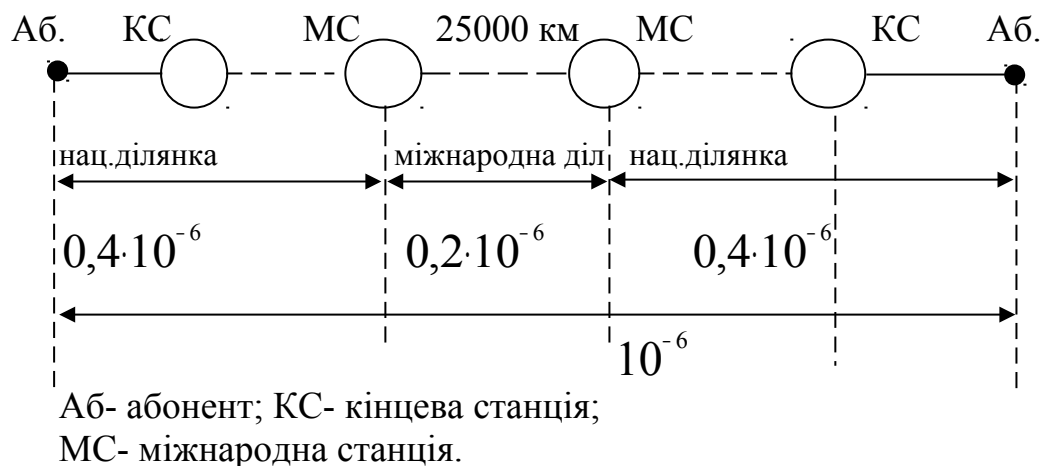
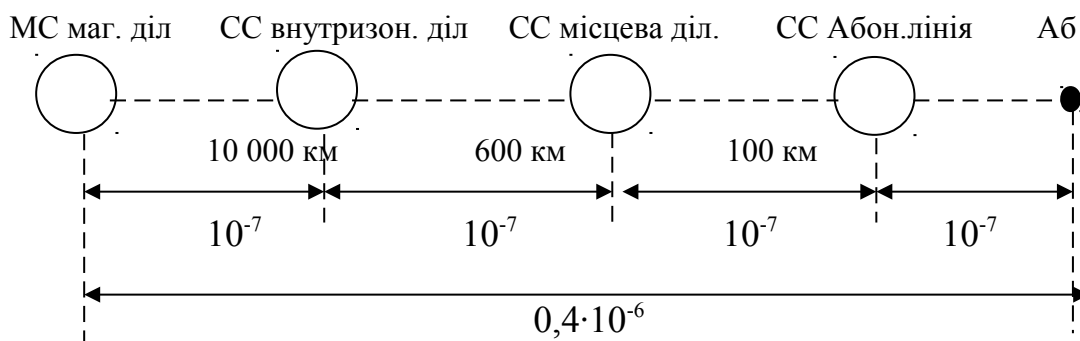


Рисунок 2.3.1 – Розподіл значень $P_{\text{пом.}}$ при міжнародному з'єднанні

Схема організації національного з'єднання у відповідності до норм Єдиної автоматизованої системи зв'язку України (ЄАСЗУ) показана на рис.2.3.2.



СС- сіткова станція;

Рисунок 2.3.2 – Розподіл значень $P_{\text{пом.}}$ на національній мережі

Якщо видно із рис. 2.3.1 і 2.3.2 на кожну з двох національних ділянок міжнародного з'єднання відводиться норма $P_{\text{пом.нац.}} = 0,4 \cdot 10^{-6}$, котра рівномірно розподіляється між ділянками лінії ОЦК;

$P_{\text{пом.маг.}} = P_{\text{пом.вз.}} = P_{\text{пом.міс.}} = P_{\text{пом.аб.}} = 10^{-7}$. Тоді нормовані значення ймовірності помилки в розрахунку на 1 км лінійного тракту складають:

$$P_{\text{пом.маг.1}} = \frac{10^{-7}}{10000\text{км}} = 10^{-11};$$

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

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

Користуючись цими значеннями можна визначити вимоги до лінійних регенераторів ЦСП, які 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 (ХНЯ)- 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 (2.3.01) у цифрових системах передачі помилки, які виникають на одній регенераційній ділянці, не залежать від помилок, які виникають на інших регенераційних ділянках. У зв'язку з цих вважають, що загальний коефіцієнт помилки 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 розділі 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 приводить до помилки, коли замість високого рівня імпульсу (лог. "1") приймається низький (лог. "0") і навпаки.

Щоб уникнути помилок необхідно на вході вирішую чого пристрою (схеми порівняння "Г") 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_3) перевищить допустиму величину (U_n) і бде 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 (2.3.2), рис 2.3.3.

$$W(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} \quad (2.3.2)$$

де σ^2 - дисперсія потужності завад;
а – середнє значення.

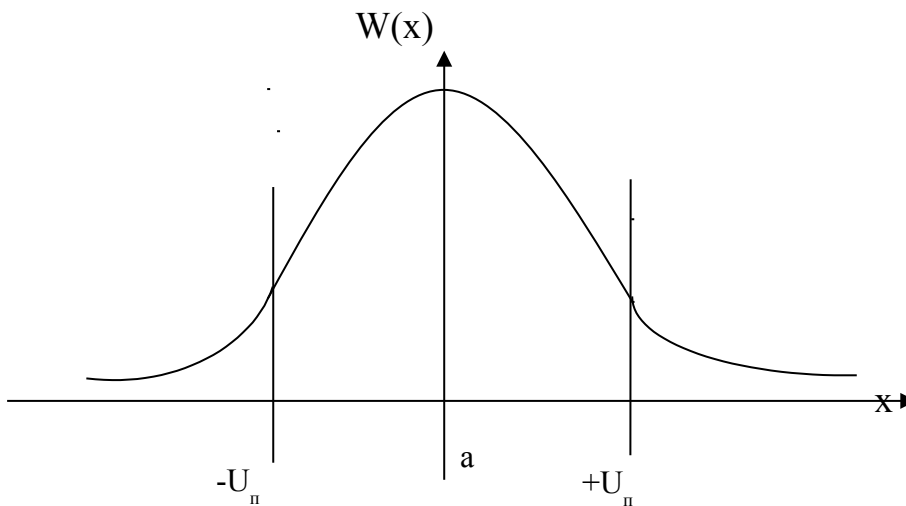


Рисунок 2.3.3 – Густина ймовірності завад з нормальним розподілом

Будемо вважати, що передається символ “0” (низький рівень сигналу), тоді ймовірність буде визначатися заштрихованою ділянкою рис. 2.3.3. і формулою 2.3.3.

$$P_{\text{пом}} = 1 - 2 \int_0^{U_n} W(x) dx \quad (2.3.3)$$

Припустимо, що апріорна ймовірність появи у двійковому сигналі символів “1” і “0” однакова

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

Тоді апріорна ймовірність символів у квазітрійковому сигналі буде

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

Алгоритм стробування показано на рис. 2.3.4.

$$U_{\text{вих рег}} \rightarrow 1 \quad \text{якщо} \quad U_c > U_n$$

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

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

Випадки можливих помилок показані у таблиці 2.3.1.

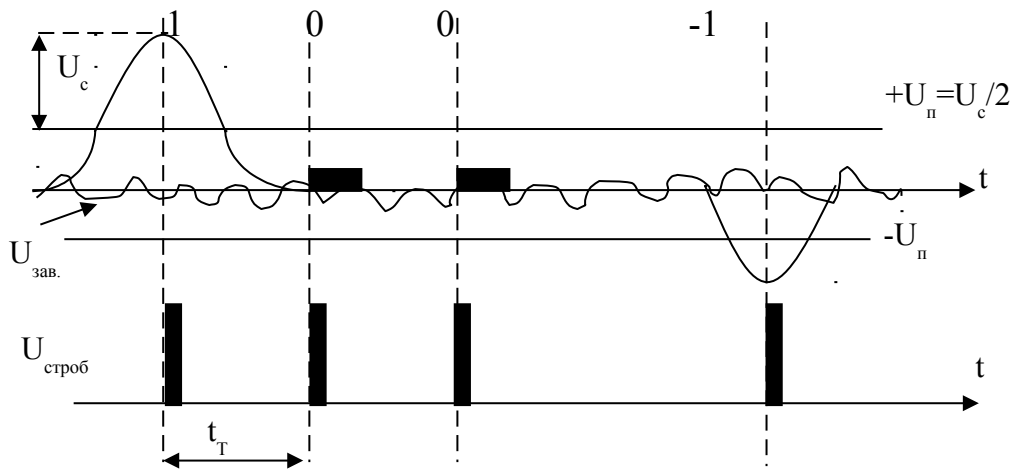


Рисунок 2.3.4 – Алгоритм прийняття рішень у регенераторі

Таблиця 2.3.01. Можливі помилки і умови їх виникнення

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

Загальна ймовірність помилки

$$P_{пом} = \sum_{i=1}^6 P_i$$

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

тому, що $P(1) = P(-1)$

Тоді ймовірність загальної двохзначної помилки (“0”→“1” або “0”→-1) визначиться:

$$P_{пом} = P(0) \cdot P_{пом.дв.} + P(-1) \cdot P_{пом.одн.} + P(+1) \cdot P_{пом.одн.} = P_{пом.дв.} \left[P(0) + \frac{1}{2}(P(-1) + P(+1)) \right] = \frac{3}{4} P_{пом.дв.} \quad (2.3.4)$$

із врахування апріорних ймовірностей помилки і того, що $P_{пом.одн.} = \frac{1}{2} P_{пом.дв.}$

Із формул (2.3.02) і (2.3.03) можна записати, що ймовірність двохзначної помилки буде

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

так як середнє значення $a=0$ і з урахуванням (2.3.4)

$$P_{\text{пом.дв.}} = \frac{3}{4} \cdot \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_{+U_0}^{\infty} e^{-\frac{U^2}{2}} dU \quad (2.3.5)$$

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

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

тоді захищеність $A_3 = 20 \lg \frac{U_c}{U_N} = 20 \lg \frac{2U_{\text{п}}}{U_N} = 20 \lg 2U_0$; а $2U_0 = 10^{0,05A_3}$

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

$$P_{\text{пом}}(A_3) = \frac{3}{4} \cdot \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{\frac{10^{0,05A_3}}{2}}^{\infty} e^{-\frac{U^2}{2}} \cdot dU \quad (2.3.6)$$

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 2.3.2 – 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 факторів, які впливають на ймовірність помилки одиночного регенератора. Виводи зроблені для випадку ідеального положення стробуючого синхроімпульсу, порогової напруги – $U_{\text{п}}$, відсутності між символної завади та ін.

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

Розрахункова захищеність знижується згідно таблиці 2.3.03

Таблиця 2.3.3 – Зниження захищеності з урахуванням різних факторів

№ п/п	Причини зниження захищеності (A_3)	Величина зниження A_3 , дБ
1	Флуктації 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 флуктації вихідних імпульсів	0,4
	Разом	8,2

2.3.3 Розрахунок довжини регенераційної ділянки на металевому кабелі

2.3.3.1 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

$$P_{\text{ВЛ.З}} = kT \int_0^{f_T} F(f) \cdot g(f) df \quad (2.3.3.1)$$

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:

$$g_{\Pi} = e^{\alpha_{01} \sqrt{f_T/f_0}};$$

а коефіцієнт передачі коректора залежить від частоти

$$g_k = e^{\alpha_{01} \sqrt{f/f_0}} \times e^{-\alpha_{01} \sqrt{f_T/f_0}};$$

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

Після підстановки останнього в (2.3.3.1) та інтегрування одержимо формулу для теплових (власних) завад для послідовно з'єднаних підсилювача та коректора [2],

$$P_{\text{ВЛ.З.}} = 2kT \cdot F_1 \cdot f_T \frac{e^x}{x} \quad (2.3.3.2)$$

$$\text{де } x = 2\alpha_{01} \sqrt{\frac{\Phi}{f_0}}.$$

$k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; $T=290^\circ \text{ K}$; $F_1=3,162 \approx 3$

Φ – швидкість передачі біт/с.

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

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

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

Тоді, як показано в [2]

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

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

$$A_{з.п} = 126,76 + 10 \lg [2 \cdot A_1 \sqrt{\Phi}] - A_1 \sqrt{\Phi} - q - \sigma \quad (2.3.3.3)$$

де $A_1 = \alpha_1 l$ – згасання регенераційної ділянки на $f_1 = 1 \text{ МГц}$;

Φ – швидкість передачі інформації Мбіт/с;

q – допуск на виготовлення регенераторів – 3 дБ;

σ – інші завади згідно таблиці – 2.3.3.

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 (2.3.3.3) і визначаємо $A_{зк}$. Із таблиці 2.3.2. знаходимо ймовірність помилки $P_{оч}$ і порівнюємо її з допустимою ймовірністю, користуючись нормами приведеними у розділі 2.3.1. ($P_{доп}$).

При порівнянні необхідно $P_{оч} \leq P_{доп}$. (2.3.3.4)

Змінюючи $l_{р.д}$ домагаємось виконання (2.3.3.4).

2.3.3.2 Розрахунок довжини регенераційної ділянки на симетричному кабелі

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

Розрізняють перехідний вплив на ближній кінець (рис. 2.3.5 а)) і перехідний вплив на дальній кінець (рис. 2.3.5 б)) регенераційної ділянки.

Захищеність на ближньому кінці.

Рівень сигналу на вході регенератора

$$P_{вх} = P_0 - \alpha_0 \cdot l \quad (2.3.3.5) \text{ де } P_0 = 10 \lg \frac{U_{\text{макс}}^2 \cdot 10^3}{Z};$$

l – довжина регенераційної ділянки;

α_0 – коеф. згасання на розрахунковій частоті f_0 .

$$(f_0 = 1/2f_T);$$

Рівень середньої потужності завад за рахунок перехідних впливів ($P_{з0}$)

буде

$$P_{з0} = P_{о.ср} - A_{о.ср} + 10 \lg n \quad (2.3.3.6)$$

$A_{о.ср}$ - середнє перехідне згасання на ближньому кінці;

n - кількість цифрових трактів у кабелі (впливаючих пар); із (2.3.3.5) і

(2.3.3.6) можна записати

$$P_{вх} - P_{з0} = A_{о.ср} + P_0 - P_{о.ср} - \alpha_0 l - 10 \lg n \quad (2.3.3.7)$$

$$P_0 - P_{о.ср} \approx 3 \text{ дБ}$$

Перетворимо ліву частину (2.3.3.07) шляхом додавання і віднімання P_3

$(P_{вх} - P_3) + (P_3 - P_{з0})$ і допустимо, що $P_3 - P_{з0} = 3 \text{ дБ}$ і загальні завади по

потужності у 2 рази більші завад перехідних на ближній кінець.

Тоді захищеність від перехідних завад буде:

$$A_{з.о} = A_{о.ср} - \alpha_0 l - 10 \lg n$$

і з урахуванням допусків на неточність виготовлення регенераторів і відхилення значень A_0

$$A_{з.о} = A_{о.ср} - \alpha_0 l - 10 \lg n - q - \sigma_0 \quad (2.3.3.8)$$

де :

q - допуск на неточність виготовлення регенераторів;

$q \approx 3$ дБ;

σ_0 - допуск на інші відхилення;

$\sigma - (4 - 6)$ дБ.

Захищеність на дальньому кінці:

У відповідності із рис. 2.3.5. б) проведемо аналогічні перетворення

$$P_{з.д} = P_{о.ср} - A_{д.ср} + 10 \lg(n - 1)$$

$$P_{вх} - P_{з.д} = A_{д.ср} + P_0 - P_0 - \alpha_0 l - 10 \lg(n - 1)$$

$$A_{з.д} = A_{д.ср} - \alpha_0 l - 10 \lg(n - 1)$$

і з урахуванням поправок

$$A_{з.д} = A_{д.ср} - \alpha_0 l - 10 \lg(n - 1) - q - \sigma_{д} \quad (2.3.3.9)$$

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

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

Розрахунок довжини регенераційної ділянки здійснюється так, як і для коаксіального кабелю. підбирають довжину регенераційної ділянки потім визначають захищеність по формулам (2.3.3.8 і 2.3.3.9) і по захищеності визначають очікувану ймовірність помилки. Очікувану ймовірність помилки порівнюють з допустимою.

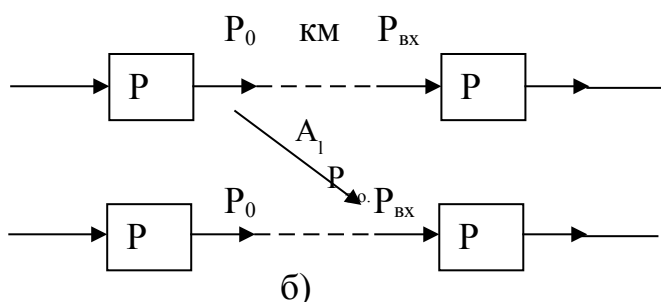
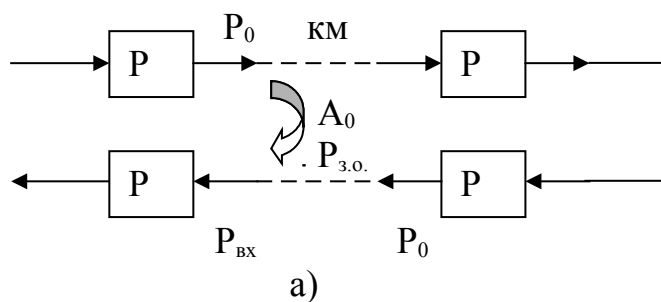


Рисунок 2.3.5 – Перехідний вплив на ближній (A_0) і дальній (A_1) кінці регенераційної ділянки

2.4 Параметри основного цифрового каналу

Канал тональної частоти (ТЧ) уявляє 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 – кодовою модуляцією (ЦСП - ІКМ) нормуються рекомендаціями міжнародного консультативного комітету МККТТ та, в основному, співпадають з відповідними параметрами каналу аналогових систем передачі. Але є і специфічні параметри каналу ТЧ ЦСП, які 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 настройки та експлуатації ЦСП та наведемо нормативні значення цих характеристик та параметрів.

2.4.1 Залишкове згасання каналу ТЧ

За своїм призначенням канал ТЧ може використовуватися у 2-проводовому та 4-проводовому закінченні (рис. 2.4.01.)

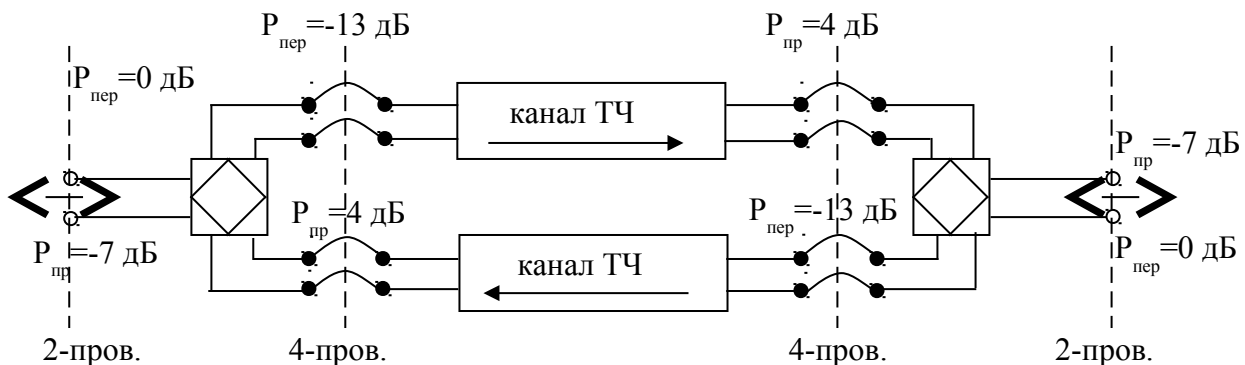


Рисунок 2.4.1 — Структурна схема каналу ТЧ

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 .

$$A_{\Gamma} = \sum_i A_i - \sum_i S_i .$$

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

$$A_{\Gamma} = P_{\text{вх}} - P_{\text{вих}} , \text{ дБ} \quad (2.4.1)$$

Номінальні значення рівнів передачі на вході та виході каналу ТЧ у точках 2-проводового та 4-проводового закінчень каналу наведено на рис. 2.4.1.

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

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

- 4-проводового закінчення буде

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

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

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

Для каналу ТЧ цифрових систем передачі з ІКМ заборонено використовувати субгармоніки частоти дискретизації $f_d=8\text{кГц}$. Це обмеження можливо пояснити, якщо розглянути часові діаграми на рис. 2.4.2.

Допустимо, що в якості контрольного вимірювального сигналу використовується гармонічний сигнал $U_k(t)$ з частотою $f_k=800\text{Гц}$ та нульовою початковою фазою (рис. 2.4.2.а – безперервна лінія), то при дискретизації за часом з частотою $f_d=8\text{кГц}$ (рис. 2.4.2.б) отримаємо послідовність імпульсів з періодом $T_i=10T_d$, які будуть мати миттєве значення амплітуди $U_{\text{АІМ}}(t)$ (рис. 2.4.2.в – безперервна лінія). Тоді і помилка квантування $\xi_{\text{кв}}(t)$ при кодуванні відліків АІМ сигналу буде мати значення, наведені на рис. 2.4.2.г – безперервною лінією.

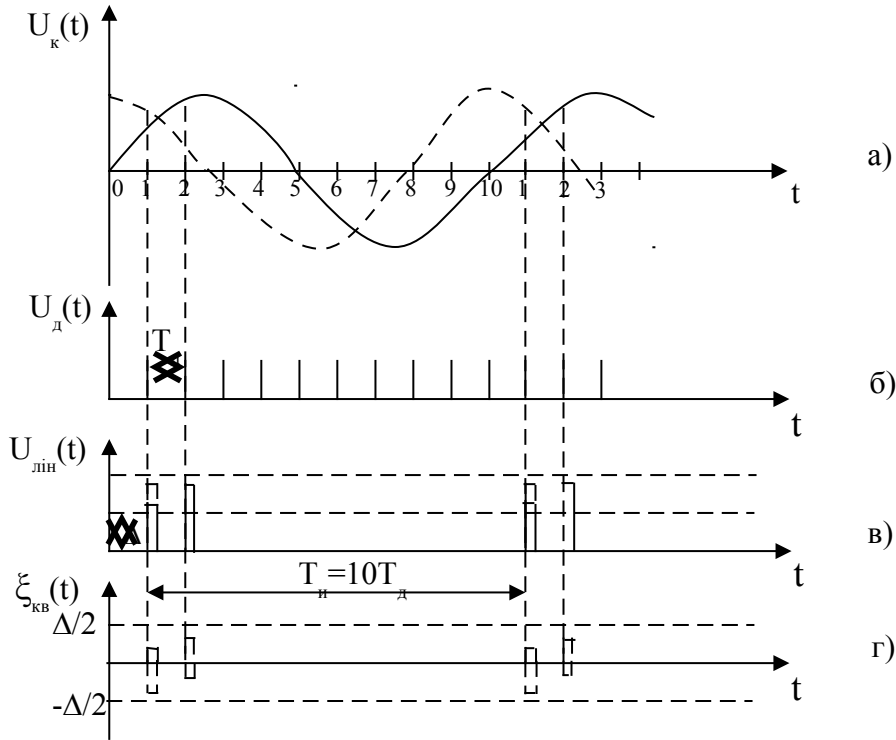


Рис. 2.4.02 – Дискретизація та квантування гармонічного сигналу з частотою $f_k=800$ Гц із різною початковою фазою

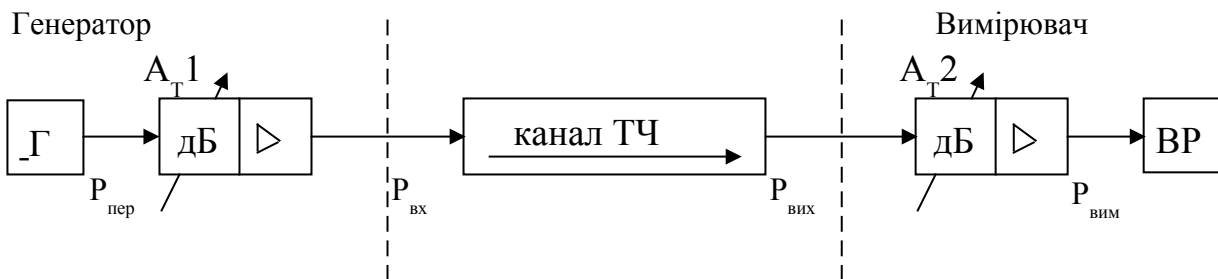


Рисунок 2.4.3 – Схема вимірювання залишкового згасання каналу ГЧ

Якщо початкова фаза сигналу $U_k(t)$ зміниться (рис. 2.4.2. г – пунктирна лінія), то помилка квантування $\xi_{кв}(t)$ (рис. 2.4.2. г – пунктирна лінія) в тих же самих точках відліку буде іншою. Таким чином, помилка квантування і потужність завад квантування будуть залежати від початкової фази контрольованого вимірювального сигналу, якщо його частота (f_k) буде субгармонікою частоти дискретизації (f_d).

Аналогічно зміна початкової фази контрольованого сигналу буде визивати 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 будуть мати 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. 2.4.3. наведена схема вимірювання залишкового згасання каналу ТЧ, який створено на апаратурі ЦСП ИКМ. На схемі генератор приладу має на виході постійний нульовий відносний рівень $P_{пер}=0$ дБ_{по} і цей рівень може регулюватись ступінним атенюатором $A_{Т1}$.

Вимірювач також має на виході ступінний атенюатор $A_{Т2}$. 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 (2.4.1).

2.2 Частотні характеристики каналу ТЧ

Лінійними характеристиками каналу зв'язку, як чотиріполюсника є амплітудо – частотна (АЧХ) та фазо – частотна (ФЧХ).

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

$$\Delta A_r(f) = A_q(f) - A_q(f_k) \quad (2.4.2)$$

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):

$$t_{ГЧП} = \frac{\partial \phi}{\partial \omega}.$$

Залежності $\Delta A_r(f)$ та $\Delta t_{ГЧП}(f)$ нормуються спеціальними шаблонами, які наведено на рис. 2.4.4 та рис. 2.4.5.

Для вимірювання АЧХ каналу ТЧ апаратури ИКМ використовують схему рис. 2.4.3. з попереднім калібруванням вимірювача рівнів шляхом установки

стрілки приладу на нульову відмітку шкали при подачі на вхід каналу вимірювального сигналу з номінальним рівнем.

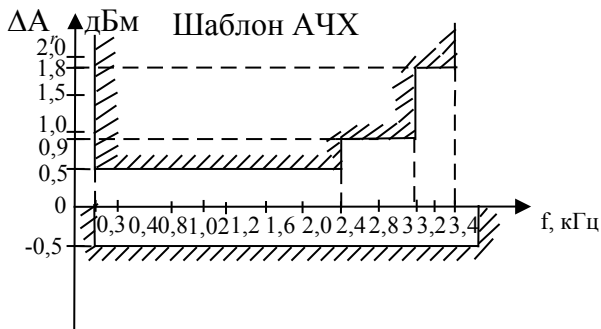


Рис. 2.4.4

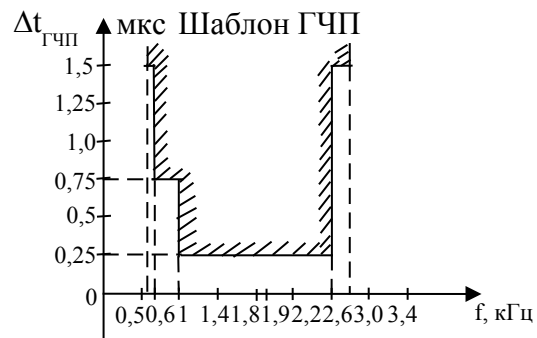


Рис 2.4.5



Рис. 2.4.6

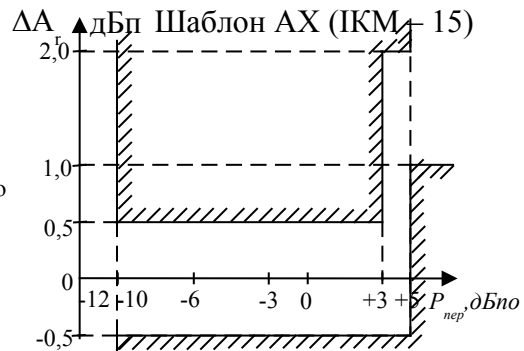


Рис. 2.4.7

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

$$\Delta A_{\text{г}}(f) = -\Delta P_{\text{вих}}(f) = P_{\text{вим}}(f), \quad (2.4.3)$$

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

2.3 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:

$$\Delta A_{\Gamma}(P_{\text{вх}}) = A_{\text{ч}}(P_{\text{вх}}) - A_{\text{ч}}(P_{\text{вх}} = P_{\text{вхном}}). \quad (2.4.4)$$

Відхилення залишкового згасання обумовлюється нелінійністю, як у індивідуальному так і груповому обладнанні ЦСП. Відповідно до рекомендацій МККТТ залежність характеристики відхилення залишкового згасання, яка вимірюється у діапазоні вхідних рівнів від $-55...+3$ дБпо при використанні гармонічного сигналу із частотами у діапазоні $700...1100$ Гц, повинна уміщатися у шаблон рис. 2.4.6.

Відхилення залишкового згасання каналу ТЧ системи ІКМ нормується шаблоном рис. 2.4.07. у діапазоні вимірювальних рівнів $-10...5$ дБпо із використанням гармонічного сигналу з частотою $f_{\text{к}}=805$ Гц, 1010 Гц або 1020 Гц. Спосіб і схема вимірювання АХ такі ж, як при вимірюванні залишкового згасання:

$$\Delta A_{\Gamma}(P_{\text{пер}}) = P_{\text{пер}} - \Delta P_{\text{вих}}(P_{\text{пер}}), \quad (2.4.5)$$

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. 2.4.3).

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 $P_{\text{пор}}=3,14$ дБпо.

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

Для цього вимірюють залишкове згасання при номінальному відносному рівні передачі генератора, який дорівнює $P_{\text{пер}}=0$ дБ та завищеному на 5 дБ. Далі 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.

2.4 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 $R_H=1$ Ом, буде:

$$P_{\text{ш.кв.}} = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (2.4.6)$$

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

$$M = \frac{2|U_{\text{макс}}|}{\Delta} + 1. \quad (2.4.7)$$

При квантуванні однополярних сигналів (симетричний код):

$$M' = \frac{|U_{\text{макс}}|}{\Delta} + 1. \quad (2.4.8)$$

Підставимо (2.4.7) та (2.4.8) у (2.4.6), 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:

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

(2.4.9)

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

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 ($A_{\text{з.ш.кв}}$) у заданому динамічному діапазоні сигналів передачі:

$$A_{\text{з.ш.кв}} \approx 6m - 10,1, \text{ дБ}. \quad (2.4.10)$$

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

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

На рис. 2.4.8. і 2.4.9., наведено шаблони $A_{з.ш.кв}$ від рівня вимірювального сигналу на вході каналу ТЧ відповідно для псевдовипадкового сигналу та гармонічного сигналу. Ці шаблони обмежують нижню межу діапазону можливих значень $A_{з.ш.кв}$, яка у динамічному діапазоні вхідного сигналу 35 дБ знаходиться не нижче 33 дБ. Дійсно, при 8-розрядній кодовій комбінації відповідно співвідношення (2.4.10) ця норма повністю забезпечується $A_{з.ш.кв} = 6 \cdot 8 - 10,1 > 33$ дБ.

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

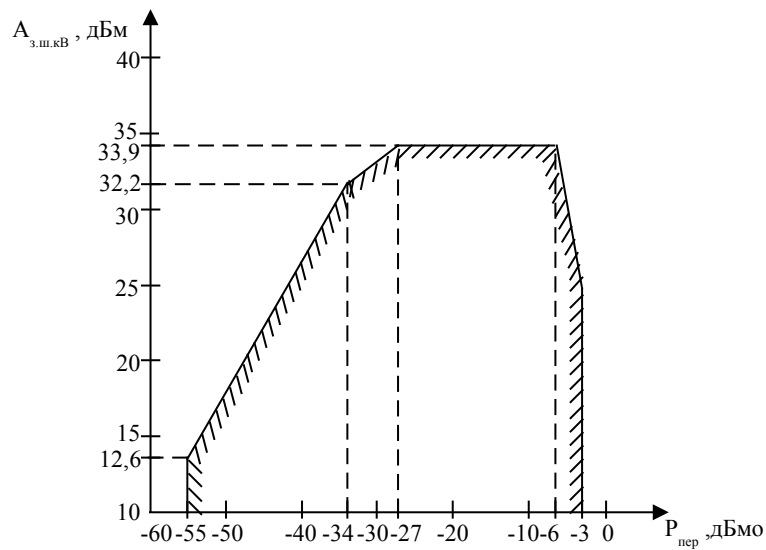


Рисунок 2.4.8 – Шаблон захищеності від шумів квантування у каналі ТЧ при вимірюванні псевдовипадковим сигналом.

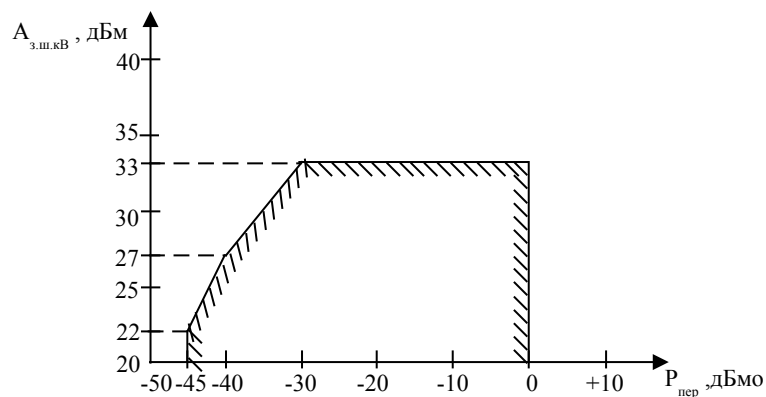


Рисунок 2.4.9 – Шаблон захищеності від шумів квантування у каналі ТЧ при вимірюванні гармонічним сигналом $f_k=1010$ (1020) Гц.

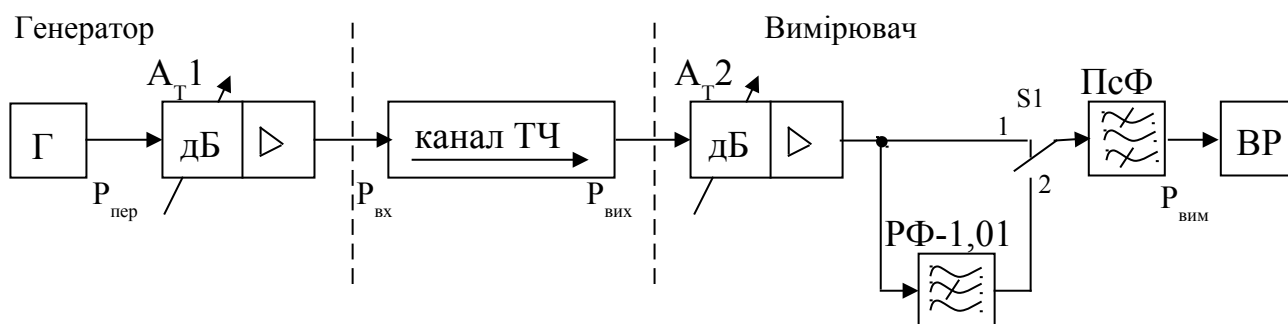


Рисунок 2.4.10 – Схема вимірювання захищеності від шумів квантування

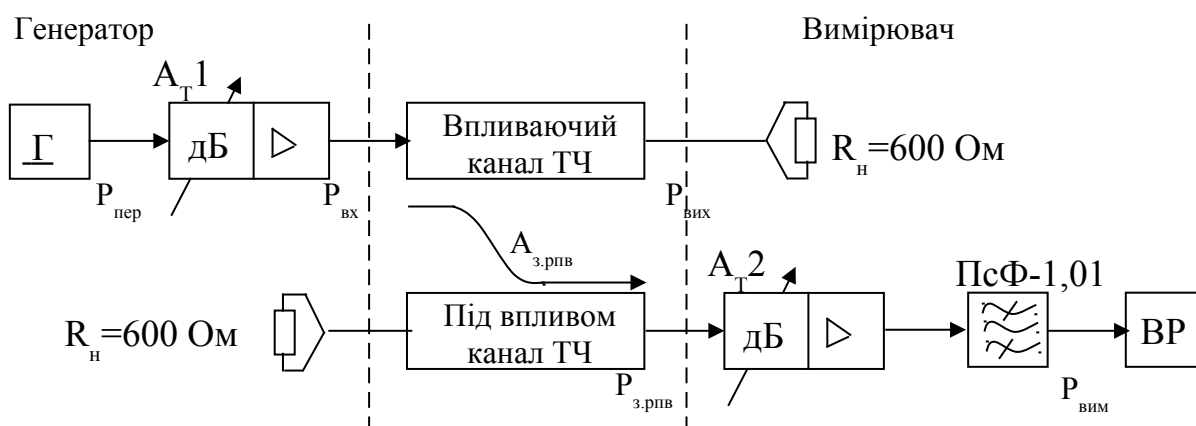


Рисунок 2.4.11 – Схема вимірювання захищеності від розбірливих перехідних впливів між каналами ТЧ

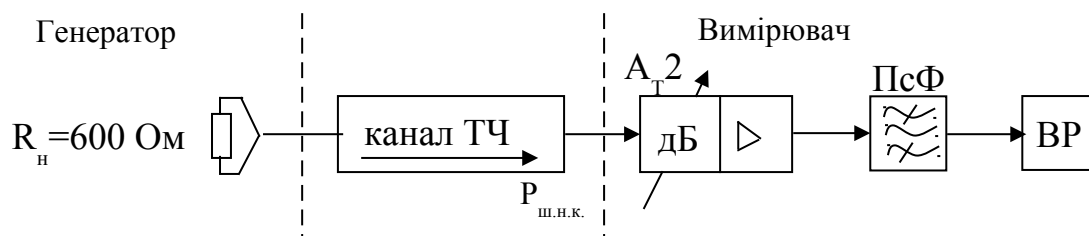


Рисунок 2.4.12 – Схема вимірювання шумів незайнятого каналу ТЧ

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. 2.4.10. Вимірювання $A_{з.ш.кв}$ 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 $P_{ш.кв}$ ($P_{вих}$). 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:

$$A_{з.ш.кв.}(P_{вх}) = P_{вих} - P_{ш.кв.}(P_{вх}). \quad (2.4.11)$$

Вимірювання $P_{вих}$ і $P_{ш.кв}$ 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 ($P_{вих}=0$ дБ) буде чисельно дорівнювати величині зваженого шуму квантування взятої з протилежним знаком.

Розбірливий перехідний вплив між каналами ТЧ

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

$$A_{з.рпв} = P_{вих} - P_{рпв}. \quad (2.4.12)$$

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 визиваються міжсимвольними спотвореннями на дальньому кінці на вимірювальній частоті сигналу $f_k=1010$ Гц. Схема вимірювань наведена на рис. 2.4.11. Смуговий фільтр (ПсФ – 1,01) уявляє 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.

Шуми незайнятого каналу

Шуми незайнятого каналу (ШНК) визначаються положенням амплітудної характеристики (АХ) квантування кодера відносно “нульової” точки.

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 квантування кодера (рис. 2.4.13). Це призводить до погіршення якості передачі розмовних сигналів, яка виявляється у збільшенні потужності завад на виході каналу ТЧ.

На рис. 2.4.13 а, б видно, що шуми незайнятого каналу будуть мати 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. 2.4.13. в, шуми незайнятого каналу завжди будуть на виході каналу.

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

Вимірювання рівня потужності зважених шумів незайнятого каналу здійснюється через психофотметричний фільтр згідно схеми рис. 2.4.12, за умовою відсутності передачі сигналів по усіх інших каналах.

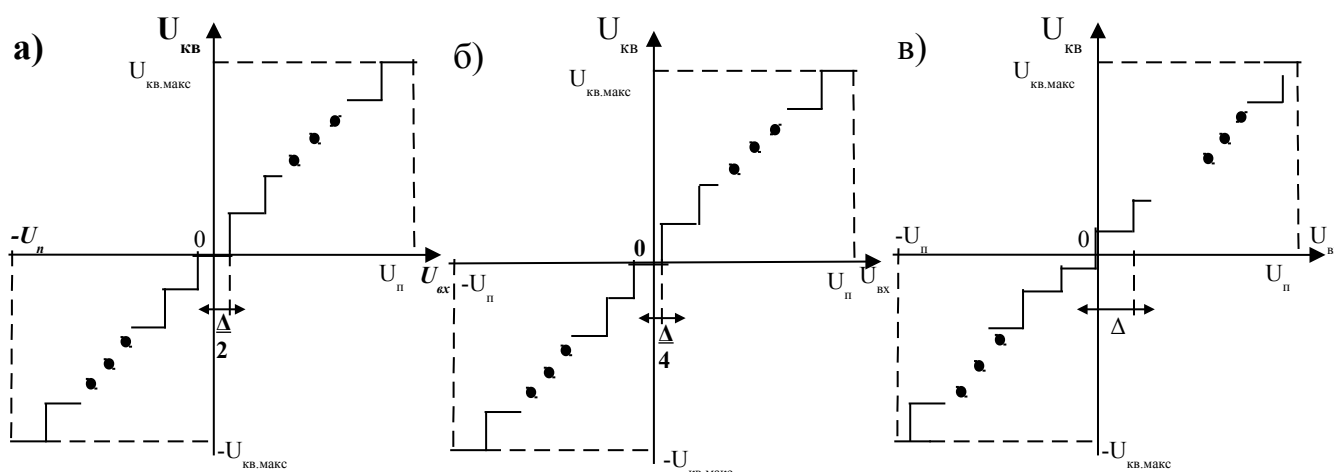


Рисунок 2.4.13 – Амплітудна характеристика квантування кодера відносно “нульової” точки

2.5 Цифрові системи передачі синхронної ієрархії (SDH)

2.5.1 Недоліки ЦСП PDH і шляхи вдосконалення ЦСП

Паралельний розвиток трьох різних ієрархій PDH (американської, японської, європейської) ускладнювало розвиток глобальних телекомунікацій у світі, тому комітетом по стандартизації (ITU-T і МСЕ-Т) були зроблені кроки по їх уніфікації та можливому об'єднанні. В результаті був розроблений стандарт, згідно якому були стандартизовані три перших рівня американської, чотири рівня японської та чотири рівня європейської ієрархій у якості основних і вказані схеми з'єднань між відповідними рівнями ієрархій.

Загальна синхронізація вхідних імпульсних послідовностей, при об'єднанні цих цифрових потоків відсутня, і тому використовується метод об'єднання (мультиплексування) по бітам і сам мультиплексор вирівнює швидкості вхідних ЦП шляхом додавання або вилучення необхідного числа узгоджуваних біт. При такому способі об'єднання на виході мультиплексора формується синхронна цифрова послідовність. Такий процес об'єднання називається плезіохронним (майже синхронним)- PDH.

Ці системи дозволили транспортувати велику кількість каналних цифрових сигналів для телефонного зв'язку і використовувати волоконо-оптичні лінії. Дуже важливим результатом цього розвитку стало те, що PDH дозволила створити мережу передачі даних (банківських операцій та ін. з протоколом пакетної комутації X-25). Вважалось, що це приведе до збільшення кількості користувачів, але цього не сталось, тому що PDH- технологія, при значному зрості швидкостей передачі і розширенню мережі, показала свою негнучкість і зростання вартості.

Основним недоліком PDH є те, що додавання узгоджуваних швидкості біт, робить неможливим виділення (вивід) цифрових потоків 64 кбіт/с або 2Мбіт/с із потоку 140 Мбіт/с без повного демультимплексування (розділення) всіх ЦП і вилучення узгоджуваних біт, як показано на рис. 2.5.1. Це ускладнює створення гнучкої мережі і приводить до збільшення вартості апаратури у пункті виділення.

Другий недолік технології PDH- це недостатні можливості організації службових каналів з метою контролю та керівництва цифровими потоками у мережі і повна відсутність засобів маршрутизації цифрових потоків нижніх рівнів, що дуже важливо при використанні PDH у мережах передачі даних.

Як вважалось спочатку, що переваги технології PDH у невеликій перевантаженості службовими символами (заголовками), на ділі виявилось недоліками, коли виникає необхідність на розгалужених високошвидкісних мережах мати достатню кількість каналів для контролю та розвиненої маршрутизації, особливо при використанні мережі PDH для передачі даних.

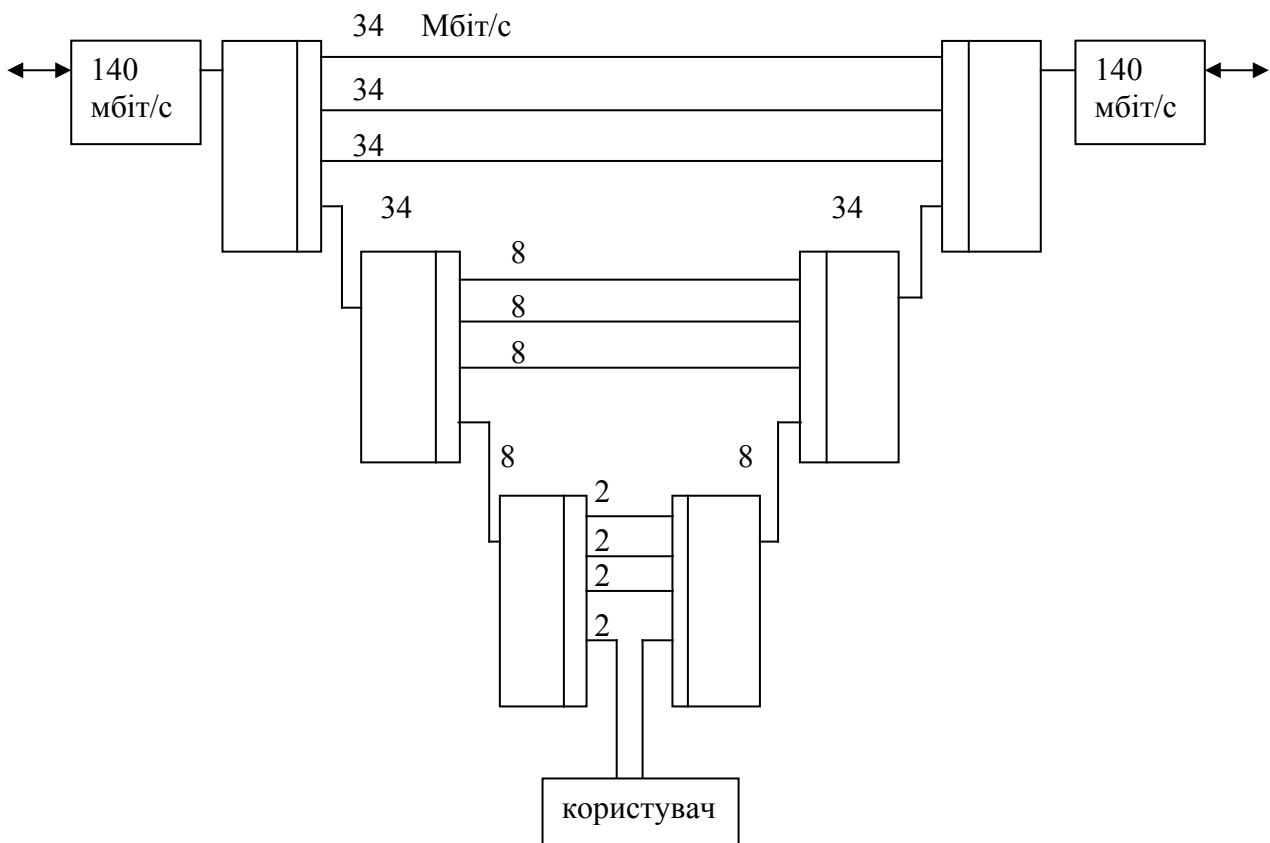


Рисунок 2.5.1 – Виділення ЦП 2 мбіт/с

Вказані недоліки ЦСП PDH і бажання їх позбутися привели до розробки у США ще однієї ієрархії - ієрархії синхронного оптичного зв'язку – SONET, а у Європі – аналогічної синхронної цифрової ієрархії – SDH.

Метою розробки синхронної ієрархії було:

- забезпечення вводу і виводу вхідних цифрових потоків без необхідності проводити розділення і об'єднання (мультиплексування/демультиплексування) цифрових потоків. Мати можливість визначати місце кожного вхідного ЦП у загальному ЦП;
- розробку нової структури циклів, які дозволяють не тільки здійснювати маршрутизацію, але і здійснювати у межах ієрархії керування мережами з топологією будь-якої складності;
- систематизувати ієрархічний ряд швидкостей передачі і подовжити його за межі ряду PDH;
- розробити стандартні інтерфейси для полегшення стиковки обладнання.

Для досягнення поставленої мети було запропоновано:

- по-перше, використати синхронну, а не асинхронну (плезіохронну) систему об'єднання цифрових потоків із побайтовим (а не побітовим) об'єднанням (мультиплексування/демультиплексування) цифрових потоків;
- по-друге, покласти у основу ієрархії синхронну цифрову ієрархію SONET/SDH;
- по-третє, включити до ієрархії достатню кількість різних рівнів;

- по-четверте, використати відому уже технологію віртуальних контейнерів, їх упаковки та транспортування, яка дасть можливість завантажувати і переносити в них цикли PDH із своїми швидкостями;
- по-п'яте, орієнтувати ієрархію на використання оптичних ліній.

Цифрові мережі, розроблені і впроваджені до появи синхронних цифрових технологій SONET/SDH були по суті асинхронними системами, тому що не використовували зовнішню синхронізацію від центрального джерела. Нестабільність місцевих генераторів PDH $10^{-4} \div 10^{-5}$ і для цифрового потоку швидкістю 140 Мбіт/с (E_4) можуть давати відхилення до ~ 5500 біт/с.

В синхронній ієрархії нестабільність досягає не більше як 10^{-9} і для того ж цифрового потоку E_4 відхилення буде не більшим 0,14 біт/с. Це дозволяє по показникам циклів знайти і виділити любий цифровий потік без додаткового обладнання, до того ж показники (синхросигнали) циклів можливо додатково захистити кодами з корекцією помилок. У зв'язку із вищесказаним синхронні мережі мають суттєві переваги перед асинхронними:

- спрощення мережі (спрощення введення/виведення ЦП);
- надійність і самовідновлюваність мережі;
- гнучкість керування мережами;
- виділення будь-якого ЦП за вимогою;
- прозорість для передачі любого трафіка;
- універсальність застосування - технологія може використовуватись, як для створення глобальних мереж із швидкістю до 40 Гбіт/с, так і на нижніх рівнях мережі;
- простота нарощування швидкостей передачі – при наявності універсальної конструкції для розміщення блоків, перехід на вищу швидкість здійснюється заміною деяких блоків.

Загальні особливості побудови SDH:

1. SDH стала широко використовуватись тому, що забезпечила підтримку стандартів PDH. Термінальні мультіплексори і мультіплексори введення/виведення на мережах SDH, через які здійснюється доступ у мережу були розраховані на підтримку тільки тих цифрових потоків (потоків доступу), швидкість передачі яких відповідає стандартному ряду американської і європейської PDH, це такі швидкості 1,5; 2; 6; 34; 45; 140 Мбіт/с. Цифрові потоки PDH, швидкість яких відповідає вказаному ряду називають цифровими потоками доступу.

2. Друга особливість - процедура формування структури циклу SDH.

Структура циклу SDH будується із структур циклів PDH, а декілька структур однакового рівня, можуть бути об'єднанні у одну більш високошвидкісну структуру.

Кожна структура має заголовок і корисне навантаження (метод вкладень або інкапсуляції).

Для реалізації цього методу було запропоновано використовувати поняття – контейнер, в який і упаковується цифровий потік. Контейнери діляться на рівні (по рівням ЦП PDH) і до кожного контейнера додається заголовок (ярлик), який має керуючу інформацію для збирання статистики

проходження контейнера. Контейнер з таким заголовком використовується для переносу інформації і є логічним а не фізичним об'єктом і тому його називають віртуальним контейнером (VC).

Таке групування ЦП може здійснюватись по жорсткій синхронній схемі, коли місце окремого контейнера суворо зафіксовано на відповідних позиціях у межах контейнера більш високого рівня.

3. Третя особливість – введення покажчиків.

Із декількох циклів можуть бути складені нові (більш великі) утворення – надцикли. Із-за можливих відмін у типах складових циклів контейнерів і непередбачених часових затримок при завантаженні циклів місце контейнерів всередині надциклів може бути не зафіксовано (не зафіксовано на установлених позиціях початок циклу). Останнє приводить до помилок при введенні / виведенні циклу контейнера.

Для недопущення цього явища на кожний віртуальний контейнер заводиться покажчик, який фактично має адресу початку контейнера у циклі контейнера більш високого рівня.

Покажчик дає контейнеру можливість “плавати” від дії непередбачених часових флуктуацій.

4. Четверта особливість ієрархії SDH у тому, що декілька контейнерів одного рівня можуть бути з'єднані разом і розглядатись як один безперервний контейнер, який використовується для розміщення нестандартного корисного навантаження.

5. П'ята особливість SDH у тому, що у ній передбачено формування окремого поля заголовків, яке достатньо велике щоб розмістити необхідну керуючу і контролюючу інформацію для організації необхідних внутрішніх каналів передачі даних.

При побудові ієрархії повинен бути визначений ряд стандартних швидкостей, або правило його формування і перший породжуючий член цього ряду.

Виходячи з того, що поле корисного навантаження повинно вміщувати максимальний віртуальний контейнер, для розміщення цифрового потоку PDH швидкістю 140 Мбіт/с (VC-4) його розмір $9 \times 261 = 2349$ байт і визначився розмір поля корисного навантаження. Додаванням до поля корисного навантаження поля заголовків розміром $9 \times 9 = 81$ байт і визначає розмір синхронного транспортного модуля першого рівня європейської ієрархії – STM-1 (STM-1)

$$9 \times 261 + 9 \times 9 = 2349 + 81 = 2430 \text{ байт}$$

Тоді швидкість першого (породжуючого) члена ряду швидкостей SDH європейської ієрархії буде $2430_{\text{байт}} \times 8_{\text{біт}} \times 8000_{\text{Гц}} = 155,52$ Мбіт/с, що відповідає третьому рівню американської ієрархії $155,52 : 3 = 51,84$ Мбіт/с.

Рівні європейської SDH показані у таблиці 2.5.1.

Таблиця 2.5.1 – Рівні SDH

№ п/п	Модуль	Швидкість Мбіт/с
1	STM-0 (STM-0)	51,84
2	STM-1 (STM-1)	155,52
3	STM-4 (STM-4)	622,08
4	STM-16 (STM-16)	2488,32
5	STM-64 (STM-64)	9953,280
6	STM-256 (STM-256)	39813,120

На рис. 2.5.2 показано цикл STM-1. Для зручності цикл зображають у вигляді прямокутної таблиці із 9 рядків і 270 стовбців.

STM-1 $t_c = 125$ мксек.

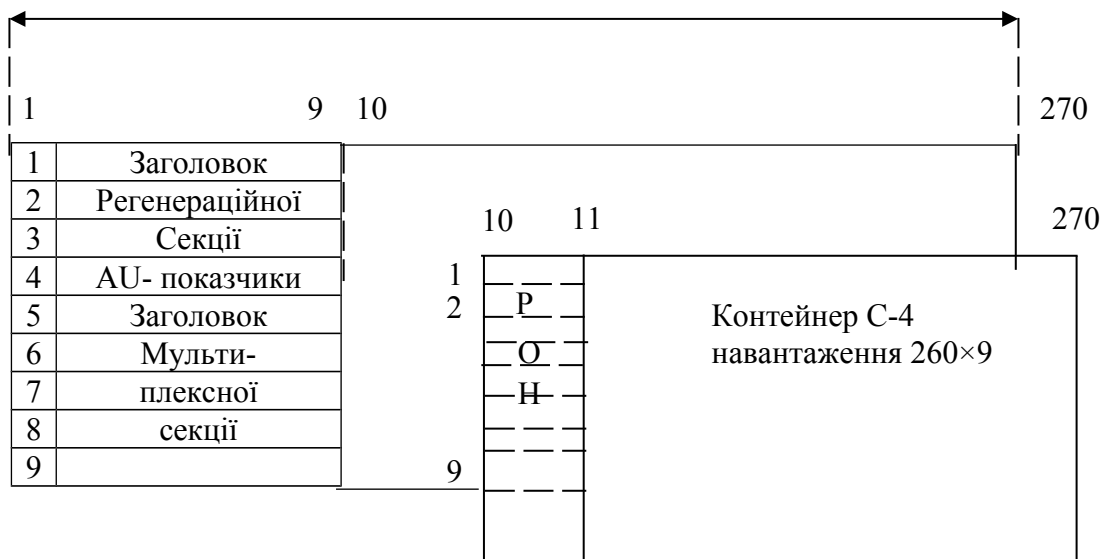


Рисунок 2.5.2 – Цикл STM-1

У циклі перші 9 стовбців і 9 рядків займає секційний заголовок (SOH), який складається із трьох частин: рядки 1÷3 займають байти регенераційної секції (RSOH); рядок 4 займають байти адміністративних показників, які показують позиції 1-го байта циклу навантаження; рядки 5÷9 займають байти мультиплексної секції (MSOH). Контейнер VC-4 складається із 261 стовбця і 9-ти рядків, із яких 260 стовбців и 9 рядків складають байти корисного навантаження, а 1 стовбець і 9 рядків складають байти трактового заголовка (POH).

Заголовок RSOH- діє у межах регенераційної секції.

Заголовок MSOH- діє у межах мультиплексної секції, а регенератори ці сигнали проходять прозоро.

2.5.2 Формування синхронних транспортних модулів (STM-1)

Для організації з'єднань у мережах трактів SDH використовуються віртуальні контейнери VC-n- це є блочна циклічна структура з періодом поторення 125 або 500 мкс (у залежності від виду тракту).

Кожний віртуальний контейнер (VC-n) складається із поля навантаження (контейнер C-n) і трактового (маршрутного) заголовку – РОН, який несе сигнали обслуговування даного віртуального контейнера

$$VC-n=C-n+РОН$$

Заголовок створюється і ліквідується у пунктах, у яких формується і розформовується VC-n і проходить транзитом секції (див. Рис. 2.5.02; 2.5.03).

Перелік VC-n наведено у таблиці 2.5.02.

Таблиця 2.5.2 – Контейнери VC-n

VC-n	Нижній ранг			Вищий ранг	
	VC-11	VC-12	VC-2	VC-3	VC-4
Навантаження Мбіт/с	1,6	2,176	6,78	48,384	149,76
ЦП PDH Мбіт/с	1,5	1,5 і 2	6	34 і 45	140

Контейнери VC-11; VC-12; VC-2 відносять до контейнерів нижчого рангу, а контейнери VC-3 і VC-4 відносять до контейнерів вищого рангу.

У таблиці показано корисне навантаження у Мбіт/с і швидкості передачі цифрових потоків доступу PDH, які рекомендується розміщувати у відповідних контейнерах.

На рис.2.5.2. наведено цикл найбільшого віртуального контейнера VC-4, який складається із 9 рядків і 261 стовбця. Перший стовбець займає трактовий заголовок РОН, а інші 260 корисне навантаження (інформацію) $260 \times 9 = 2340$ байт. Цикл контейнерів вищого рангу- 125 мкс і відповідно швидкість навантаження буде:

$$V_{C-4} = 260 \times 9 \times 8 \times 8000 = 149,76 \text{ Мбіт/с}$$

Аналогічно побудовано віртуальний контейнер VC-3. Він має 85 стовбців його швидкість навантаження буде:

$$V_{C-3} = 84 \times 9 \times 8 \times 8000 = 48,384 \text{ Мбіт/с}$$

Віртуальні контейнери нижчого рангу об'єднуються у над цикл, як показано на рис. 2.5.04. і час надциклу дорівнює 500 мкс.

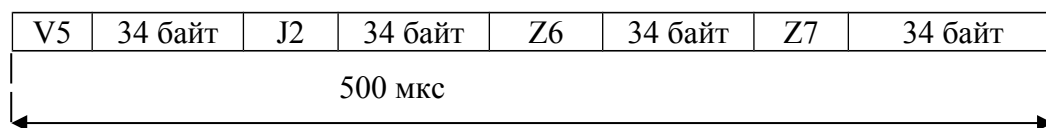


Рисунок 2.5.4 – Надцикл контейнерів нижчого рангу.

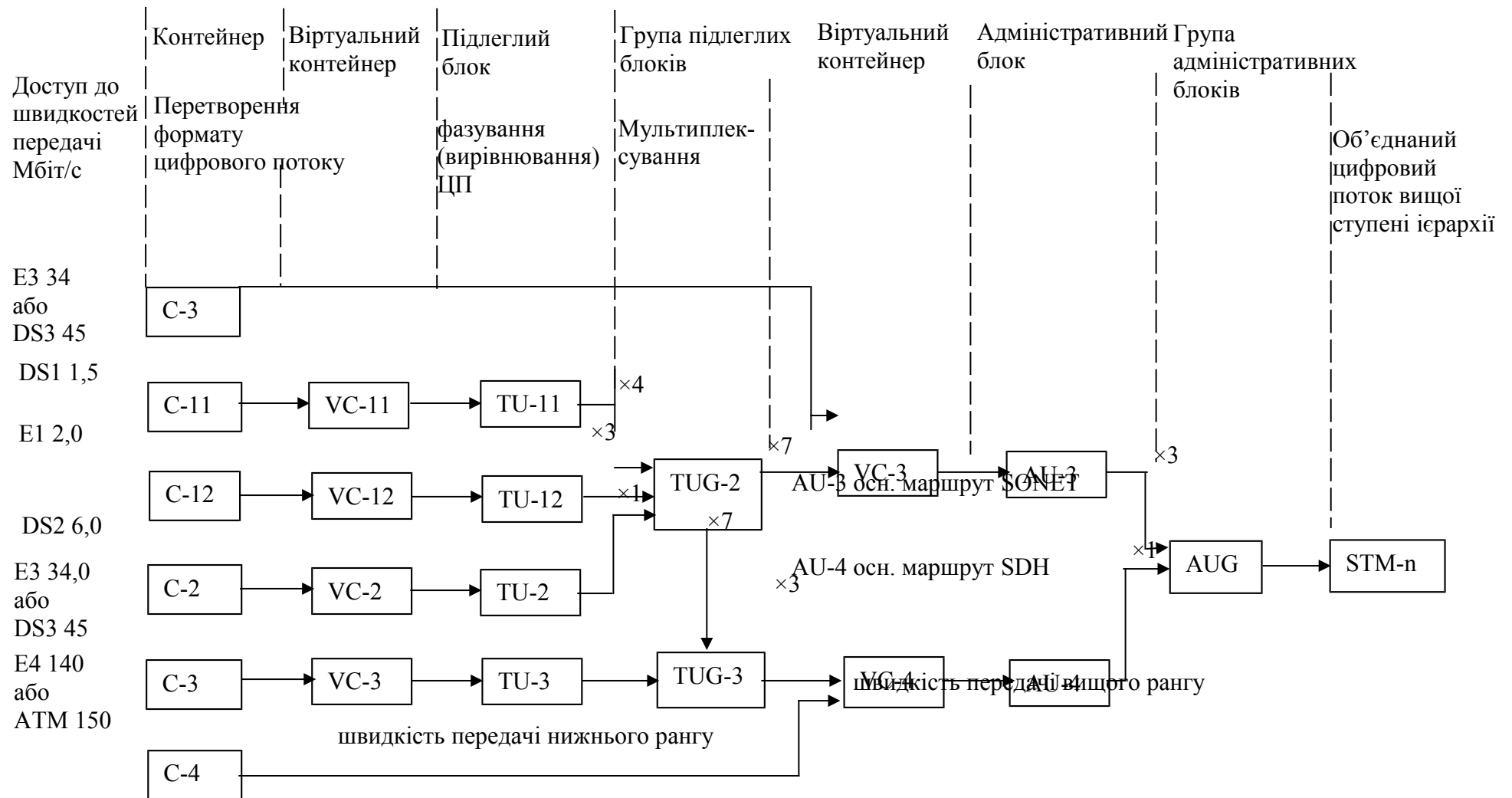


Рисунок 2.5.3 – Структура побудови апаратури часового групоутворення у синхронній цифровій ієрархії

Байти V5;J2;Z6;Z7 створюють трактовий заголовок, а 4 групи по 34 байта-корисне навантаження – контейнеру C-12, швидкість передачі якого буде:

$$V_{C-12}=34 \times 4 \times 8 \times 2000=2,176 \text{ Мбіт/с.}$$

Синхронні транспортні модулі (STM) переносять транспортні контейнери вищого рангу і обмінюються ними у вузлах мереж зв'язку, а віртуальні контейнерами вищого рангу VC-3;VC-4 обмінюються контейнерами нижчого рангу.

Формування синхронних транспортних модулів (STM-n) показано на рис. 2.5.3 із використанням різних цифрових потоків PDH.

Додаванням показчиків до віртуальних контейнерів вищого рангу створюють адміністративні блоки (AU)

$$AU=VC-n+AU_{\text{показч.}}$$

VC-4 – створює блок AU-4, який повністю завантажує STM-1.

VC-3 – створює AU-3. У STM-1 замість VC-4 можна ввести три AU-3, які мають власні показчики і створюють групу AUG.

Усі AU-показчики займають фіксоване положення у четвертому рядку секційного заголовка (SOH) циклу STM-1.

VC-3 можуть не використовуватись самостійно на інтерфейсах мережних вузлів, але входять у склад VC-4.

Для узгодження різних прошарків трактів SDH використовуються субблоки -TU. Субблоки створюються додаванням показчиків до віртуальних контейнерів VC-n:

$$TU-n=VC-n+TU_{\text{показч.}}$$

Один, або більше субблоків, які мають визначене фіксоване місце у навантаженні контейнера вищого рівня VC-n, називаються групою субблоків-TUG. TUG-3 може мати 1 субблок TU-3 або набір із 7-ми TUG-2.

TUG-2 може мати один TU-2 або набір із 3-х TU-12, або 4-х TU-11.

Субблоки об'єднуються (мультиплексуються) побайтно загальним генератором.

У синхронній мережі все обладнання засинхронізовано загальним генератором.

Розглянемо детальний приклад формування модуля STM-1 із цифрових потоків E₁ із швидкістю 2,048 мбіт/с (2 мбіт/с) згідно з логічною схемою на рис. 2.5.5.

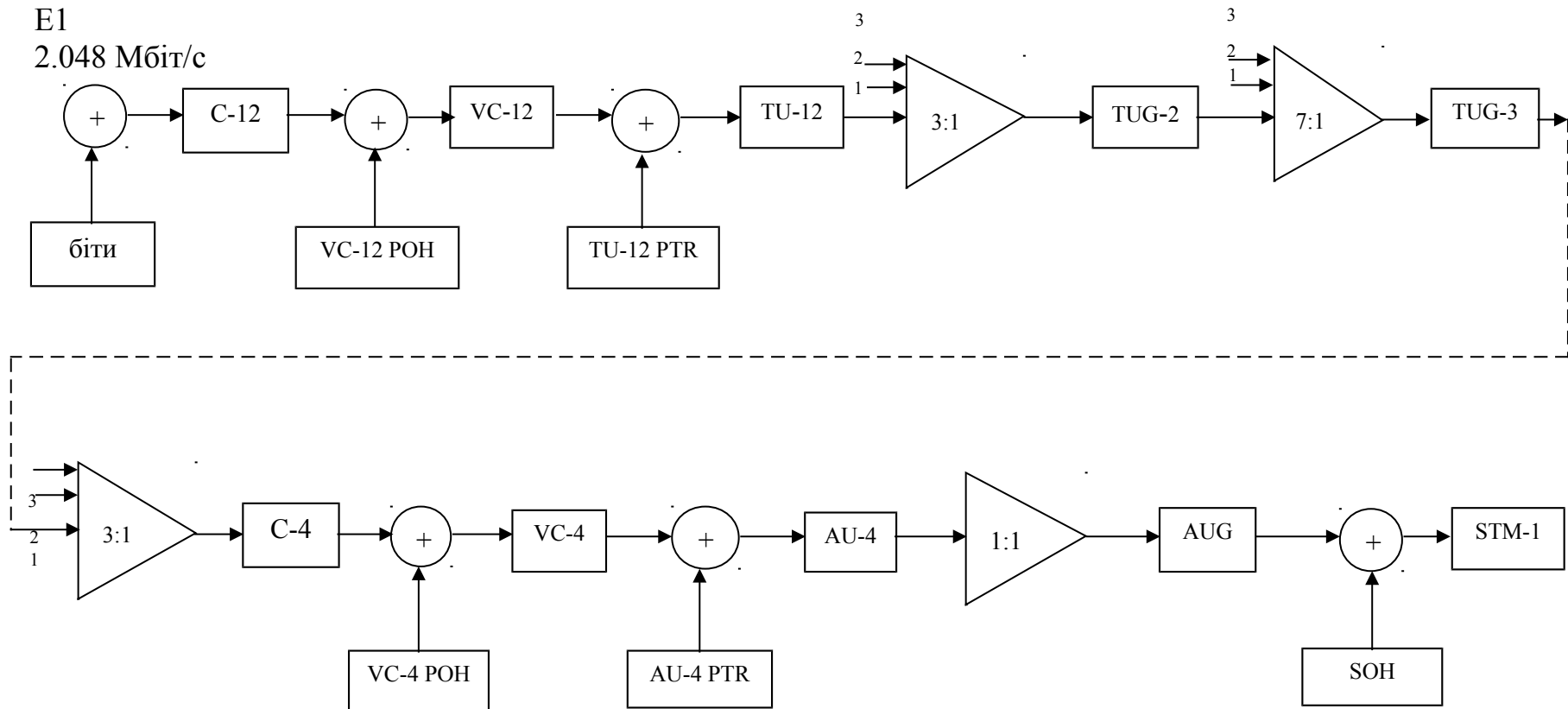
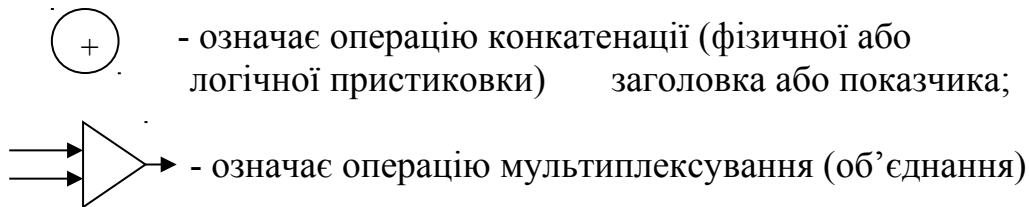


Рисунок 2.5.5 – Формування STM-1 із цифрових потоків E1

Необхідно мати на увазі, що у фізичній схемі положення окремих елементів, наприклад показників, не відповідає їх місцю у логічній схемі, крім того використовується ряд резервних, або фіксуєчих елементів, які грають роль “наповнювачів”, або елементів керування, або вирівнювання SDH циклу.

На схемі такі позначення:



цифрових потоків з відповідним коефіцієнтом.

1. Починається процедура з формування контейнера C-12, який наповнюється із каналу доступу E₁ (2,048 мбіт/с) з циклом із 32 байт. До цієї послідовності, в процесі формування C-12 можливо доповнення вирівнюючих біт, а також інших фіксуєчих, керуючих і упаковувачих біт. Цикл C-12 може бути доведений до 34 байт.

2. До контейнера C-12 додається маршрутний (трактовий) заголовок VC-12 РОН розміром в 1 байт (V5), який несе всю маршрутну інформацію, і на виході буде віртуальний контейнер VC-12 розміром 35 байт.

3. Формальним додавання показника TU-12 PTR розміром в 1 байт VC-12 перетворюється в субблок TU-12 розміром у 36 байт.

Примітка. Перетворення віртуального контейнера VC-12 (VC-11;VC-12) в субблок TU-12 (TU-11; TU-2) може проходити по двом схемам у фіксованому і плаваючому режимах. У плаваючому режимі додаткові показники визначають дійсне положення контейнера у полі корисного навантаження і тому допускається деяка несинхронність при транспортуванні. Фіксований режим не потребує використання показників субблоків TU-n PTR, але вимагає більш жорстку синхронізацію.

4. Послідовність субблоків TU-12 у результаті мультиплексування 3:1 перетворюється в групу субблоків TUG-2 з сумарною довжиною послідовності $3 \times 36 = 108$ байт (цикл 9×12 байт).

5. Послідовність TUG-2 далі мультиплексується 7:1 і у результаті формується група субблоків TUG-3 з циклом довжиною $7 \times 108 = 756$ байт (цикл 9×84 байт)

Фактично блок має розмір 9×86 байт тому, що додаються 2 стовбці для індикації і порожнього поля.

$$9 \times 86 = 774 \text{ байт.}$$

6. Одержана послідовність мультиплексується 3:1 і має послідовність субблоків TUG-3 із сумарною довжиною $3 \times 774 = 2322$ байти, які формують контейнер C-4 розміром 9×258 байт.

7. Додаванням до контейнера C-4 трактового заголовка POH розміром 9 байт формується віртуальний контейнер VC-4 довжиною $2322+9=2331$ байт (9×259 байт).

Примітка. Фактично VC-4 відповідає циклу 9×261 байт, тому що додаються 2 стовбці фіксованого порожнього поля.

8. На останньому етапі здійснюється формування синхронного транспортного модуля STM-1. Спочатку формується адміністративний блок AU-4, додаванням показчика AU-4 PTR довжиною 9 байт, який розміщується у секційному заголовку SOH у 4-му рядку, а потім група адміністративних блоків AUG формальним, у даному випадку, мультиплексуванням 1:1.

До групи AUG додається секційний заголовок SOH, який складається із трьох частин:

Заголовка регенераційної секції RSOH (3×9 байт);

Заголовка мультиплексної секції MSOH (5×9 байт);

Адміністративних показчиків AU-4 PTR (1×9 байт) і STM-1 представляється у вигляді кадру довжиною $9 \times 270 = 2430$ байт, або швидкістю:

$$V = 2430_{\text{байт}} \times 8_{\text{біт}} \times 8000_{\text{Гц}} = 155,52 \text{ мбіт/с}$$

Такі алгоритми можливо побудувати і для інших варіантів формування STM-1 (із інших цифрових потоків і контейнерів), але вони менш показові.

2.5.3 Аналіз заголовків STM-N


2.5.3.1 Секційний заголовок STM-1

Структура секційного заголовка показана на рис. 2.5.6. Вона складається із 9-ти рядків і 9-ти стовбців.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
1	A1	A1	A1	A2	A2	A2	C1	×	×	R S O H
2	B1			E1			F1	×	×	
3	D1			D2			D3	×	×	
4	ПОКАЗЧИКИ AU-n									AU-n
5	B2	B2	B2	K1	×	×	K2	×	×	M S O H
6	D4	×	×	D5	×	×	D6	×	×	
7	D7	×	×	D	×	×	D9	×	×	
8	D10	×	×	D11	×	×	D12	×	×	
9	Z1	Z1	Z1	Z2	Z2	Z2	E2	×	×	

Рисунок 2.5.6 – Структура секційного заголовку (SOH) STM-1

Байти секційного заголовку SOH використовується для зв'язку між сумісними комплектами синхронного обладнання. Вони використовуються для циклової синхронізації і забезпечують різні можливості керування і адміністрування на мережах SDH.

На рис. 2.5.6 байти позначені  це байти зарезервовані для майбутнього використання.

Призначення різних байтів SOH:

A1, A2 – для створення каналів циклової синхронізації;

C1- для визначення рангу STM (рівня ієрархії);

D1-D12- канали передачі даних. Для регенераційної секції D1-D3 із швидкістю $3 \times 8 \times 8000_{\text{кГц}} = 192$ кбіт/с

Для мультиплексної секції байти D4-D12, або $9 \times 8 \times 8000_{\text{кГц}} = 576$ кбіт/с.

E1,E2- байти для службових телефонних каналів,

E1- доступний у регенераторах;

E2- доступний на закінченнях мультиплексних секцій;

F1- канал користувача - створення тимчасових телефонних (або передачі даних) з'єднань для спеціальних експлуатаційних потреб;

V1,V2- байти для визначення помилок методом контролю паритету біт;

K1,K2- байти каналів автоматичної захисної комутації (APS)- сигналізації переключення на резерв;

Z1,Z2- резервні байти для національного використання.

2.5.3.2 Структура секційних заголовків STM-N

У відмінності від секційного заголовка (SOH) циклу STM-1, байти якого визначаються двома координатами - номер рядка "а" і номер стовбця "в", байти заголовку SOH циклу STM-N, з урахуванням особливості мультиплексування (пряме чи непряме) визначаються трьома координатами – "а", "в", "с", як показано на рис. 2.5.7

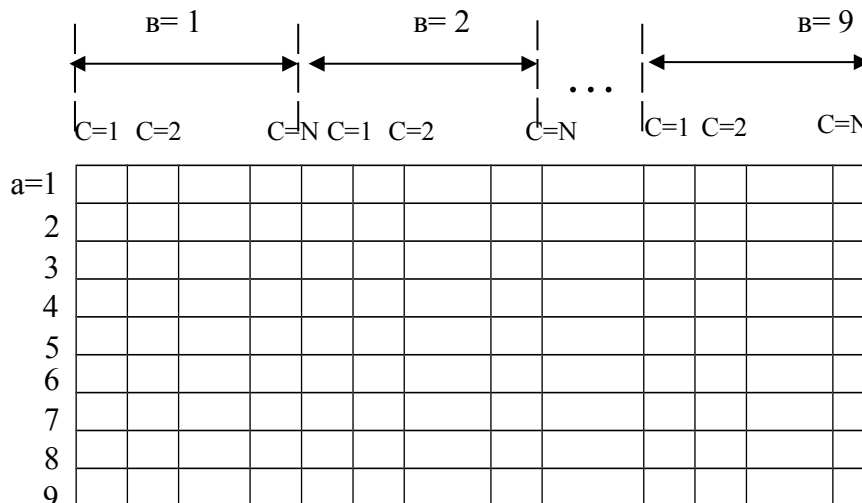


Рисунок 2.5.7 – Структура SOH STM-N

Де: а- номер рядка (1-9);

в-номер муьтистовбця (1-9), який об'єднує N- стовбців;

с- номер стовбця (с=1,2...N) або тайм-слоту при мультиплексуванні.

2.5.3.3 Трактові заголовки

а) Заголовок віртуальних контейнерів вищого рангу.

Заголовки трактові (РОН) контейнерів вищого рангу VC-3; VC-4 і їх зчеплення (VC-3/VC-4/ VC-4 nC) займають один стовбець і 9 рядків (всього 9 байт) і як показано на рис. 2.5.8.

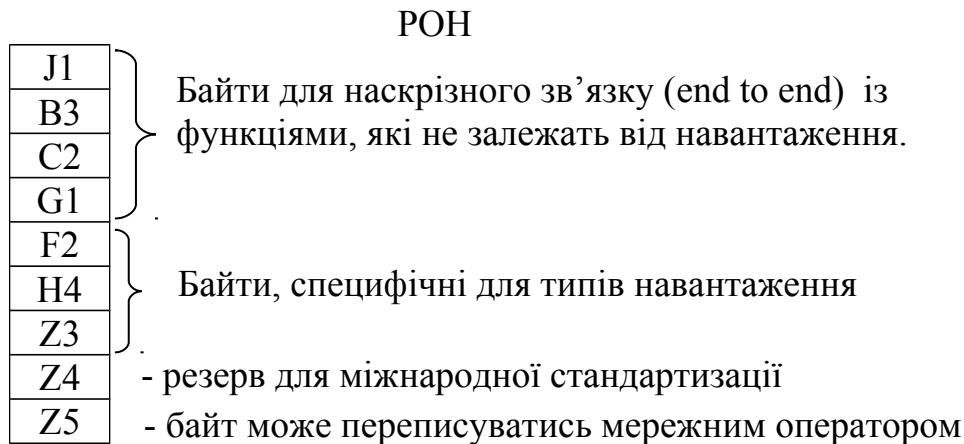


Рисунок 2.5.8 – Заголовок тракту вищого рангу

Призначення байтів РОН.

J1 – траса тракту, перший байт віртуального контейнера, положення якого визначається AU-n або TU-n показником. Цей байт використовується для сигналу, який постійно повторюється і називається – Мітка Пункту Доступу Тракту Вищого Рангу, щоб приймач апаратури у тракті міг безперервно перевіряти наявність з'єднання з необхідним передавачем.

B3 – байт для визначення помилок методом паритету біт;

C2 – марка сигналу, вказує на зміст VC (наприклад: “АТМ”; “структура TVG”; “не обладнаний”; “обладнаний”; “сигнал нестандартний”);

G1 – статус тракту, байт для зворотнього повідомлення передавачу про стан і якісні показники обладнання закінчення тракту.

F2,Z3 – канал користувача тракту, зв'язок між елементами тракту;

H4 – позиційний показник, узагальнений показник навантаження (наприклад: показник положення надциклу для VC-11;VC-12;VC-2);

Z4 – резерв для майбутнього використання;

Z5 – байт мережного оператора для експлуатаційних потреб (наприклад, для транзитних з'єднань біти 1...4 використовуються для рахування входящих помилок, а біти 5...8 – для каналу службового зв'язку).

б) Заголовок трактів нижчого рангу.

Як показано на рис.2.5.4 контейнери нижнього рангу VC-11;

VC-12;VC-2 мають надцикл із послідовно зчеплених 4-х циклів по 125 мкс. Надцикл має час у 500 мкс розділений на чотири групи і на початку кожної групи розміщує один байт трактового заголовку.

Таким чином трактовий заголовок надциклу нижнього рангу має 4 байти які позначаються V5; J2; Z6; Z7 і які використовуються тільки у плаваючому режимі.

Призначення байтів трактового заголовку нижнього рангу:

V5- перший байт надциклу і його розміщення вказується показчиком TU-n PTR. Байт V5 – здійснює контроль помилок, вказує марку сигналу і статус тракту.

J2 – використовується для передачі мітки Пункту Доступу Тракту Нижнього Рангу для безперервної перевірки з'єднання приймача з необхідним передавачем;

Z6 – вивчається для використання;

Z7 – резерв на майбутнє.

2.5.4 Елементи апаратури ЦСП SDH

Основним елементом апаратури SDH є синхронний мультиплексор (СМ).

Він виконує функції об'єднання, перетворення, оперативного переключення, введення/ виведення цифрових потоків і передачі / прийому з лінії. СМ приймає участь у функціях конфігурування та контролю мережі.

Синхронні мультиплексори розрізняються за рівнем ієрархії SDH.

(СМ-1; СМ-4; СМ-16; СМ-64 і т.д.)

Мультиплексори усіх рівнів ієрархії можуть використовуватись у якості кінцевих (КМ), введення/виведення (МВВ) і мають внутрішню апаратуру оперативного переключення (АОП).

Основні види апаратури SDH показані на рис. 2.5.9.

Другим елементом апаратури SDH- є автономна АОП. Функції АОП- переключення цифрових потоків і передача їх по волоконо-оптичній або радіо лінії. АОП є шлюзом між мережами SDH і PDH і також виконує функції СМ. АОП- виконує функції глибокого контролю правильності передачі, обробки заголовків RSON, зв'язок із користувачами і системою обслуговування.

Так як довжина регенераційних ділянок на ВОЛЗ може бути від 70 до 100 км і більше, то використання регенераторів обмежено (особливо на місцєвих мережах). В якості станційних регенераторів на мережах SDH використовуються синхронні мультиплексори (СМ).

Специфічними для SDH є головний пристрій (Element Manager) системи обслуговування.

Його завдання – контроль і керування усіма мережними елементами SDH, у тому числі реконфігурація мережі і кожного мережного елемента.

Element Manager із мережними елементами зв'язується по каналам передачі даних, які створюються у заголовках STM-N та VC-n.

Після створення загальномережної системи обслуговування TMN остання візьме на себе і функції Element Manager.

Апаратура SDH має достатню кількість електричних і оптичних зовнішніх інтерфейсів. Оптичні інтерфейси забезпечують функції обміну сигналами STM-N між об'єктами мережі SDH.

Електричні інтерфейси обслуговують зв'язки всередині об'єктів (вузлів, станцій).

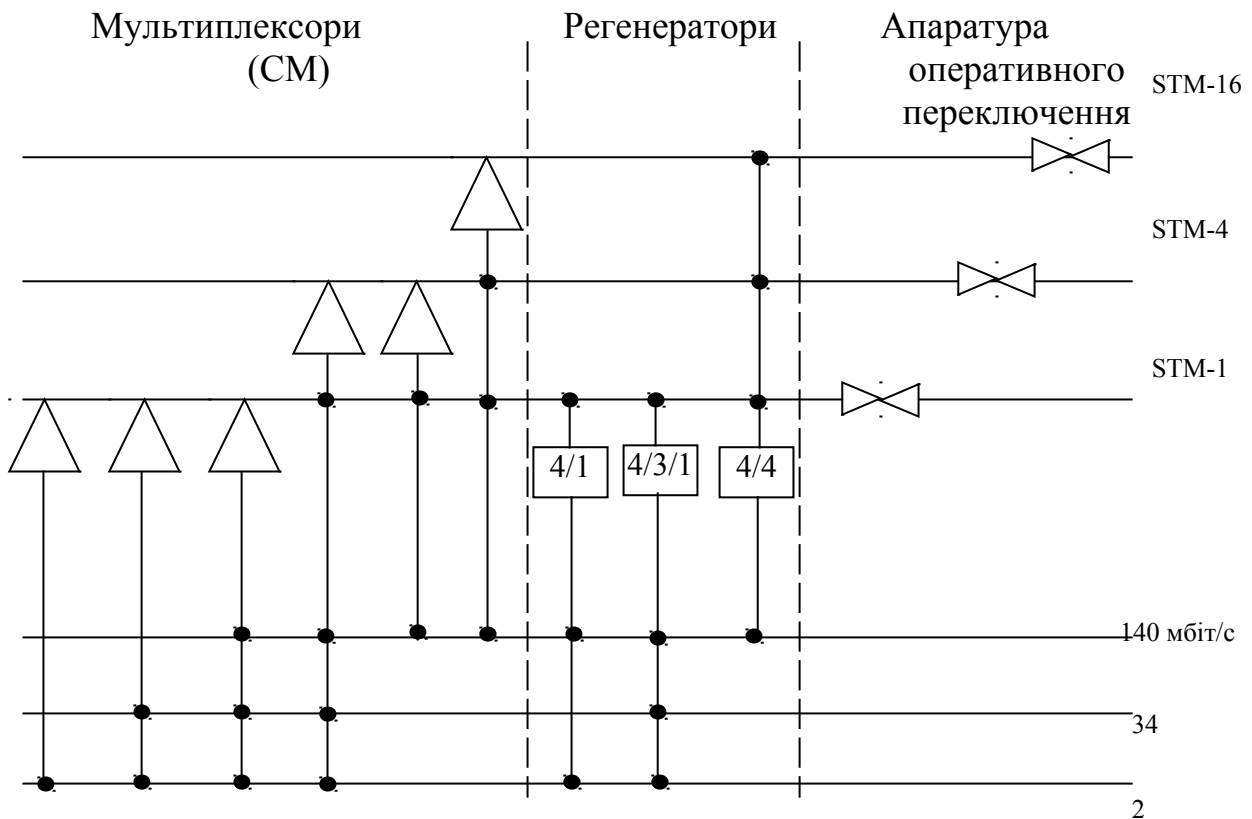


Рисунок 2.5.9 – Основні види апаратури SDH

2.5.4.1 Режим роботи мультиплексорів

Мультиплексори SDH крім задачі об'єднання цифрових потоків, виконують комутацію, концентрацію, регенерацію і контроль. Прийнято розділяти мультиплексори на два основних типи - термінальний (TM) мультиплексор і мультиплексор введення виведення ЦП. (MBB). Термінальний мультиплексор (TM) є одночасно і мультиплексором і кінцевим пристроєм SDH мережі із каналами доступу відповідних ЦП PDH і SDH ієрархій. TM може вводити канали або здійснювати комутацію із входу на лінійний вихід, або виводити канали із лінійного входу на вихід входів доступу ЦП. TM може також здійснювати каналну комутацію із входу одного каналу доступу на вихід іншого каналу доступу. Як правило така комутація обмежена цифровими потоками 1,5 і 2,048 мбіт/с .

Умовно мультиплексор позначається так, як показано на рис. 2.5.10.

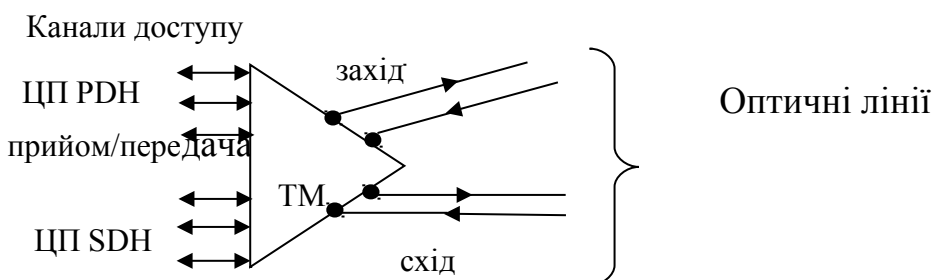


Рисунок 2.5.10 – Термінальний мультиплексор

Особливість SDH мультиплексора є наявність двох оптичних лінійних виходів прийом/передача, які називають агрегатними виходами. Ці виходи використовуються для створення режиму стовідсоткового резервування, або захисту по схемі 1+1. Лінійні виходи (у залежності від топології мережі) називають основними або резервними (іноді західними і східними). Якщо резервування не передбачено, то використовується один лінійний вихід прийом/передача і два оптичних волокна.

Для мультиплексора з максимальною швидкістю 10 Гбіт/с (STM-64) максимально повний набір каналів доступу може включити ЦП PDH 1,5;2;6;34;45;140 мбіт/с і ЦП SDH 155;622;2500 мбіт/с.

Мультиплексор введення/виведення (MBB) може мати на вході каналів доступу такий же набір ЦП, як і термінальний (TM).

Додатково до можливостей комутації у TM, MBB дозволяє здійснювати наскрізну комутацію вихідних потоків в обох напрямках лінійних виходів, а також здійснювати переключення каналу прийому на канал передачі на обох напрямках незалежно у випадку пошкодження на одному із напрямків. MBB також дозволяє (у випадку пошкодження мультиплексора) пропустити основний оптичний ЦП, обминаючи мультиплексор. Ці можливості MBB дозволяють використовувати його в кільцевих мережах.

Сучасні MBB створюються за модульним принципом. Серед усіх модулів центральне місце займає крос-комутатор, або просто комутатор (DXC) для організації комутації між різними каналами (ЦП). Можливість всебічної комутації дозволяє створювати різного виду маршрутизацію на мережі SDH на рівні віртуальних контейнерів, яка може змінюватись мережним менеджером (керуючою системою) у відповідності до заданої конфігурації мережі. На рис. 2.5.11. показано різні види можливої комутації у мультиплексорі. На рис. 2.5.11. а) наскрізна комутація ЦП; б) локальна комутація ЦП; в) переключення оптичного інтерфейсу з прийому на передачу при пошкодженні лінії на іншому напрямку; г) обхід пошкодженого мультиплексора;

Мультиплексори CM мають можливість об'єднувати декілька ЦП, які поступають від удалених вузлів мережі, у один розподільчий вузол мережі SDH. Виконувати роль концентратора.

Мультиплексори також можуть виконувати роль регенератора, якщо відстань між мультиплексорами на лінії перевищує допустиму довжину регенераційної ділянки.

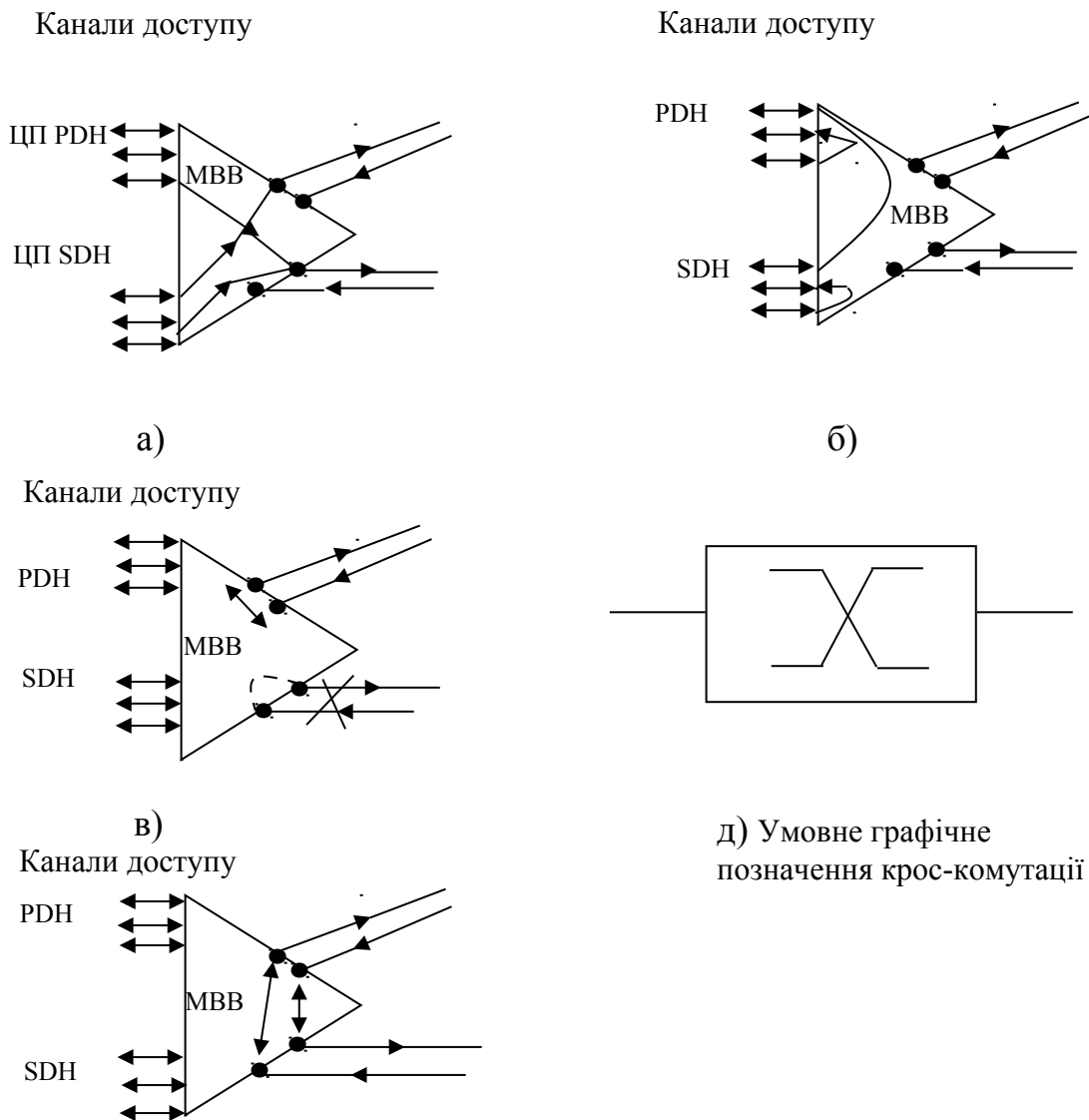


Рисунок 2.5.11 – Види можливої комутації у мультиплексорі

2.6. Контрольні запитання

1. Яким вимогам повинен задовольняти лінійний цифровий сигнал? Методи формування квазітрійкового ЛЦС. Структурна схема і діаграма імпульсних сигналів.
2. Який код використовується в якості лінійного цифрового сигналу ЦСП ІКМ-30 і ІКМ-15?
3. Який код використовується в якості лінійного цифрового сигналу ЦСП ІКМ-120?
4. Які завади у лінійному тракті впливають на якість передачі ЛЦС?
5. Які спотворення у лінійному тракті впливають на якість передачі ЛЦС?
6. Який принцип регенерації використовують у ЦСП?
7. Навести функціональну схему регенератора квазітрійкового сигналу. Призначення основних блоків.
8. Принцип формування коду КВЦ-3. Які переваги має цей код?

9. Навести функціональну схему регенератора двійкового сигналу. Призначення основних блоків.
10. Необхідність корекції цифрового лінійного тракту. Структурна схема регенератора ЦЛТ.
11. Тактова синхронізація. Блок виділення тактових імпульсів. Діаграма імпульсних сигналів БВТЧ.
12. Причини, які визивають фазове тремтіння тактових імпульсів.
13. Способи зменшення тремтіння фази тактових імпульсів.
14. Пояснити принцип регенерації ЦЛС методом стробування. Функціональна схема.
15. Пояснити принцип регенерації ЦЛС методом накопичення (інтегрального прийому).
16. Допустима ймовірність помилки ЦЛС. Обґрунтування норми на ймовірність помилки для телефонного сигналу.
17. Як визначається залежність очікуваної ймовірності помилки від захищеності ЛЦС на вході регенератора?
18. Критерії розрахунку довжини регенераційної ділянки. Методика розрахунку довжини регенераційної ділянки коаксіального кабелю.
19. Методика розрахунку довжини регенераційної ділянки симетричного кабелю для однокабельної і двох кабельної схеми організації двохстороннього зв'язку.
20. Параметри основного цифрового каналу (ОЦК) і їх нормативні значення.
21. Недоліки ЦСП PDH і шляхи вдосконалення ЦСП.
22. Особливості побудови ЦСП синхронної цифрової ієрархії (SDH).
23. Поняття віртуального контейнера (VC).
24. Принцип формування циклу віртуального контейнера.
25. Формування синхронного транспортного модуля. Його склад (види заголовків).
26. Аналіз заголовків STM-1. Секційний заголовок (SOH).
27. Аналіз трактового заголовку.
28. Цикли віртуальних контейнерів вищого та нижчого рангів.
29. Формування STM-1 із первинних цифрових потоків E1 (2,048 мбіт/с).
30. Елементи апаратури ЦСП SDH. Синхронні мультиплексори, АОП, регенератори.
31. Функції, які виконує термінальний синхронний мультиплексор (TM).
32. Функції, які виконує мультиплексор введення/виведення (MBB).
33. Види комутації ЦП, які може здійснювати синхронний мультиплексор.
34. Визначити коефіцієнт помилки, якщо у первинному ЦП (E_1) зареєстровано за 10 сек спостереження 10 помилково прийнятих символів.
35. Визначити захищеність від міжсимвольних завад по "ОКО"-діаграмі, якщо амплітуда сигналу $U_c=3$ В, а розкрит "ОКА" $U_p=2,97$ В.
36. Визначити допустиму ймовірність помилки на магістральній мережі, довжиною 1000 км.
37. Визначити допустиму ймовірність помилки на внутрішньозоновій мережі, довжиною 200 км.

38. Визначити коефіцієнт похибки, якщо у системі ІКМ-120 за 5 с спостереження 10 помилково прийнятих символів.
39. Визначити відстань між двома сусідніми регенераторами для ЦСП ІКМ на одночетвірочному кабелі по однокабельній схемі, якщо перехідне згасання на ближній кінець $A_0=50$ дБ, коефіцієнт послаблення кабелю $\alpha=4$ дБ/км, а необхідна захищеність $A_3=30$ дБ.
40. Визначити максимальну відстань між двома сусідніми регенераторами, якщо ймовірність помилки одного регенератора $P_{\text{пом.рег.}}=2,5 \cdot 10^{-10}$, а допустима ймовірність помилки магістралі довжиною 10000 км – $P_{\text{доп.}}=10^{-6}$.
41. Визначити максимальну довжину регенераційної ділянки, якщо ймовірність помилки одного регенератора $P_{\text{пом.}}=2 \cdot 10^{-10}$, а допустима ймовірність помилки магістралі довжиною 10000 км- $P_{\text{доп.}}=10^{-7}$.
42. Визначити допустиму ймовірність помилки на місцевій лінії передачі довжиною 50 км.
43. Який об'єм (Мбіт/с) корисного навантаження контейнера VC-4, який займає 9 рядків і 260 стовбців?
44. Визначити швидкість, яка відведена для заголовка надцикла нижчого рангу.
45. Нестабільність частоти 2048 кбіт/с складає 10^{-6} . Визначити відхилення частоти у Гц.
46. Яка швидкість відведена для трактового заголовку контейнерів вищого рангу?
47. Яка швидкість передачі даних, якщо у заголовку мультиплексної секції (MSOH) для цього відведено 9 байт?
48. Яка швидкість передачі для службового байта V5 у надциклі VC-12?
49. Яка швидкість передачі каналу циклової синхронізації у заголовку регенераційної секції (RSOH) STM-1?
50. Яка швидкість передачі відведена для заголовка регенераційної секції (RSOH) STM-1.
51. Який об'єм (у Мбіт/с) корисного навантаження VC-3, який має 9 рядків і 84 стовбців?
52. Яка швидкість передачі у каналі визначення помилок, якщо він має 3 байти (B2) у заголовку мультиплексної секції (MSOH)?
53. Яка швидкість відведена у секційному заголовку (SOH) для каналів заголовка мультиплексної секції (MSOH)?
54. Яка кількість первинних ЦП (E_1) необхідна для заповнення STM-1?
55. Яка кількість цифрових потоків TU-3 необхідна для заповнення STM-1?
56. Яка швидкість відведена для каналу визначення помилок, якщо він займає у заголовку RSOH байт B1?
57. Визначити об'єм корисного навантаження (Мбіт/с) контейнера нижчого рангу.
58. Частота сигналу 2048 кГц первинного таймера змінилась на 0,1 Гц. Визначити нестабільність таймера.

Список літератури

1. Апаратура 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. Апаратура 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 работах /Одесск. электротехн. ин-т связи им. А.С. Попова. Одесса 1990.
4. Дослідження прикінцевої станції ЦСП ІКМ-15 Методичний посібник до лабораторної роботи №118 Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова, укладач Брітнер Л.П. Одеса 2001.
5. Дослідження станційного регенератора ЦСП-ІКМ-15. Методичний посібник до лабораторної роботи №120. Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова /укладач Брітнер Л.П. Одеса 2001.
6. Дослідження параметрів каналу тональної частоти цифрових систем передачі. Методичний посібник до лабораторної роботи №128 –М.: Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова /укладач Брітнер Л.П. Одеса 2005.
7. Дослідження характеристик кінцевої станції ЦСП часового групоутворення. Методичний посібник до лабораторної роботи №122 – М.: Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова, упорядники Брітнер Л.П., Пашолок П.О. Одеса 2004.
8. Левин Л.С., Плоткин М.А. Цифровые системы передачи информации. –М.: Радио и Связь 1987.
9. Многоканальные системы передачи: Учебник для ВУЗов /Н.Н. Баева., В.Н. Гордиенко, С.А. Курицин и др; под редакции Н.Н. Баевой и В.Н. Гордиенко. –М.: Радио и связь, 1997.
10. Скалин Ю.В., Бернштейн А.Г., Финкевич А.Д. Цифровые системы передачи –М.: Радио и связь, 1988.
11. Цифровые системы передачи: Пер. с пол. (В. Маевский, Ф. Блоцкий, А. Новак и др. Под ред. В. Маевского и Е. Милка –М.: Связь 1979.
12. 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.