

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до лабораторних робіт з дисципліни

“СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ”

Цифрові системи передавання

для студентів спеціальностей 6.170101 – “Системи технічного захисту інформації”, 6.160102 – “Безпека інформаційних і комунікаційних систем” усіх форм навчання

2007

Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни “Системи передавання інформації. Цифрові системи передавання” для студентів спеціальностей 6.170101 – “Системи технічного захисту інформації”, 6.160102 – “Безпека інформаційних і комунікаційних систем” усіх форм навчання / Укл.: А.О. Місюра, С.М. Зав’ялов. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2007. - 42 с.

Наведено принципи роботи обладнання цифрових систем передачі, а також лабораторні роботи із стислим описом.

Укладачі: А.О. Місюра, ст. викладач, к. ф.-м. н.
С.М. Зав’ялов, ст. викладач

Рецензент: В.П. Бондарев, доцент, к. ф.-м. н.

Відповідальний
за випуск: А.О. Місюра, ст. викладач, к. ф.-м. н.

Затверджено
на засіданні кафедри
захисту інформації
Протокол № 2 від 10.10.2007 р.

ЗМІСТ

Лабораторна робота №1. Вивчення кодів лінійних трактів цифрових систем передавання.....	4
Лабораторна робота №2. Вивчення генератора псевдовипадкової послідовності та скремблерів.....	15
Лабораторна робота №3. Пристрої кодування та декодування цифрових систем передавання.....	22
Перелік посилань.....	40
Додаток А.....	41

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1

Вивчення кодів лінійних трактів цифрових систем передавання

Мета роботи:

- вивчити алгоритми формування стикових сигналів;
- провести кодування двійкової послідовності до коду з чергуванням полярності імпульсів, коду з високою щільністю одиниць, дворівневого коду з інверсією посилок;
- дослідити відносний біімпульсний сигнал.

Загальні відомості

Вимоги до сигналів стиків та лінійних сигналів

Для ефективної передачі сигналів стиків та лінійних сигналів їх параметри й структура повинні бути узгодженими з характеристиками середовища передачі (електричним або оптичним кабелем) та відповідати ряду специфічних вимог. Тому має місце лінійне кодування, причинами якого є:

а) широкий спектр вихідного цифрового потоку, що затрудняє його передачу по каналу зв'язку з обмеженою смугою пропускання і ускладнює процес регенерації сигналу синхронізації, особливо у разі відновлення втраченого синхронізму;

б) значна частка низькочастотних складових та велика постійна складова сприяє виникненню міжсимвольних спотворень та перехідних впливів.

В зв'язку з вказаним лінійне кодування повинне забезпечити:

а) мінімальну спектральну густину на нульовій частоті і її обмеження на нижніх частотах;

б) інформацію про тактову частоту сигналу, що передається, у вигляді дискретної складової, яка легко виділяється на фоні неперервної частини спектру;

в) достатньо вузькосмуговий неперервний спектр для передачі сигналу через канал зв'язку без спотворень;

г) малу надмірність, для зниження відносної швидкості

передачі в каналі зв'язку;

д) мінімально можливі довжини блоків символів ("1" або "0") і диспаритетність символів, що повторюються (нерівність числа "1" і "0" в кодових комбінаціях).

Перерахованим вимогам в значній мірі відповідають типові сигнали стиків:

а) відносний біімпульсний сигнал (ВБС), що використовується для стиків ОЦК і СЦК;

б) сигнали в коді HDB-3 (МЧП) або АМІ (ЧП), що використовуються для первинного, вторинного і третинного стиків;

в) сигнал в коді СМІ, що використовується для четверичного стику.

Ці коди є біполярними і можуть використовуватися при формуванні електричних лінійних сигналів цифрових систем передавання (ЦСП).

Що стосується оптичних лінійних сигналів, то вони мають особливості, обумовлені тим, що імпульсні посилки оптичної потужності можуть бути тільки додатніми або нульовими (інтенсивність оптичного випромінювання є по своїй природі додатною величиною) і, отже, неможливо безпосередньо використовувати біполярні коди стиків для формування оптичних лінійних сигналів.

Тому у волоконно-оптичних системах передавання (ВОСП) PDH широке застосування знаходять однополярні коди СМІ, МСМІ і 5В6В, а в транспортних системах SDH використовуються скрембльовані оптичні сигнали в однополярному коді NRZ.

Алгоритми формування сигналів мережевих стиків та лінійних сигналів ЦСП

Розглянемо основні лінійні коди, що використовуються у практиці цифрового зв'язку.

Код NRZ (Non Return to Zero code) – звичайний двійковий дворівневий станційний код без повернення до нуля, який може бути як уніполярним, так і біполярним.

Для цього методу кодування властивий цілий ряд недоліків:

- а) високий рівень постійної напруги (середнє значення $1/2V$ вольт для послідовності, що містить рівне число 1 і 0);
- б) широка смуга сигналу (від 0 Гц для послідовності, що містить тільки 1 або тільки 0 до половини швидкості передавання даних при чергуванні 10101010...);
- в) можливість виникнення тривалих періодів передавання постійного рівня (довга послідовність 1 або 0), внаслідок чого затрудняється синхронізація пристроїв;
- г) сигнал є поляризованим;
- д) відсутня можливість оперативної ресстрації помилок.

Біполярний код NRZ (рис. 1.1 в) будують за наступним алгоритмом:

- а) біти "0" представляються від'ємною напругою $-V$;
- б) біти "1" представляються додатною напругою $+V$.

$$\begin{aligned} 1_2 &\longrightarrow +1_2 \\ 0_2 &\longrightarrow -1_2 \end{aligned}$$

Перевага в порівнянні з уніполярним кодом NRZ - середній рівень напруги в лінії складає $1/4V$ (замість $1/2 V$). Останні недоліки залишаються; для їх ліквідації необхідне введення надмірності.

Код RZ (Return to Zero code) (рис. 1.1 г) – уніполярний дворівневий станційний код із поверненням до нуля, який будують наступним чином:

- а) біти "0" представляються нульовою напругою (0 В);
- б) біти "1" представляються значенням $+V$ в першій половині та нульовою напругою (0 В) в другій половині імпульсу.

$$\begin{aligned} 1_2 &\longrightarrow +1_2, 0_2 \\ 0_2 &\longrightarrow 0_2 \end{aligned}$$

Переваги цього методу в порівнянні з уніполярним кодом NRZ:

- а) середній рівень напруги в лінії складає $1/4V$ (замість $1/2 V$);

б) при передаванні неперервної послідовності 1 сигнал в лінії не залишається постійним.

Недолік - смуга сигналу може досягати значень, рівних швидкості передачі даних (при передачі послідовності 1).

Код Манчестер - II (рис. 1.1 д) - біполярний дворівневий станційний код із надмірністю, який будують за наступним алгоритмом:

а) біти "0" представляються від'ємною напругою $-V$ в першій половині та додатною напругою $+V$ в другій половині імпульсу;

б) біти "1" представляються значенням $+V$ в першій половині та від'ємною напругою $-V$ в другій половині імпульсу.

$$1_2 \rightarrow +1_2, -1_2$$

$$0_2 \rightarrow -1_2, +1_2$$

Переваги методу:

а) постійна складова дорівнює нулеві, так як число додатних імпульсів дорівнює числу від'ємних;

б) висока завадостійкість, так як сигнал має лише два електричних рівня;

в) вирішено проблему втрати синхронізації.

Недоліки методу:

а) широка смуга сигналу;

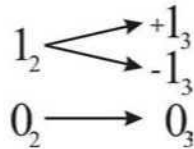
б) сигнал є поляризованим.

Код АМІ (Alternate Mark Inversion code) або ЧПІ (код із чергуванням полярності імпульсів) (рис. 1.1 е) – біполярний трьохрівневий код з почерговою інверсією одиниць; володіє надмірністю за рахунок введення додаткового електричного рівня – нульового. Алгоритм формування наступний:

а) біти "0" представляються нульовою напругою (0 В);

б) біти "1" представляються почергово значеннями $+V$ та $-V$;

в) тривалість імпульсу дорівнює $1/2$ тривалості імпульсу у коді NRZ.



Переваги методу:

а) постійна складова спектру сигналу дорівнює нулеві, тому при передаванні довгої послідовності одиниць синхронізація не втрачається;

б) виявлення помилок за рахунок чіткого чергування знаків.

Недолік – можливе порушення синхронізації у випадку передачі довгої послідовності нулів. Таким чином, для метода АМІ існує обмеження на щільність нулів у потоці даних.

Код HDB-3 (High-Density Bipolar code of order 3) або МЧПІ (Модифікований код ЧПІ) (рис. 1.1 ж) - біполярний трьохрівневий код із високою щільністю одиниць порядку 3. Алгоритм перетворення сигналу до коду HDB-3 застосовується у випадку, коли зустрічаються чотири або більш нулів підряд. Одиничні символи, як і у коді АМІ, дотримуються закону чергування полярності. Спочатку нульова інформація розбивається на тетради (чотири нуля, що йдуть друг за другом). Замість цих нулів (0000) вставляється службова комбінація 000V або V00V, де V і V - службові символи. Тривалість імпульсу дорівнює 1/2 тривалості імпульсу у коді NRZ.

Правила встановлення службових комбінацій наведено в табл. 1.1. Особливості кодування HDB-3:

а) символи V двох сусідніх тетрад завжди протилежні один одному за полярністю;

б) службовий символ V завжди чергується за полярністю з попереднім символом;

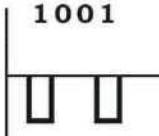
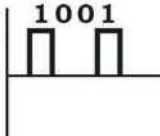
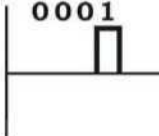
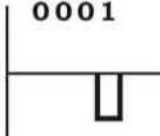
в) службовий символ V завжди повторює полярність попереднього імпульсу;

г) службові символи V і V однієї тетради завжди однієї полярності;

д) між символами V двох сусідніх тетрад завжди повинна бути непарна кількість імпульсів (тобто символ V вставляється, коли між символами V парна кількість символів);

е) якщо слово складається лише з нулів, то вважається що у ньому парна кількість імпульсів.

Таблиця 1.1 – Алгоритм встановлення службових символів при кодуванні HDB-3

Кількість одиничних імпульсів, які слідкують до місця вставки	Полярність останнього імпульсу	
		
Парна (вставка 000V)		
Непарна (вставка 000V)		

Переваги методу:

а) спрощуються вимоги до пристроїв тактової синхронізації (ПТС);

б) виникає можливість виявлення помилок.

Недоліки методу:

а) ускладнюються схеми перетворювачів кодів передачі і прийому;

б) збільшується час обробки сигналів, тобто вноситься затримка при передаванні сигналів по каналах.

Блокові коди mBnM (**m** - довжина блоків в бітах, на які розбивається початкова ПКМ послідовність, а **n** - відповідна їй довжина блоків в бітах, складених із кодових символів, причому $m > n$; **B** позначає, що у початковому блоці використовується бінарний код, а замість **M** використовуються букви, що визначають основу коду в результатуючому блоці: **T** - трійкове, **Q** - четверічне, **QT** - п'ятирічне і

т.д.). Серед них достатньо широко використовується код **1B2B** (1 біт початкової ІКМ послідовності тривалістю T кодується комбінацією з 2 бітів тривалістю $T/2$, в результаті чого швидкість передачі зростає в 2 рази).

Трьохрівневі блокові коди (наприклад **3B2T**, **4B3T**) мають наступні переваги:

- а) менший час виявлення порушення синхронізму по кодових групах (у порівнянні з кодом HDB-3);
 - б) більш високу точність контролю вірності передавання;
 - в) більш вузький енергетичний спектр;
 - г) підвищується відношення сигнал/шум або збільшується довжина ділянки регенерації;
- та недоліки:

- а) ускладнюються схеми перетворювачів кодів передавання і прийому;
- б) необхідність використання додаткової блокової синхронізації з метою знаходження початку (кінця) кожного блоку.

Багаторівневі блокові коди (наприклад **2B1Q**) мають наступні переваги:

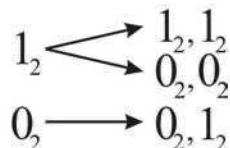
- а) високу швидкість передачі інформації по абонентській лінії;
- б) простоту реалізації, а значить, економічність;

та недоліки:

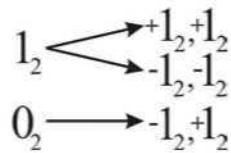
- а) високу потужність передавача для чіткого відокремлення рівнів на фоні завад;
- б) необхідність додаткових засобів для боротьби з довгими послідовностями однакових пар біт для уникнення появи у спектрі сигналу сталої складової.

Код СМІ (Coded Mark Inversion) - дворівневий код класу **1B2B** без повернення до нуля та з інверсією полярності. Тривалість імпульсу у коді СМІ дорівнює $1/2$ тривалості імпульсу у коді NRZ.

Алгоритм кодування оптичного сигналу (рис. 1.1 з) наступний



Алгоритм кодування електричного сигналу (рис. 1.1 і) наступний



Код МСМІ (Модифікований СМІ) (рис. 1.1 к) - дворівневий код класу **1В2В** без повернення до нуля та з інверсією полярності. Основою для кодування виступає код НДВ-3. Тривалість імпульсу у коді МСМІ дорівнює 1/2 тривалості імпульсу у коді NRZ. Алгоритм перетворення сигналу до коду МСМІ наступний

$$\begin{array}{lcl} +1_3 & \longrightarrow & 1_2, 1_2 \\ -1_3 & \longrightarrow & 0_2, 0_2 \\ 0_2 & \longrightarrow & 0_2, 1_2 \end{array}$$

і) Відносний біімпульсний сигнал (ВБС) (рис. 1.1 л) – цифровий імпульсний сигнал, в якому для передавання символів 0, 1 використовуються функції вигляду

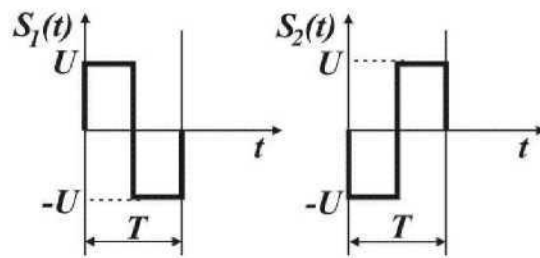


Рисунок 1.2 – Загальний вигляд біімпульсу

Алгоритм формування ВБС наступний:

а) двійкові символи інформаційного сигналу (ІС) на кожному тактовому інтервалі T передаються у вигляді „біімпульса”, тобто двох різнополярних імпульсів тривалістю $T/2$;

б) у випадку передавання двійкової одиниці ІС порядок чергування полярностей імпульсів на її тактовому інтервалі залишається таким, як і на попередньому тактовому інтервалі, тобто має місце зміна полярностей на початку тактового інтервалу;

в) у випадку передавання двійкового нуля ІС порядок чергування полярностей імпульсів на його тактовому інтервалі змінюється на протилежний;

г) передавання октетного сигналу (ОС) здійснюється заборону зміни полярностей імпульсів у середині кожного восьмого тактового інтервалу ІС, що має октетну структуру.

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Уважно прочитати теоретичний матеріал, що надано в методичних вказівках.
2. Запустити програму “DTS”, відкрити розділ “Практичне заняття №1”, а далі підрозділ “Вивчення лінійних кодів”.
3. Задати початкову послідовність двійкових символів (код NRZ). При цьому обов’язково ввести до складу послідовності підряд 4 або більшу кількість нулів. Наприклад, 100001100000000.
4. Провести аналіз алгоритму кодування кожного з наведених кодів.
5. Перейти до підрозділу “Самоконтроль по лінійним кодам” та відповісти на поставлені запитання програми.
6. Перейти до підрозділу “Відносний біімпульсний сигнал” та виконати дії, що описано у пунктах 3-5.
7. Відповісти на контрольні запитання.
8. Оформити звіт.

Вміст звіту

1. Мета роботи.
2. Результати кодування.
3. Відповіді на контрольні запитання.

4. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Навести основні причини необхідності лінійного кодування сигналів з ІКМ перед передаванням їх по лінії зв'язку.
2. Перерахувати задачі, які вирішує процедура лінійного кодування.
3. Навести класифікацію існуючих кодів за полярністю та кількістю рівнів.
4. Дати визначення коду NRZ.
5. Навести алгоритм формування уніполярного коду NRZ. Перерахувати його суттєві недоліки.
6. Навести алгоритм формування біполярного коду NRZ. Перерахувати його переваги та недоліки.
7. Навести алгоритм формування коду RZ. Перерахувати його переваги та недоліки.
8. Навести алгоритм формування коду Манчестер – II. Перерахувати його переваги та недоліки.
9. Навести алгоритм формування коду AMI. Перерахувати його переваги та недоліки.
10. Навести алгоритм формування коду HDB-3. Перерахувати його переваги та недоліки.
11. Дати визначення блоковим кодам. Навести їх різновиди. Перерахувати їх переваги та недоліки.
12. Навести алгоритм формування коду CMI для оптичного та електричного сигналів.
13. Навести алгоритм формування коду MCM1.
14. Дати визначення відносному бімпульсному сигналу. Навести алгоритм його формування.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2

Вивчення генератора псевдовипадкової послідовності та скремблерів

Мета роботи:

- моделювання роботи генератора псевдовипадкової послідовності;
- моделювання роботи скремблерів.

Загальні відомості

Генератор сигналів псевдовипадкової послідовності (ГПВП) виконується на регістрах зсуву зі зворотними зв'язками та формує цифровий сигнал з максимально можливим періодом повторення.

Структурну схему ГПВП з породжуючим поліномом виду $1 + X^2 + X^3$ наведено на рис. 2.1. На виході кожного з розрядів регістру формується псевдовипадкова послідовність символів з періодом повторення $T_{II} = 7 \cdot T$.

Вирази для визначення параметрів ПВП в залежності від кількості тригерів у регістрі n зведені до табл. 2.1. Там також наведено результати розрахунків параметрів ПВП для $n = 3; 7$.

З даних табл. 2.1 випливає, що чим більше значення n , тим ближче ймовірності появи символів «1» та «0» на тактовому інтервалі до 0,5. Тому для $n \geq 5$ вихідний детермінований сигнал ГПВП задовольняє трьом критеріям випадковості:

а) для кожного періоду повторення число символів «1» відрізняється від числа символів «0» не більш ніж на одиницю;

б) на протязі періоду повторення ймовірність утворення серії з k нулів (чи одиниць) підряд дорівнює $P_k = 0,5^k$;

в) якщо ПВП посимвольно порівняти з будь-яким її циклічним зсувом на протязі періоду повторення, то можливо відмітити, що число співпадінь відрізняється від числа неспівпадінь не більш, ніж на

Таблиця 2.1 – Параметри ПВП для різної кількості тригерів

Кількість тригерів у регістрі	n	3	7
Період повторення	$T_{II} = 2^n - 1$	7	127
Кількість «1» за період	2^{n-1}	4	64
Кількість «0» за період	$2^{n-1} - 1$	3	63
Ймовірність появи «1» у такті	$P_1 = \frac{2^{n-1}}{2^n - 1}$	$\frac{4}{7}$	$\frac{64}{127}$
Ймовірність появи «0» у такті	$P_0 = \frac{2^{n-1} - 1}{2^n - 1}$	$\frac{3}{7}$	$\frac{63}{127}$

Таблиця 2.2 – Параметри випробувальних сигналів

Швидкість передачі, кбіт/с	Породжуючий поліном	Період повторення ПВП
2048	$1 + X^{14} + X^{15}$	$2^{15} - 1$
8448	$1 + X^{14} + X^{15}$	$2^{15} - 1$
34368	$1 + X^{18} + X^{23}$	$2^{23} - 1$
139264	$1 + X^{18} + X^{23}$	$2^{23} - 1$
155520	$1 + X^{18} + X^{23}$	$2^{23} - 1$

Цифровий лінійний тракт проектується, виходячи з випадкового характеру цифрового сигналу, що передається. Але в реальному сигналі можлива наявність символів та груп символів, що регулярно повторюються. Це призводить до появи у спектрі сигналу інтенсивних

дискретних складових, які можуть здійснювати сильну перешкоджаючу дію на інші системи та тракти. Крім того, під час довгих серій «0» в спектрі цифрового сигналу зменшується частка енергії на тактовій частоті, що може спричинити збої в роботі системи тактової синхронізації.

В результаті скремблювання енергія сигналу більш рівномірно розподіляється по всій смузі частот, яку вона займає. Одночасно забезпечується стійка робота системи тактової синхронізації.

На рис. 2.2. зображено скремблер та дескремблер, побудовані за різними схемами, які виконують взаємообернені перетворення сигналу. Для роботи скремблера та дескремблера потрібна лише тактова синхронізація, але на прийомі виникає розмноження помилок.

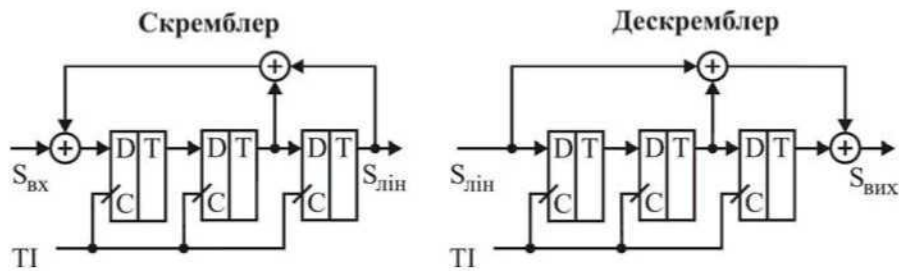


Рисунок 2.2 – Скремблер № 1 (з розмноженням помилок)

У другому випадку використовується одна й та ж схема (рис. 2.3). Розмноження помилок виключається, але крім тактової синхронізації потрібне циклічне фазування схем по відношенню до лінійного сигналу. На рис. 2.3 представлені структурні схеми скремблера та дескремблера без розмноження помилок, а також приклад, що пояснює операції перетворення структури сигналу.

На передавальній стороні сигнал $S_{ЛІН}$, утворюється додаванням по модулю 2 початкового двійкового потоку $S_{ВХ}$ та сигналу ПВП $S_{ПВП}$, при цьому він зберігає властивості псевдовипадкового сигналу та називається **скрембльованим**.

На приймальній стороні дескремблер відновлює первісну (початкову) структуру сигналу.

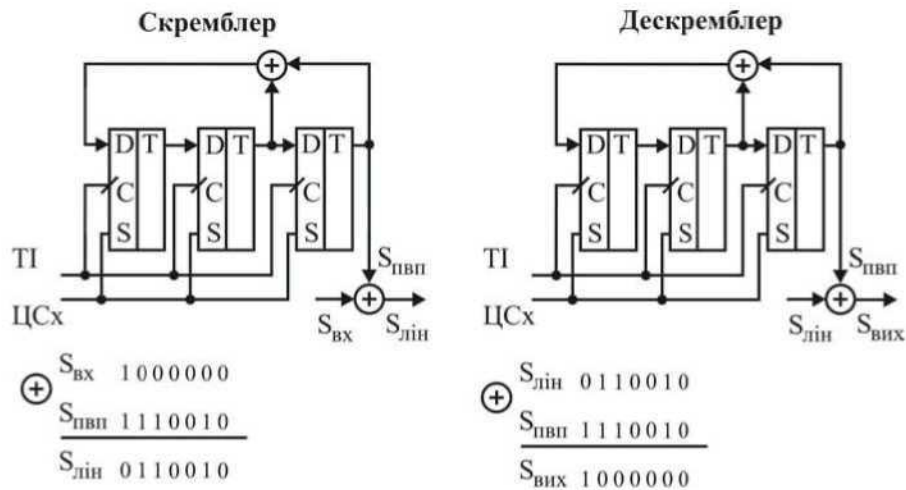


Рисунок 2.3 – Скремблер № 2 (без розмноження помилок)

На практиці в ЦСП використовуються скремблери з породжуючим поліномом $1 + X^6 + X^7$. При виборі цього поліному враховувались наступні фактори: отримання досить добрих властивостей псевдовипадкового сигналу, простота виконання та відсутність співпадінь з породжуючими поліномами випробувальних сигналів, прийнятих в MPE-T.

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Уважно ознайомитися з теоретичним матеріалом, що надано в методичних вказівках та у [2], с. 184-196.
2. Запустити програму "DTS", відкрити розділ "Практичне заняття №2", а далі підрозділ "Генератор ПВП".
3. Задати початкову установку тригерів регістру (виключаючи установку всіх тригерів "в нуль") та отримати першу вихідну послідовність.

4. Виділити один період ПВП при різних початкових установках та підрахувати кількість тактів у цій послідовності. Розрахувати параметри ПВП згідно з табл. 2.1.
5. Перевірити відсутність n та більше нулів підряд в ПВП.
6. Розрахувати ймовірність появи серій із 2х, 3х та 5-ти нулів.
7. Задати іншу початкову установку тригерів регістру, отримати другу вихідну послідовність символів та виконати п.п. 2, 3, 4.
8. Перейти до підрозділу "Скремблери". Дослідити роботу скремблера та дескремблера 1-го типу. Для цього задати вхідний сигнал у вигляді однієї - двох "1" на початку сигналу та послідовності з 23 - 24 "0". Такий сигнал дозволяє оцінити обмеження довгої послідовності "0" при скремблюванні по виду сигналу в лінійному тракті.
9. Оцінити структуру сигналу в лінійному тракті при відсутності помилок, виділити період повторення послідовності, розрахувати ймовірності появи "1" та "0" на тактовому інтервалі.
10. Оцінити правильність відновлення сигналу.
11. Ввести помилку в лінійному тракті на тактовому інтервалі з 5го по 15й. Поява помилки в лінійному тракті імітується інверсією сигналу в заданому такті.
12. Оцінити правильність відновлення сигналу та розмноження помилок дескремблером.
13. Таким же чином дослідити роботу скремблера та дескремблера другого типу.
14. Відповісти на контрольні запитання.
15. Оформити звіт.

Вміст звіту

1. Мета роботи.
2. Схеми ГВП, скремблерів / дескремблерів з неізолюваними ГВП та ізолюваними ГВП.
3. Параметри ПВП.
2. Оцінка роботи скремблерів / дескремблерів.
3. Відповіді на контрольні запитання.
4. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Пояснити з якою метою застосовується процедура скремблювання.
2. Навести основні параметри ПВП.
3. Розкрити на прикладі алгоритм формування ПВП.
3. Які ПВП називаються послідовностями максимальної довжини?
4. Перерахувати елементи, що входять до складу ГПВП.
5. Як впливає ступінь породжуючого поліному на період повторення ПВП?
6. Як пов'язана кількість "1" або "0", які слідкують підряд у межах періоду повторення, із кількістю тригерів та ступенем породжуючого поліному?
7. Розкрити особливості роботи скремблерів/дескремблерів з неізольованими ГВП
8. Розкрити особливості роботи скремблерів/дескремблерів з ізольованими ГВП.
9. Скремблери якого типу є кращими з точки зору стабільності синхронізації? Обґрунтувати відповідь.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3

Пристрої кодування та декодування цифрових систем передавання

Мета роботи:

- дослідити склад та роботу кодерів, декодерів та цифрових експандерів;
- вивчити характеристики компресії типу A та μ .

Загальні відомості

При передаванні телефонних сигналів по каналах ЦСП з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ) формування групового цифрового сигналу передбачає послідовне виконання наступних основних операцій (рис.3.1):

- а) дискретизацію індивідуальних телефонних сигналів за часом, внаслідок чого формується імпульсний сигнал, промодульований за амплітудою, тобто АІМ сигнал;
- б) об'єднання N індивідуальних АІМ сигналів у груповий АІМ сигнал з використанням принципів часового розділення каналів;
- в) квантування групового АІМ сигналу за рівнем;
- г) послідовного кодування відліків групового АІМ сигналу, внаслідок чого формується груповий ІКМ сигнал, тобто цифровий сигнал.

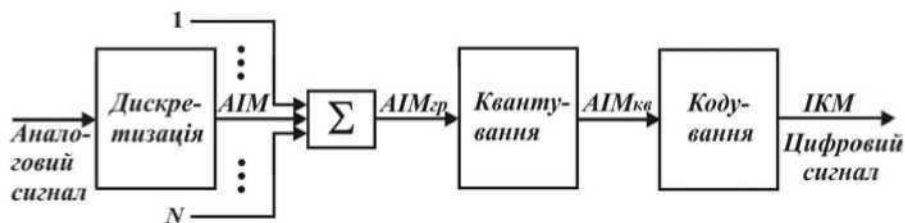


Рисунок 3.1 – Принципи формування цифрового групового сигналу

Останні дві операції, як правило, здійснюються в одному пристрої, який називається **аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) або кодером**.

Основними характеристиками операції квантування виступають наступні:

а) загальне число рівнів квантування $N_{\text{кв}}$, яке залежить від виду сигналу та вимог до якості передавання;

б) напруга обмеження $S_{\text{обм}}$, що визначає максимальне значення амплітуди відліку;

в) крок квантування $\Delta = S_{\text{обм}} / N_{\text{кв}}$, який являє собою різницю між двома сусідніми дозволеними рівнями;

г) шум (помилка) квантування $\xi_{\text{кв}} = S_{\text{вх}} - S_{\text{кв}}$, який являє собою різницю між істинним значенням відліку та його квантованим значенням.

Розрізняють **рівномірне квантування**, якщо крок квантування Δ у всьому діапазоні зміни амплітуди сигналів залишається сталим, та **нерівномірне**, якщо крок квантування змінний.

У випадку рівномірного квантування потужність шуму квантування не залежить від величини сигналу, тому захищеність від шуму квантування, що визначається як

$$A_{\text{з.кв}} = 10 \lg [P_{\text{с}} / P_{\text{ш.кв}}] = p_{\text{с}} - p_{\text{ш.кв}}, \quad (3.1)$$

виявляється невеликою для слабких сигналів та зростає зі збільшенням рівня сигналу (рис. 3.2, а).

Для того, щоб виконати вимоги до захищеності $A_{\text{з.кв}}$, необхідно зменшити крок квантування, тобто збільшити число дозволених рівнів. При зменшенні Δ у 2 рази потужність шумів квантування $P_{\text{ш.кв}}$ зменшується в 4 рази, а захищеність $A_{\text{з.кв}}$ зростає на 6 дБ. При $S_{\text{вх}} > S_{\text{обм}}$, тобто при $p_{\text{с}} > p_{\text{обм}}$, захищеність від шумів різко падає за рахунок попадання сигналу в зону обмеження.

Число рівнів квантування $N_{\text{кв}}$ пов'язано з розрядністю коду m , необхідною для кодування квантованих АМ відліків. При використанні двійкових кодів $N_{\text{кв}} = 2^m$. Тому для забезпечення

захищеності від шуму квантування не менш ніж на 30 дБ, необхідно $m = 12$ ($N_{\text{кв}} = 4096$). Це призводить до ускладнення апаратури та невиправданого збільшення тактової частоти.

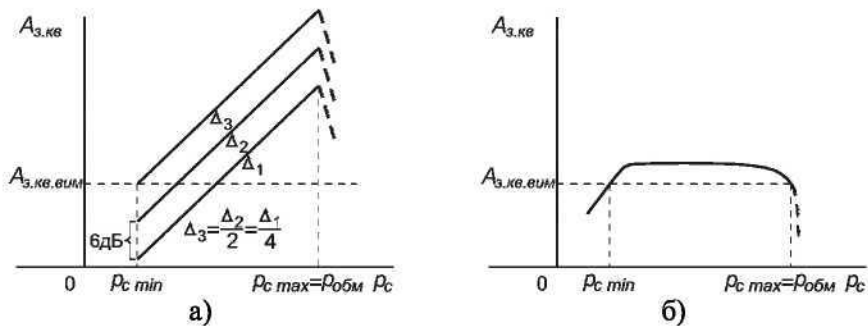


Рисунок 3.2 – Залежність $A_{з,кв} = f(p_c)$ при рівномірному (а) та нерівномірному (б) квантуванні

В сучасних ЦСП з ІКМ застосовуються кодери і декодери з нерівномірною шкалою квантування, що обумовлено наступними факторами:

а) забезпечення необхідного рівня захищеності від шуму квантування $A_{з,кв}$ у широкому динамічному діапазоні сигналу $D_c \approx 40\text{дБ}$ (рис. 3.2, б);

б) зменшення розрядності кодової комбінації до $m = 8$ ($N_{\text{кв}} = 256$).

Ефект нерівномірного квантування може бути отриманий за допомогою стиснення динамічного діапазону сигналу з наступним рівномірним квантуванням. Стиснення динамічного діапазону сигналу здійснюється за допомогою компресора, що має нелінійну амплітудну характеристику (рис. 3.3). Для від'ємних сигналів характеристика має аналогічний вигляд. Як видно з рис. 3.3, чим більшу нелінійність має компресор, тим більший вииграш може бути одержаний для слабких сигналів, тобто $\Delta_1 < \Delta_2$.

Для відновлення початкового динамічного діапазону сигналу на прийомі необхідно встановити експандер (розширювач),

амплітудна характеристика якого повинна бути оберненою до амплітудної характеристики компресора (штрихові криві рис. 3.3). Таким чином, результуюча (сумарна) амплітудна характеристика ланцюга компресор-експандер (компандер) повинна бути лінійною, щоб уникнути нелінійних спотворень сигналів.

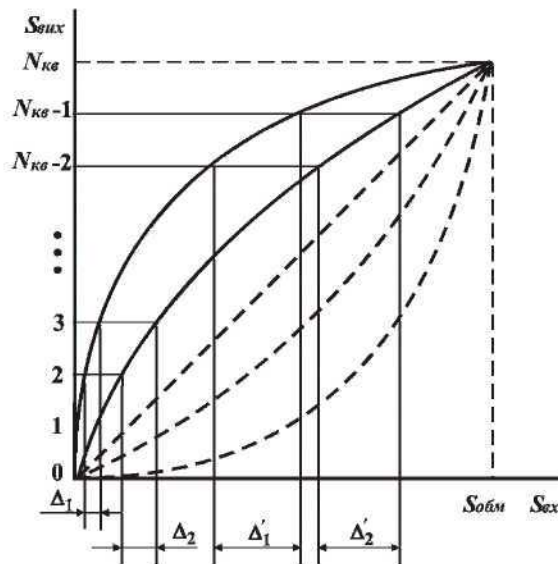


Рисунок 3.3 – Амплітудні характеристики компандерів

В залежності від структури пристрою кодування розрізняють паралельні та послідовні коди. Код, сформований у кодері, називається **паралельним**, якщо сигнали (1 та 0), що входять до складу m -розрядної кодової групи, з'являються на різних виходах кодера одночасно, причому кожному виходу кодера відповідає сигнал певного розряду. Код називається **послідовним**, якщо всі сигнали, що входять до складу m -розрядної кодової групи, з'являються на одному виході кодера по черзі зі зсувом за часом. Паралельний код може перетворюватися в послідовний (рис. 3.4, а) і навпаки (рис. 3.4, б) за допомогою логічних схем, що забезпечують зсув імпульсів у часі (наприклад, регістрів зсуву).

Запис і зчитування інформації з регістра здійснюється під управлінням сигналів, що поступають від генераторного обладнання.

За принципом дії кодери діляться на кодери лічильного типу, матричні, виважувального типу і ін. В ЦСП частіше за все використовуються кодери виважувального типу, серед яких найпростішим є **кодер порозрядного виважування** (рис. 3.5, а).

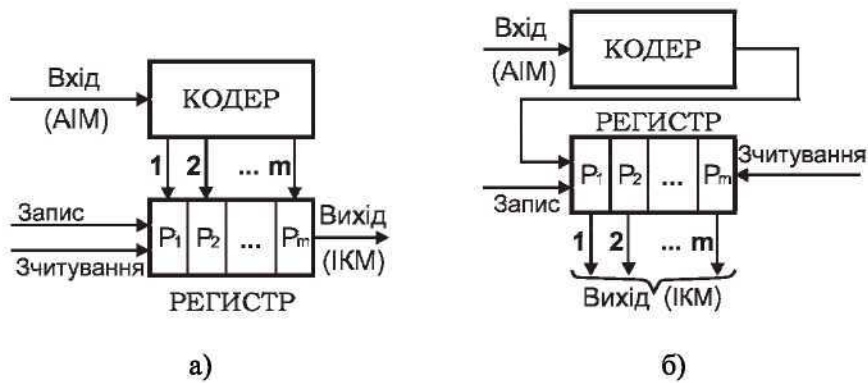


Рисунок 3.4 – Принципи перетворення паралельного коду в послідовний (а) та навпаки (б)

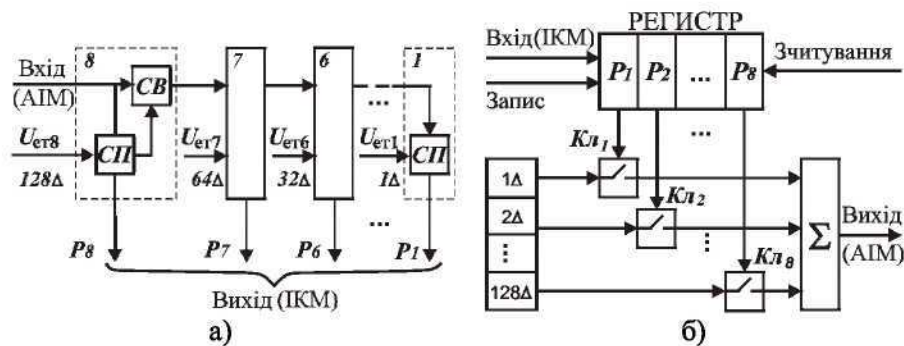


Рисунок 3.5 – Лінійний кодер (а) та декодер (б) виважувального типу

Принцип роботи таких кодерів полягає у зрівноваженні закодованих відліків сумою еталонних напруг з певними вагами. Схема лінійного кодера порозрядного виважування містить вісім комірок (при $m=8$), що забезпечують формування значення відповідного розряду (1 або 0). До складу кожної комірки (за винятком останньої) входять схема порівняння СП (компаратор) і схема віднімання (СВ). СП забезпечують порівняння амплітуди АІМ сигналу з еталонними сигналами, амплітуди яких відповідають вагам відповідних розрядів ($U_{ет8} = 2^7 \cdot \Delta = 128\Delta$; $U_{ет7} = 2^6 \cdot \Delta = 64\Delta$; ...; $U_{ет1} = 1\Delta$). Якщо амплітуда сигналу на вході CC_i дорівнює або перевищує $U_{ети}$, то на виході CC_i формується 1, в $СВ_i$ із сигналу віднімається $U_{ети}$, після чого він поступає на вхід наступної комірки. Якщо амплітуда сигналу на вході CC_i менше $U_{ети}$, то на виході CC_i формується 0 і сигнал проходить через $СВ_i$ без будь-яких змін. Після закінчення процесу кодування даного відліку на виходах кодера одержують восьмирозрядний паралельний код, кодер встановлюється в початкове положення і починається процес кодування наступного відліку. Таким чином, процес кодування відповідає операції виважування.

Структурну схему лінійного декодера виважувального типу наведено на рис. 3.5, б. Під впливом сигналів керування, що поступають від генераторного обладнання, в регістр зсуву записується наступна восьмирозрядна кодова комбінація. Після цього замикаються тільки ті ключі ($Кл_1 \dots Кл_8$), які відповідають розрядам, що мають значення 1. В результаті на вхід суматора від формувача еталонних сигналів (ФЕ) поступають відповідні еталонні сигнали, внаслідок чого на виході суматора формується АІМ відлік відповідної амплітуди.

Розглянута схема кодера порозрядного виважування містить велику кількість схем порівняння, які є відносно складними пристроями. Тому на практиці частіше застосовуються кодери виважувального типу з використанням однієї схеми порівняння та ланцюгу зворотнього зв'язку, що містить декодер [3].

Як вказано вище, під час побудови кодерів та декодерів (рис. 3.5) необхідно використовувати ФЕ, які формують набір еталонних сигналів, причому співвідношення між значеннями двох сусідніх еталонів дорівнює 2 ($1\Delta, 2\Delta, 4\Delta, \dots, 128\Delta$). Загальна ідея побудови таких пристроїв полягає у використанні одного високостабільного еталонного джерела сигналу та ланцюгу схем, які мають коефіцієнт передавання $K=1/2$ (рис. 3.6). У випадку кодування двополярних сигналів кодери мають дві схеми ФЕ для кодування додатніх та від'ємних відліків.

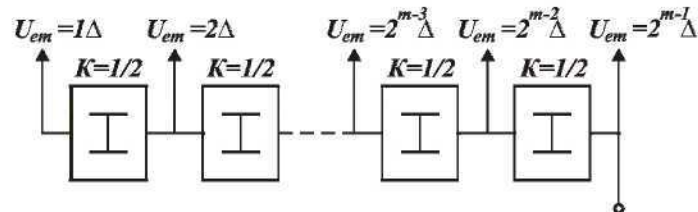


Рисунок 3.6 – Принцип формування еталонних сигналів

У ЦСП для кодування з нерівномірною шкалою квантування можуть використовуватися декілька способів.

Аналогове компандування (рис. 3.7) характеризується компресією (стисненням) динамічного діапазону сигналу перед лінійним кодуванням, і експандуванням (розширенням) динамічного діапазону сигналу після лінійного декодування. Суттєвим недоліком цього способу є нелінійні спотворення, що виникають внаслідок відмінності сумарної амплітудної характеристики системи “компресор-експандер” від лінійної.

Нелінійне кодування характеризується кодуванням сигналу в нелінійних кодерах, які поєднують функції аналого-цифрового перетворення і компресора.

Цифрове компандування (рис. 3.8) характеризується кодуванням сигналу в лінійному кодері з великим числом розрядів з подальшою нелінійною цифровою обробкою результату кодування.

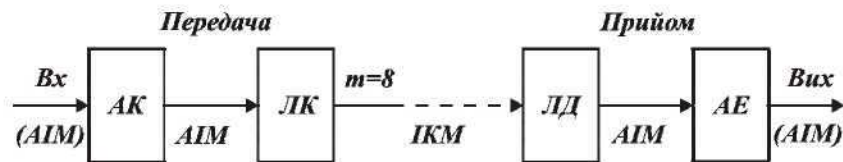


Рисунок 3.7 – Принцип аналогового компандування

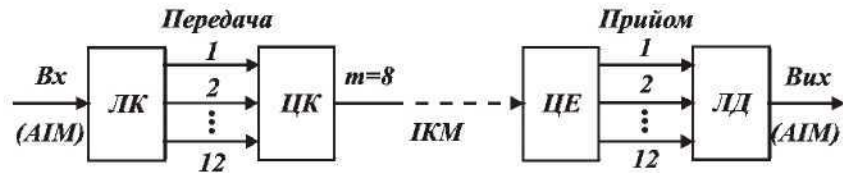


Рисунок 3.8 – Принцип цифрового компандування

Перший спосіб передбачає застосування компандерів з плавними амплітудними характеристиками, а два останні способи – із сегментованими амплітудними характеристиками.

Найбільш поширеними у ЦСП є дві логарифмічні сегментовані характеристики компресії (типів A та μ), які зручно зображати і описувати у нормованому вигляді $y = f(x)$, де $y = S_{\text{вих}} / S_{\text{обм}}$ та $y = S_{\text{вх}} / S_{\text{обм}}$:

$$y = \begin{cases} sqn(x) [A|x| / (1 + \ln A)] & \text{при } 0 \leq |x| \leq 1/A; \\ sqn(x) [(1 + \ln(A|x|)) / (1 + \ln A)] & \text{при } 1/A \leq |x| \leq 1; \end{cases} \quad (3.2)$$

$$y = sqn(x) [\ln(1 + \mu|x|) / \ln(1 + \mu)] \quad \text{при } 0 \leq |x| \leq 1, \quad (3.3)$$

де $A = 87,6$ та $\mu = 255$ - параметри компресії.

Характеристика компресії типу A використовується в ЦСП, що відповідають європейській ієрархії, а типу μ - в ЦСП, що відповідають північноамериканській ієрархії. Вказані характеристики стандартизовані та рекомендовані ITU-T G.711. Таблиці кодування /

кожної полярності сигналу). При цьому прийнято наступну нумерацію сегментів $N_c = 0, 1, \dots, 7$ та кроків квантування $N_k = 0, 1, \dots, 15$.

Кожний сегмент починається з певного рівня квантування, званого підставкою. Значення підставок і еталонів наведено в табл. 3.1. Посадження еталонів дозволяє одержати будь-який з 16-ти рівнів квантування в даному сегменті. Відомо, що 112 рівнів квантування використовуються для квантування сигналів з амплітудами $S \leq 0,5 \cdot S_{\text{макс}}$, 64 рівні для квантування сигналів з амплітудами $S \leq 0,062 \cdot S_{\text{макс}}$.

Таблиця 3.1 – Значення підставок і еталонів

N_c	Код N_c	Підставки	Еталонні сигнали				N_k	Еталонні сигнали корекції
0	000	0Δ	8Δ	4Δ	2Δ	1Δ	1Δ	0,5Δ
1	001	16Δ	8Δ	4Δ	2Δ	1Δ	1Δ	0,5Δ
2	010	32Δ	16Δ	8Δ	4Δ	2Δ	2Δ	1Δ
3	011	64Δ	32Δ	16Δ	8Δ	4Δ	4Δ	2Δ
4	100	128Δ	64Δ	32Δ	16Δ	8Δ	8Δ	4Δ
5	101	256Δ	128Δ	64Δ	32Δ	16Δ	16Δ	8Δ
6	110	512Δ	256Δ	128Δ	64Δ	32Δ	32Δ	16Δ
7	111	1024Δ	512Δ	256Δ	128Δ	64Δ	64Δ	32Δ

Крок квантування усередині кожного сегменту рівномірний, а при переході від одного сегменту до другого подвоюється, починаючи з центрального сегменту, куди входять 0-й та 1-й сегменти. При зміні кроку квантування змінюється крутизна характеристики. Зміна крутизни відбувається у вузлах характеристики.

Чотири центральні сегменти мають мінімальні та рівні між собою кроки квантування $\Delta = \Delta_{\text{мін}} = S_{\text{обм}} / (128 \cdot 16) = 2^{-11} \cdot S_{\text{обм}}$.

Для визначення кроку квантування в i -му сегменті застосовують співвідношення

$$\Delta_i = 2^{i-1} \cdot \Delta, \quad i = 2, 3, \dots, 7. \quad (3.4)$$

Отже, згідно з (3.4), максимальний крок квантування знаходиться у 7-му сегменті та дорівнює $\Delta_7 = \Delta_{\text{макс}} = 2^6 \cdot \Delta$.

Таким чином, коефіцієнт стиснення для кусково-ламаної характеристики дорівнює $\Delta_{\text{мін}} / \Delta_{\text{макс}} = 64$, а вииграш у захищеності від завад для слабких сигналів дорівнює $A_{3,\text{кв}} = 20 \lg[A / (1 + \ln A)] = 24 \text{ дБ}$.

Типову залежність захищеності від шумів квантування для характеристики $A = 87,6/13$ наведено на рис. 3.10.

Для слабких сигналів, що не виходять за межі нульового і першого сегментів здійснюється рівномірне квантування з мінімальним кроком Δ і $A_{3,\text{кв}}$ збільшується із зростанням p_c .

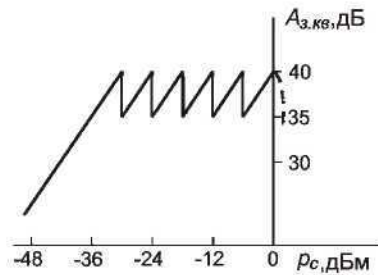


Рисунок 3.10 – Залежність $A_{3,\text{кв}} = f(p_c)$

При переході до другого сегменту крок квантування збільшується в 2 рази, тобто стає рівним, унаслідок чого $A_{3,\text{кв}}$ різко зменшується, а потім у межах даного сегменту зростає зі зростанням p_c , оскільки усередині сегменту здійснюється рівномірне квантування. Такий характер зміни $A_{3,\text{кв}}$ спостерігається і при

переході до всіх наступних сегментів.

Захищеність від завад для слабких сигналів у випадку компресії за законом $\mu = 255/15$ дорівнює $A_{3,\text{кв}} = 20 \lg[\mu / (1 + \ln \mu)] = 30 \text{ дБ}$.

Кодування відліку здійснюється за вісім тактів і включає три основні етапи:

- а) визначення і кодування полярності вхідного сигналу X_1 (такт #1);
- б) визначення і кодування номера сегменту (зони) $X_2 X_3 X_4$, в якому знаходиться кодований відлік (такти #2 - 4);

в) визначення і кодування номера рівня квантування $X_5 X_6 X_7 X_8$, що відповідає амплітуді кодованого відліку (такти #5 - 8).

Розглянемо процес кодування відліку позитивної полярності з амплітудою $S_{вх} = 0,2 \cdot S_{\max}(410\Delta)$ за допомогою цифрового компандування (рис. 3.11).

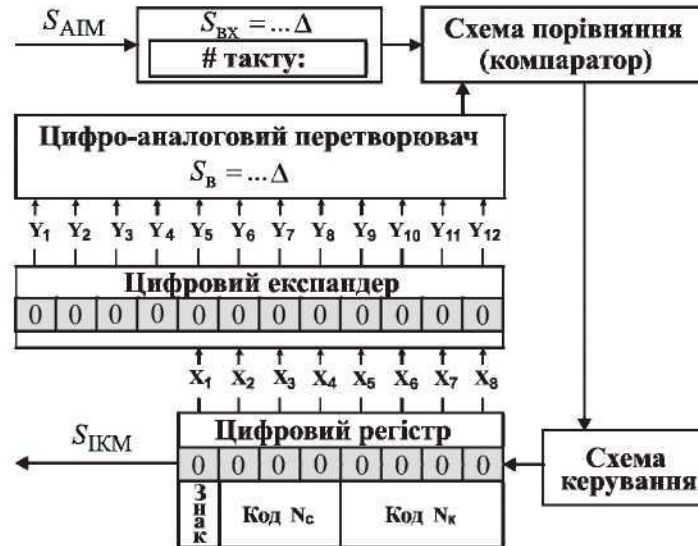


Рисунок 3.11 – Структурна схема кодера, що працює за принципом цифрового компандування

Перед початком кодування виходи регістра послідовних наближень $X_1 \dots X_8$ знаходяться у стані "0" і значення відновленого за допомогою ЦАП сигналу $S_{в} = 0$.

Такт #1: Цикл кодування починається із встановлення першого розряду X_1 регістру у стан "1". При цьому відновлений сигнал на виході ЦАП $S_{в} = 0$. Оскільки $S_{вх} > S_{в}$ (відлік додатній), у першому такті кодування сигнал на виході компаратору (СП) $S_{вих} = 1$.

Такт #2: Оскільки $S_{\text{вих}} = 1$, СК зберігає стан "1" першого розряду. На цьому закінчується перший етап кодування, у якому визначена та закодована полярність відліку. Починається другий етап кодування – визначення та кодування номеру сегмента, у якому знаходиться амплітуда відліку (рис. 3.12, товста ламана лінія). Оскільки $X_1 = 1$, то до схеми приєднується ФЕ₁. СК переводить у стан "1" вихід X_2 регістру. В результаті на вхід СП подається відновлений сигнал $S_{\text{в}} = 128\Delta$. Оскільки $S_{\text{вх}} > S_{\text{в}}$, то на другому такті сигнал на виході компаратору $S_{\text{вих}} = 1$.

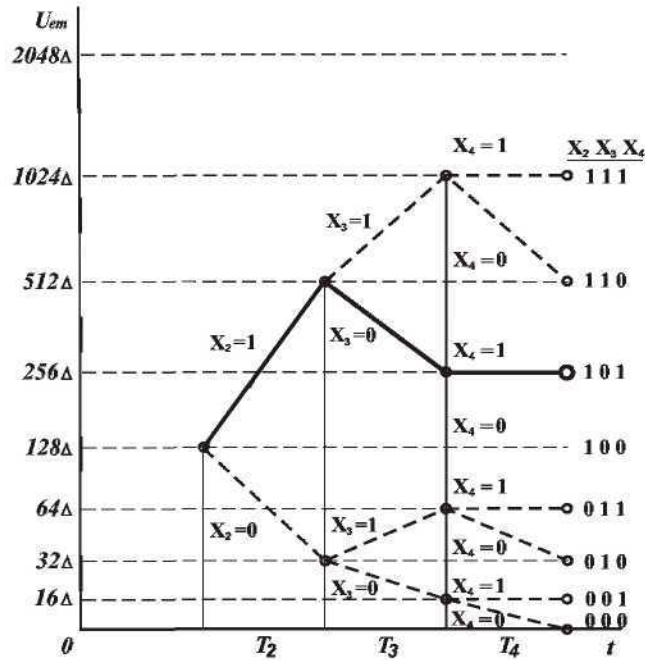


Рисунок 3.12 – Алгоритм формування коду номера сегменту

Такт #3: Оскільки $S_{\text{вих}} = 1$, СК зберігає стан "1" другого розряду регістру. Підставка 128Δ знімається і у стан "1" переводиться вихід X_3 регістру. В результаті на вхід СП подається $S_{\text{в}} = 512\Delta$.

Оскільки $S_{\text{вх}} < S_{\text{в}}$, то у третьому такті сигнал на виході компаратору $S_{\text{вих}} = 0$.

Такт #4: Оскільки $S_{\text{вих}} = 0$, СК змінює стан виходу X_3 регістру з "1" на "0". У стан "1" переводиться вихід X_4 регістру та на вхід компаратору подається $S_{\text{в}} = 256\Delta$. Оскільки $S_{\text{вх}} > S_{\text{в}}$, то у четвертому такті кодування сигнал на виході компаратору $S_{\text{вих}} = 1$.

Такт #5: Оскільки $S_{\text{вих}} = 1$, СК зберігає стан "1" розряду X_4 регістру. На цьому закінчується другий етап кодування. Виходи $X_2...X_4$ регістру знаходяться у стані 101, тобто у двійковому коді визначають п'ятий сегмент, у межах якого знаходиться амплітуда відліку, що кодується. Починається третій етап кодування – визначення та кодування номеру рівня квантування усередині сегменту. У стан "1" переводиться вихід X_5 регістру, і до еталонного сигналу 256Δ додається еталонний сигнал 128Δ . Сумарний відновлений сигнал на вході компаратору складає $S_{\text{в}} = 384\Delta$. Оскільки $S_{\text{вх}} > S_{\text{в}}$, то сигнал на виході компаратору $S_{\text{вих}} = 1$.

Такт #6: Оскільки $S_{\text{вих}} = 1$, стан "1" на виході X_5 регістру зберігається. У стан "1" переводиться вихід X_6 регістру, і до еталонного сигналу 384Δ додається еталонний сигнал 64Δ . Сумарне значення відновленого сигналу складає $S_{\text{в}} = 448\Delta$. Оскільки $S_{\text{вх}} < S_{\text{в}}$, то сигнал на виході компаратору $S_{\text{вих}} = 0$.

Такт #7: Оскільки $S_{\text{вих}} = 0$, стан на виході X_6 регістру змінюється з "1" на "0", що визначає відключення еталонного сигналу 64Δ . У стан "1" переводиться вихід X_7 регістру, і до еталонного сигналу 384Δ додається еталонний сигнал 32Δ . Сумарне значення відновленого сигналу складає $S_{\text{в}} = 416\Delta$. Оскільки $S_{\text{вх}} < S_{\text{в}}$, то сигнал на виході компаратору $S_{\text{вих}} = 0$.

Такт #8: Оскільки $S_{\text{вих}} = 0$, стан на виході X_7 регістру змінюється з "1" на "0", що визначає відключення еталонного сигналу 32Δ . У стан "1" переводиться вихід X_8 регістру, і до еталонного сигналу 384Δ додається еталонний сигнал 16Δ . Сумарне значення

відновленого сигналу складає $S_{\text{в}} = 400\Delta$. Вихідний сигнал компаратору $S_{\text{вих}} = 1$, тому стан "1" виходу X_8 регістру зберігається. На цьому закінчується третій етап кодування. Виходи $X_5 \dots X_8$ регістру знаходяться у стані 1001, що у двійковому коді вказує на 9-й рівень квантування усередині 5-го сегменту.

Отже, відлік з амплітудою $S_{\text{вх}} = 0,2 \cdot S_{\text{макс}}$ закодований 8-ми розрядною кодовою комбінацією, яка вказує, що кодований відлік має додатню полярність, відповідає 89 рівню квантування та має вагу 400Δ (рис. 3.9).

Далі визначається помилка квантування

$$\xi_{\text{кв}} = 410\Delta - 400\Delta = 10\Delta.$$

Як було зазначено вище, важливим елементом під час кодування з нерівномірною шкалою квантування виступає цифровий експандер/компресор (див., наприклад, рис. 3.12).

Цифровий експандер (ЦЕ) перетворює 8-ми розрядні нелінійні кодові комбінації $X_1 \dots X_8$ у 12-ти розрядні кодові комбінації ($Y_1 \dots Y_{12}$) натурального двійкового коду. Таким чином, ЦЕ є дешифратором і забезпечує необхідну нелінійність характеристик компандування.

Вхідні дані ЦЕ:

- а) номер сегменту ($X_2 \dots X_4$);
- б) номер рівня квантування усередині сегменту ($X_5 \dots X_8$).

Робота ЦЕ проходить наступним чином. Перший розряд X_1 переписується без змін у Y_1 і є носієм інформації про полярність сигналу, а чотири символи $X_5 \dots X_8$ (номер рівня квантування усередині сегменту), і один символ (підставка), розташований ліворуч старшого розряду, переміщуються по розрядах вихідних кодових комбінацій ЦЕ ($Y_2 \dots Y_{12}$) залежно від номера сегменту ($X_2 \dots X_4$). Таблиця 3.2 являє собою таблицю істинності ЦЕ і визначає алгоритм перетворення 8-розрядного коду у 12-розрядний код.

Таблиця 3.2 – Таблиця істинності ЦЕ

N _c	Входи ЦЕ								Виходи ЦЕ											
	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	Y ₁	Y ₂	Y ₃	Y ₄	Y ₅	Y ₆	Y ₇	Y ₈	Y ₉	Y ₁₀	Y ₁₁	Y ₁₂
0	X	0	0	0	X	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈
1	X	0	0	1	X	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈
2	X	0	1	0	X	X	X	X	X	0	0	0	0	0	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	0
3	X	0	1	1	X	X	X	X	X	0	0	0	0	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	0	0
4	X	1	0	0	X	X	X	X	X	0	0	0	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	0	0	0
5	X	1	0	1	X	X	X	X	X	0	0	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	0	0	0	0
6	X	1	1	0	X	X	X	X	X	0	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	0	0	0	0	0
7	X	1	1	1	X	X	X	X	X	1	X ₅	X ₆	X ₇	X ₈	0	0	0	0	0	0

Нелінійне декодування здійснюється аналогічно лінійному, але при визначенні величини S_{AIM} з метою зменшення помилки квантування до декодованого сигналу додається напруга вдвічі менша за крок квантування.

$$S_{AIM} = \begin{cases} U_{emi} + X_5 8\Delta_i + X_6 4\Delta_i + \\ + X_7 2\Delta_i + X_8 \Delta_i + 0,5\Delta_i, & \text{якщо } X_1 = 1; \\ -(U_{emi} + X_5 8\Delta_i + X_6 4\Delta_i + \\ + X_7 2\Delta_i + X_8 \Delta_i + 0,5\Delta_i,) & \text{якщо } X_1 = -1, \end{cases} \quad (3.5)$$

де U_{emi} - еталонна напруга, яка відповідає нижній межі i -го сегменту; Δ_i - крок квантування в i -му сегменті.

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Ознайомитися з особливостями будови та принципами роботи пристроїв кодування / декодування з рівномірною та нерівномірною шкалою квантування.
2. Вивчити особливості характеристик типу A та μ .
3. Запустити програму "DTS", відкрити розділ "Практичне заняття №3", а далі підрозділ "Опис кодуючих та декодуючих пристроїв".

4. Провести моделювання кодування відліку позитивної полярності з амплітудою $S_{\text{вх}} = (300 + n) \cdot \Delta$ – для непарних n та $S_{\text{вх}} = (500 + n) \cdot \Delta$ – для парних n (n - номер студента у журналі). Навести алгоритм кодування на кожному такті. Визначити помилку квантування.
5. Ввійти до підрозділу “Самоконтроль по цифровому експандеру” та відповісти на запитання програми.
6. Відповісти на контрольні запитання.
7. Оформити звіт.

Вміст звіту

1. Мета роботи.
2. Результати моделювання.
3. Відповіді на контрольні запитання.
4. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. За допомогою яких процедур можливе перетворення аналогового сигналу до цифрового?
2. Навести основні характеристики операції квантування.
3. Навести принципові відмінності рівномірного та нерівномірного квантування.
4. Пояснити що собою являє компандер та яке його призначення?
5. Які способи можуть використовуватися у ЦСП для кодування з нерівномірною шкалою квантування?
6. Розкрити принцип дії кодерів виважувального типу.
7. Навести принципові відмінності логарифмічних характеристик компресії за законами A та μ .
8. Визначити кодову комбінацію, що буде сформована на виході нелінійного кодера з характеристикою компресії $A = 87,6/13$, якщо на вхід кодера подано додатній відлік з амплітудою, яка відповідає k -му кроку квантування у 7-му сегменті (k - сума цифр номеру студента у журналі).
9. Розрахувати амплітуду АІМ відліку на виході лінійного декодера виважувального типу, якщо на вхід декодера надходить кодова

комбінація, яку наведено у табл. 3.3 (n - номер студента у журналі). Аналогічний розрахунок провести і для випадку нелінійного декодера.

10. Пояснити що собою являє цифровий експандер та яке його призначення?

Таблиця 3.3 – Варіанти кодових комбінацій

n	Кодова комбінація	n	Кодова комбінація	n	Кодова комбінація
1	00001111	11	10001001	21	00001100
2	10011000	12	00010001	22	10011010
3	10101101	13	00101010	23	10100001
4	00111010	14	10111111	24	00110101
5	11000001	15	01000111	25	11001101
6	11011110	16	01011000	26	01011011
7	11100010	17	01101110	27	11100011
8	01111111	18	11110111	28	11110111
9	10001010	19	00001110	29	10000110
10	10011011	20	10011101	30	00011001

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Левин Л. С., Плоткин М. А. Цифровые системы передачи информации. М.: Радио и связь, 1982. – 216 с.
2. Сухман С.М., Бернов А.В., Шовкопляс Б.В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. - М: Эко – трендз, 2003. – 260 с.: ил.
3. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов / В. И. Иванов, В. Н. Гордиенко, Г. Н. Попов и др.; Под ред. В. И. Иванова. - 2-е изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2003. -232 с.
4. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети SDH. – М.: Эко-Трендз, 1997.-148 с.
5. Бакланов И.Г. Технологии измерений первичной сети. Ч. 1. Системы E1, PDH, SDH. – М.: Эко-Трендз, 2000.-142с.
6. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы много-канальной связи: Учебное пособие для вузов связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.: ил.
7. Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов / Н. Н. Баева, В. Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др.; Под ред. Н. Н. Баевой и В. Н. Гордиенко. - М.: Радио и связь, 1997. – 560 с.
8. Системы радиосвязи: Учебник для вузов / Н.И. Калашников, Э.И. Крупицкий, И.Л. Дороднов, В.И. Носов; Под ред. Н.И. Калашникова, - М.: “Радио и связь”, 1988. – 352с.: ил.
9. Шмалько А.В. Цифровые сети связи: основы планирования и построения. - М.: Эко-Трендз, 2001. – 282с.
10. Кунегин С.В. Системы передачи информации. Курс лекций. – М.: в/ч 33965, 1997.

Додаток А

Таблиця кодування / декодування для ІКМ - перетворювання за
законом $\mu = 255$

Діапазон вхідних амплітуд	Розмір кроку	Код сегмента	Код кроку квантування	Номер кової комбінації	Амплітуда на виході декодера
0-1	1		0000	0	0
1-3	2	000	0001	1	2
3-5			0010	2	4
⋮			⋮	⋮	⋮
29-31			1111	15	30
31-35	4	001	0000	16	33
⋮			⋮	⋮	⋮
91-95			111	31	93
95-103	8	010	0000	32	99
⋮			⋮	⋮	⋮
215-223			1111	47	219
223-239	16	011	0000	48	231
⋮			⋮	⋮	⋮
463-479			111	63	471
479-511	32	100	0000	64	495
⋮			⋮	⋮	⋮
959-991			1111	79	975
991-1055	64	101	0000	80	1023
⋮			⋮	⋮	⋮
1951-2015			1111	95	1983
2015-2143	128	110	0000	96	2079
⋮			⋮	⋮	⋮
3935-4063			1111	111	3999
4063-4319	256	111	0000	112	4191
⋮			⋮	⋮	⋮
7903-8153			1111	127	8031

Таблиця кодування / декодування для ІКМ - перетворювання за
законом $A = 87,6$

Діапазон вхідних амплітуд	Розмір кроку	Код сегмента	Код кроку квантування	Номер кової комбінації	Амплітуда на виході декодера
0-2	1	000	0000	0	1
2-4			0001	1	3
⋮			⋮	⋮	⋮
30-32			1111	15	31
32-34	2	001	0000	16	33
⋮			⋮	⋮	⋮
62-64			1111	31	63
64-68	4	010	0000	32	66
⋮			⋮	⋮	⋮
124-128			1111	47	126
128-136	8	011	0000	48	132
⋮			⋮	⋮	⋮
248-256			1111	63	252
256-272	16	100	0000	64	264
⋮			⋮	⋮	⋮
496-512			1111	79	504
512-544	32	101	0000	80	528
⋮			⋮	⋮	⋮
992-1024			1111	95	1008
1024-1088	64	110	0000	96	1056
⋮			⋮	⋮	⋮
1984-2048			1111	111	2016
2048-2176	128	111	0000	112	2112
⋮			⋮	⋮	⋮
3968-4096			1111	127	4032