

Міністерство транспорту та зв'язку України  
Державний департамент з питань зв'язку та інформатизації

**ОДЕСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ ЗВ'ЯЗКУ ім. О.С. Попова**

*Кафедра документального електрозв'язку*

*М. В. Захарченко, Є. М. Рудий*

# **ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПРИСТРОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

Модуль 2

Спряження апаратури з лініями зв'язку, реєстрація,  
синхронізація, скремблювання та мультиплексування

Частина 1

Навчальний посібник  
для освітньо-професійної підготовки бакалаврів  
за напрямом вищої освіти 0924 – Телекомунікації  
спеціальностей 7.092401, 7.092402, 6.092501

Затверджено  
методичною радою академії  
Протокол № 4  
від 7 листопада 2006 р.

Одеса  
2007

**УДК 534.78:621.39**

План НМВ 2006/2007 уч. р.

Навчальний посібник розробили автори **М.В. Захарченко, Є.М. Рудий** Функціональні пристрої телекомунікаційних систем. – Модуль 2: Спряження апаратури з лініями зв'язку, реєстрація, синхронізація, скремблювання та мультиплексування: Учбовий посібник. – Одеса: ВЦ ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2007. – 76 с.

Розглянуті методи спряження апаратури з лініями зв'язку, реєстрації, синхронізації, скремблювання та мультиплексування сигналів.

Призначено для студентів.

Табл. 3, рис. 54, бібліогр. 8 назв.

Навчальний посібник розглянуто і  
ухвалено на засіданні кафедри  
документального електрозв'язку. Про-  
токол № 1  
від 28 серпня 2006 р.

## ЗМІСТ

<b>ПЕРЕДМОВА</b>	4
<b>1 СПРЯЖЕННЯ АПАРАТУРИ З ЛІНІЯМИ ЗВ'ЯЗКУ</b>	9
1.1 Функціональні вузли електрозв'язку	9
1.2 Пристрої підключення до лінії зв'язку	10
1.3 Протоколи фізичного рівня	11
1.4 Захист від шкідливих впливів	16
1.5 Дистанційне живлення лінійного блока	19
1.6 Коректування характеристик	20
1.6.1 Амплітудно-частотні характеристики	21
1.6.2 Фазочастотні характеристики	24
1.6.3 Часові характеристики	26
1.7 Розподіл напрямків передачі сигналів	28
<b>2 РЕЄСТРАЦІЯ ТА РЕГЕНЕРАЦІЯ СИГНАЛІВ</b>	36
2.1 Спотворення	36
2.2 Реєстрація	38
2.3 Регенерація	43
<b>3 СИНХРОНІЗАЦІЯ</b>	46
3.1 Поелементна синхронізація	49
3.2 Циклова синхронізація	57
3.3 Обчислення параметрів пристроїв синхронізації	59
<b>4 СКРЕМБЛЮВАННЯ ТА МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ</b>	64
4.1 Скремблювання	64
4.2 Дисперсія дискретних складових в спектрі завадних сигналів	67
4.3 Мультиплексування	72
<b>Список використаної літератури</b>	75

## ПЕРЕДМОВА

Мета дисципліни – формування умінь та знань стосовно функціональних пристроїв телекомунікаційних систем.

Дисципліна складається з двох модулів:

**модуль 1** – Проблеми стиснення інформаційних сигналів (лекцій – 16 год.; практичних занять – 8 год.; лабораторних робіт – 8 год.; самостійна робота – 32 год.; всього – 64 год.);

**модуль 2** – Спряження апаратури з лініями зв'язку, реєстрація, синхронізація, скремблювання та мультиплексування (лекцій – 18 год.; практичних занять – 8 год.; лабораторних робіт – 10 год.; самостійна робота – 36 год.; всього – 72 год.).

Для засвоєння змісту дисципліни «Функціональні пристрої телекомунікаційних систем» необхідно забезпечити набуття таких знань і вмінь:

1) вміти розкласти функцію в степеневі ряди й ряди Фур'є («Вища математика», модуль 4);

2) знати основні характеристики електричних фільтрів («Теорія електричних кіл та сигналів», модуль 6);

3) знати ряди Фур'є в комплексній формі («Теорія електричних кіл та сигналів», модуль 3);

4) знати випадкові електричні сигнали та їхній математичний опис («Теорія електричного зв'язку», модуль 2);

5) знати теорему і ряд В. О. Котельникова, застосування в теорії зв'язку («Теорія електричного зв'язку», модуль 1).

№ тижня	Тематика та зміст двогодинних лекцій, додатковий матеріал для самостійного вивчення	Література з теми
1	Пристрої підключення до лінії. Протоколи фізичного рівня	1, с. 2...9
2	Захист від шкідливих впливів. Характеристики кіл стиків	1, с. 21...36
3	Основні елементи схемотехнічного захисту. Дистанційне живлення лінійного блоку.	1, с. 9...21
4	Корекція амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик. Зв'язок між швидкістю передачі та смугою частот каналу зв'язку	2, с. 165...253
5	Розподіл напрямків передачі. Ехокомпенсатори	2, с. 227...239
6	Реєстрація та регенерація. Порівняння методів реєстрації	2, с. 33...42
7	Тактова синхронізація	2, с. 334...347
8	Групова та циклова синхронізація	2, с. 347...352
9	Скремблювання. Мультиплексування	2, с. 239...253

## Література

1 Интерфейсы и стыки систем передачи дискретных сигналов: Метод. рук. к самост. раб. – Одесса: ОЭИС, 1987. – 38 с.

2 Передача дискретных сообщений: Учебник для вузов, /В.П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман и др.; Под ред. В.П. Шувалова. – М.: Радио и связь, 1996. – 464 с.

### **Вправи**

- 1 Вивчення каналного та перетворювальних стиків.
- 2 Основні параметри каналу тональної частоти.
- 3 Розрахунок основних параметрів регенератора.
- 4 Скремблювання та мультиплексування.

### **Лабораторні роботи**

- 1 Дослідження каналу тональної частоти (2 год.).
- 2 Дослідження моделі модема з ехокомпенсатором (4 год.).
- 3 Дослідження ітераційного алгоритму настроювання коректора (4 год.).

### **Методичні вказівки та керівництва з практичних та лабораторних занять**

1 Интерфейсы и стыки систем передачи дискретных сигналов: Метод. рук. к самост. работе, сост. Н.В. Захарченко, В.Г. Кононович – Одесса: ОЭИС, 1987. – 38 с.

2 Моделирование характеристик канала тональной частоты: Метод. рук. к лаб. работе, сост. Б.С. Владишевский – Одесса: УГАС, 2001. – 16 с.

3 Исследование демонстрационной модели модема по Рекомендации V.32 bis с эхокомпенсаторным разделением направлений передачи и приема: Метод. рук. к лаб. работе, сост. Г.Т. Фомина – Одесса: УГАС, 2001. – 15 с.

4 Итерационный алгоритм настройки гармонического корректора методом покоординатного спуска: Метод. рук. к лаб. работе, сост. Г.Т. Фомина – Одесса: УГАС, 2001. – 15 с.

### **Перелік знань та вмінь, яких має набути студент в процесі вивчення матеріалу даного модуля**

1 Вміти контролювати технічний стан та амплітудно-частотні характеристики з'єднувальних ліній з метою виявлення погіршення параметрів якості за допомогою штатного обладнання, використовуючи типові інструкції, знання принципів функціонування обладнання мереж зв'язку.

2 Вміти оперативно відновлювати функціонування з нормативною якістю системи регенерації та скремблювання сигналів, системи синхронізації, використовуючи знання нормативної бази.

3 Вміти виконувати особисто чи у групі фахівців паспортизацію з'єднувальних ліній мереж зв'язку, систем регенерації та скремблювання, систем синхронізації, використовуючи вимірювальні засоби та програми контролю.

4 Вміти монтувати й налагоджувати особисто чи з групою фахівців з'єднувальні лінії, системи регенерації та скремблювання, системи синхронізації, використовуючи технічну документацію і знання принципів дії обладнання.

5 Вміти під керівництвом провідного фахівця виконувати обчислення необхідних параметрів при проектуванні з'єднувальних ліній, систем регенерації та скремблювання, систем синхронізації, використовуючи технічну, наукову й додаткову літературу та знання принципів дії проектного обладнання.

**Тести для перевірки знань та вмінь обов'язкової частини програми модуля, а також для ректорської та галузевої перевірок**

Доповнити твердження:

- 1 Лінії зв'язку захищають від перевантажень, спричинених .....
- 2 Апаратуру зв'язку захищають від перевантажень, спричинених ....
- 3 Основними елементами схемотехнічного захисту від перевантажень є...
- 4 Опір варисторів ... за збільшення напруги.
- 5 Спад вершини імпульсу зумовлено ...
- 6 Затягування фронту імпульсу зумовлено ...
- 7 Малі фазові спотворювання ... сприймаються слухом людини.
- 8 Величина групового часу проходження має розмірність ...
- 9 Фазові коректори коректують ... спотворювання.
- 10 Гармонічні коректори коректують ...
- 11 Для з'єднання абонентської двопровідникової системи передачі з чотирьохпроводниковою застосовують ... системи.
- 12 Для зменшення помітності ехо використовують ...
- 13 Розподіл напрямків передачі виконується за рахунок ... розподілу напрямків передачі.
- 14 При розподілі напрямків передачі використовується ... модуляція.
- 15 Диференційна система використовується для ... напрямків передачі.
- 16 Ближній ехо-сигнал виникає за рахунок ...
- 17 Дальній ехо-сигнал виникає за рахунок ...
- 18 Процес відновлення початкової форми й ширини імпульсу називають ...
- 19 Змінювання довжин значущих інтервалів відносно переданих називають ... спотвореннями.
- 20 Коли одиничний імпульс в процесі передачі перетворюється на кілька коротких імпульсів, таке спотворення називають ...
- 21 За реєстрацією методом стробування вид елемента («0» чи «1») визначається на підставі аналізу імпульсу в ... одиничного інтервалу.
- 22 За реєстрацією інтегральним методом стробувальний імпульс надходить в ... одиничного інтервалу.
- 23 Найменша похибка спостерігатиметься тоді, коли за реєстрацією стробуванням оцінка імпульсу провадиться в ... значущого інтервалу.
- 24 Величина максимального зміщення значущого моменту, за якого ще можливий правильний прийом, називається ... здатністю приймача.

- 25 За крайових спотворень для реєстрації сигналів більш доцільно використовувати метод ... .
- 26 При дробленні доцільніше використовувати для реєстрації ... метод.
- 27 Висновок щодо того, який імпульс прийнято при інтегральному методі реєстрації, роблять в ... значущого інтервалу.
- 28 Встановлення та підтримання певних часових співвідношень поміж двома й більше процесами називають ... .
- 29 Поелементна синхронізація забезпечує правильне виділення ... .
- 30 Групова синхронізація забезпечує правильне виділення ... .
- 31 Циклова синхронізація забезпечує правильне виділення ... .
- 32 Доцільно виділяти сигнали підстроювання частоти тактового генератора з ... послідовності прийнятих сигналів.
- 33 За стартової передачі кожна кодова комбінація починається ... елементом.
- 34 За стартової передачі кожна кодова комбінація завершується ... елементом.
- 35 Просте закриття інформаційної передачі забезпечує ... .
- 36 У скремблерах використовують суматор за модулем ... .

### **Тести для більш поглибленого вивчення програми**

1 Запишіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Стик пристрою передачі це:

- 1) вхід сигналу даних;
- 2) вихід сигналу даних;
- 3) місце об'єднання пристроїв передачі.

2 Запишіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Рекомендацію МККТТ V.28 призначено для апаратури зі швидкістю передачі:

- 1)  $\leq 64$  кбіт/с;
- 2)  $\leq 32$  кбіт/с;
- 3)  $\leq 128$  кбіт/с;
- 4)  $\leq 20$  кбіт/с;
- 5)  $\leq 1$  Мбіт/с.

3 Запишіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді. Рекомендацію МККТТ V.11/X.27 призначено для апаратури зі швидкістю передачі.

- 1)  $\leq 64$  кбіт/с;
- 2)  $\leq 10$  Мбіт/с;
- 3)  $\leq 100$  кбіт/с;
- 4)  $\leq 100$  Мбіт/с;
- 5)  $\leq 128$  кбіт/с.

4 Доповніть твердження: Струм блискавки може сягати значень ...

5 Доповніть твердження: Тривалість розряду блискавки може сягати значення ... .

6 Доповніть твердження: Внаслідок перехідних процесів в мережі 220 В можливі перевантаження до ... .

7 Доповніть твердження: Статичні заряди, генеровані тілом людини, можуть сягати ... .

8 Доповніть твердження: Амплітудно-частотні спотворювання оцінюються в ... .

9 Доповніть твердження: Фазочастотні спотворювання оцінюються ...

10 Доповніть твердження: Для зменшення величини дискретних складових заважаючих сигналів, які є в спектрі частотномодульованих сигналів, використовуються сигнали ... .



## 1 СПРЯЖЕННЯ АПАРАТУРИ З ЛІНІЯМИ ЗВ'ЯЗКУ

### 1.1 Функціональні вузли електрозв'язку

Схему з'єднання двох користувачів наведено на рис. 1.1.

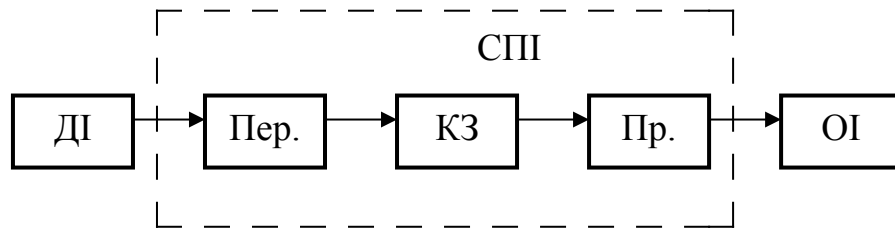


Рисунок 1.1 – Схема з'єднання двох користувачів:

ДІ – джерело інформації; Пер. – передавач; КЗ – канал зв'язку; Пр. – приймач;  
ОІ – одержувач інформації; СПІ – система передачі інформації

Один з користувачів є джерелом інформації, а другий – одержувачем інформації. Під **інформацією** розуміють різноманітні повідомлення, які по системі передачі інформації надходять до одержувача інформації. Ці повідомлення можуть розподілятися, перетворюватися, зберігатися чи безпосередньо використовуватися.

**Повідомлення** є формою представлення інформації. Одні й ті самі повідомлення може бути подано в різноманітних формах: словах, цифрах, графіках. Одержувачами інформації можуть бути як люди, так і всілякі пристрої: ЕОМ, автоматичні лінії цехів підприємств, роботи. Інформація може передаватися безпосередньо, поштою, лініями зв'язку.

Під **інформацією** розуміють зазвичай нові дані про навколишній світ. Тому старий і відомий анекдот несе нульову інформацію. Коли академік і учень другого класу середньої школи читають підручник з вищої математики, то вони одержують надто замало нової інформації. Академік у підручнику не віднаходить нічого нового для себе, а учень, читаючи підручник, майже нічого не розуміє.

Інформація може бути особистою, спеціальною та масовою. **Особиста** інформація стосується однієї людини чи групи людей. До **спеціальної** інформації відносять: науково-технічну, ділову, виробничу, економічну. **Масова** інформація розповсюджується за допомогою газет, радіо й телебачення.

Кількість інформації залежить від імовірностей з'яви повідомлень. Чим менше ймовірність з'яви тих чи інших повідомлень, тим більше інформації мають ці повідомлення. Найчастіше в якості одиниці вимірювання інформації використовують **біти**.

Якщо передають каналом зв'язку всілякі символи і ймовірність передачі одного символу є  $P$ , то обсяг інформації  $I$  в бітах, який припадає на один символ, обчислюється як

$$I = \log_2 \frac{1}{P} = -\log_2 P. \quad (1.1)$$

Зауважимо, що кількість інформації не може бути від'ємним числом, а завжди є додатне число, оскільки  $P \leq 1$ .

**Сигнал** – матеріальний носій повідомлень. Розрізняють *звукові, світлові, електричні, магнітні, електромагнітні* та *механічні* сигнали. Сигнали можуть бути *неперервними* та *дискретними, періодичними й неперіодичними*. В техніці зв'язку найчастіше використовують неперервний сигнал неперервного часу (*аналоговий* сигнал) та дискретний сигнал дискретного часу (*дискретний* сигнал). Аналоговий сигнал може мати, в певних межах, будь-яке значення якого завгодно моменту часу. Дискретний сигнал набирає лише певних (дискретних) значень певних (дискретних) моментів часу. Періодичні сигнали повторюються через певний відрізок часу, який називають *періодом*.

**Швидкістю передачі** інформації називають середню кількість інформації, яка передається за одиницю часу. Вимірюється швидкість передачі інформації в бітах на секунду (біт/с), кілобітах на секунду (кбіт/с), мегабітах на секунду (Мбіт/с).

**Пропускною здатністю** каналу зв'язку називають найбільше значення швидкості передачі інформації каналом зв'язку.

Кожний з елементів системи передачі інформації повинен мати певні властивості, щоби забезпечити задану якість передачі інформації та фізичне спраження окремих вузлів обладнання. При цьому зв'язок може бути спрямовано в одному напрямку (симплексний режим) або у двох напрямках (дуплексний режим). В необхідних випадках провадиться корекція характеристик обладнання та відновлюються певні параметри сигналів з метою досягнення стандартних значень. В системі передачі виконують об'єднання (мультиплексування) та розподіл (демультиплексування) окремих інформаційних потоків. Стабільність виконання операцій об'єднання та розподілу окремих інформаційних потоків забезпечується системою синхронізації й необхідною стабільністю частот передавального та приймального обладнання.

В разі використання каналів зв'язку, які дорого коштують, або існують інші обмеження щодо швидкості цифрового потоку, застосовують обладнання, котре усуває надлишковість сигналів. Зменшення надлишковості сигналів завжди супроводжується завадами. Але не всі завади сприймаються вухом та оком людини. Тому існує технічна можливість створювання високоякісних систем передачі інформації з малою швидкістю цифрового потоку. В цих системах зменшення швидкості цифрового потоку досягається за рахунок усунення надлишковості сигналів.

## 1.2 Пристрої підключення до ліній зв'язку

Від способу підключення до ліній зв'язку залежить ефективність використання обладнання. При цьому треба забезпечувати гальванічне розв'язування, якщо підключення відбувається за допомогою металевого кабелю. Для гальванічного розв'язування використовують трансформатори й оптрони, що сприяє підвищенню завадостійкості обладнання й надає можливість забезпечування дистанційного живлення, що буде розглядатиметься пізніше.

Багато забезпечити оптимальний спосіб передачі лінією зв'язку та узгодження лінії з обладнанням. Це забезпечується стиком С1 (рис. 1.2).

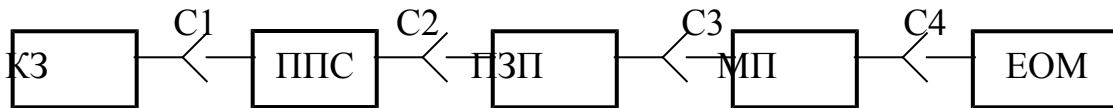


Рисунок 1.2 – Стики:

КЗ – канал зв'язку; ППС – пристрій перетворювання сигналів; ПЗП – пристрій захисту від помилок; МП – мультиплексор; ЕОМ – електронно-обчислювальна машина; С1 – каналний стик; С2 – перетворювальний стик; С3 – захисний стик; С4 – мультиплексорний стик

**Стиком** називають фізичну реалізацію пристроїв введення-виведення інформації. Власне пристрої введення-виведення інформації ще називають **інтерфейсами**. Залежно від пристроїв стики мають такі назви: каналний (С1), перетворювальний (С2), захисний (С3), мультиплексорний (С4).

Через каналний стик С1 здійснюється взаємодія поміж каналом зв'язку та пристроєм перетворювання сигналів, який інколи називають **модемом**. За допомогою стику С1 забезпечується обмежування середньої потужності сигналів, узгоджування обладнання за спектром використовуваних сигналів та за вхідним опором. Якщо обладнання є узгоджене за вхідним опором, то при цьому, по-перше, від джерела сигналів відбирається максимальна потужність сигналів, а, по-друге, не відбувається відбиття сигналів від кінця з'єднувальної лінії, що може призвести до виникнення додаткових завад.

Вимоги до стиків уніфіковано згідно з міжнародними угодами та національними стандартами. Перетворювальний стик С2 зумовлює кола та параметри обміну поміж обладнанням перетворюваних сигналів та пристроями захисту від помилок, а захисний стик С3 – кола та параметри обміну поміж пристроями захисту від помилок і мультиплексорами. Обмеження та вимоги до кіл обміну поміж мультиплексорами та ЕОМ викладено в нормативній документації мультиплексорного стику С4.

### 1.3 Протоколи фізичного рівня

Стандарти на параметри каналного стику С1 об'єднані у вигляді протоколів фізичного рівня, які стандартизують механічні, електричні, функціональні та процедурні засоби встановлювання, підтримування й роз'єднування фізичних з'єднань. Фізичне середовище, за допомогою якого виконують з'єднання, може складатися з прямих з'єднань (електричний кабель, оптична лінія зв'язку, радіолінія) та обладнання вузлів зв'язку. Для кожного фізичного середовища ухвалено окремий протокол і обумовлено параметри інтерфейсів.

Механічні характеристики протоколів фізичного рівня визначають конструктивні особливості з'єднувачів та кріплення, схему розташовування контактів, відповідність кіл обміну контактам з'єднувачів. Нижче наведено деякі механічні характеристики чотирьох протоколів фізичного рівня, стандартизованих МСЕ (Міжнародним Союзом електрозв'язку).

ISO 2110 “Передача даних. 25-контактний з’єднувач інтерфейсу КОД/АКД і розподіл номерів його контактів”. КОД – кінцеве обладнання даних. АКД – апаратура каналу даних. КОД – це узагальнене поняття, використовуване для описування кінцевого пристрою користувача чи його частини. КОД може бути джерелом інформації, її одержувачем, а також тим і тим водночас. На англійську мову кінцеве обладнання даних перекладається як Data Terminal Equipment (DTE), а апаратура каналу даних – Data Communications Equipment (DCE). В цьому стандарті є таблиця відповідності номерів контактів 25-контактного рознімного з’єднувача КОД та АКД. Стандарт відповідає Рекомендації V.24.

ISO 2593 “Розподіл контактів з’єднувача для високошвидкісного термінального обладнання”. Стандарт має таблицю відповідності контактів 34-контактного з’єднувача КОД та високошвидкісної АКД.

ISO 4902 “Передача даних. 37- та 9-контактні розніми стиків поміж КОД та АКД й розподіл номерів їхніх контактів”. Стандарт відповідає Рекомендаціям V.10 та V.11.

ISO 4903 «Передача даних. 15-контактний рознім стику поміж КОД та АКД й розподіл їх контактів». Відповідає Рекомендаціям X.20, X.21, X.22.

Електричні характеристики протоколів фізичного рівня стандартизовано МСЕ. Основні з них – це Рекомендації V.28, V.10(X.26), V.11(X.27). У дужках наведено цифри Рекомендацій, ідентичні до наведених.

Рекомендацію V.28 “Електричні характеристики несиметричних кіл стику, працюючого двополюсним струмом” призначено для апаратури на транзисторах. Кожне коло передачі сигналів організовано одним сигнальним провідником, а в якості другого провідника використовують спільний провід. При передачі сигналів на відстань до 15 м швидкість передачі не повинна перевищувати 20 кбіт/с. Більші швидкості передачі забезпечують Рекомендації V.10, V.11, які застосовують для апаратури на транзисторах та інтегральних схемах.

Рекомендація V.10(X.26) “Електричні характеристики симетричних кіл стику, призначених для загального використання в пристроях передачі даних на інтегральних схемах” за довжини провідника до 10 м забезпечує швидкість передачі до 10 Мбіт/с, а за довжини провідника до 1000 м швидкість передачі може сягати до 100 кбіт/с.

Симетричну з’єднувальну лінію показано на рис. 1.3. Симетрія в даній лінії забезпечується за рахунок трансформаторів та скручування жил провідників.

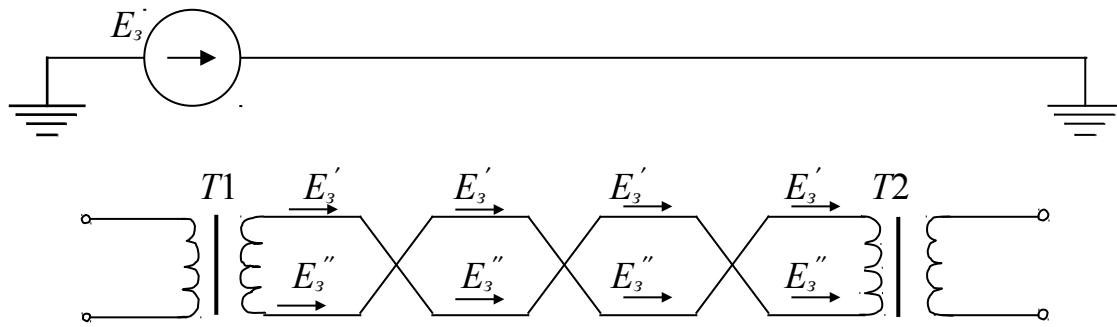


Рисунок 1.3 – Симетрична з'єднувальна лінія

У верхній частині рис. 1.3 показано лінію, яка вносить завади; напруга в цій лінії дорівнює  $E_3$ . У з'єднувальній лінії наводяться напруги завад  $E_3'$  та  $E_3''$ . До вторинної обмотки трансформатора  $T2$  передається лише різниця напруг  $E_3' - E_3''$ , тому що напруги  $E_3'$  та  $E_3''$  спрямовано назустріч і компенсовано в первинній обмотці трансформатора  $T2$ .

Багато, щоб  $E_3' = E_3''$ , тому що в такому разі напруга завади у вторинній обмотці трансформатора дорівнюватиме нулеві, тобто напруга завади буде скомпенсована за рахунок симетрії та трансформатора. Щоб досягти симетрії відносно джерела завад, жили провідників скручують у пару. Крок скрутки, тобто відстань, коли жили провідників після повного циклу посідають попереднє положення, обирають біля 10...30 см. Обидві жили двох провідників при скручуванні посідають різні положення відносно інших жил кабелю, напруги яких можуть бути джерелами завад. Їмності обох скручених стосовно інших жил кабелю усереднюються й стають рівними за величиною.

Рекомендація V.10 (X.26) "Електричні характеристики несиметричних дво полюсних кіл стику, призначених для загального користування у пристроях передачі даних на інтегральних схемах" посідає проміжне положення між Рекомендаціями V.28 та V. 11 (X.26).

Залежно від сигналів, які надходять від пристрою перетворення сигналів у канал зв'язку, розрізняють три типи стиків С1 з фізичною лінією (С1–ФЛ): 1) С1–ФЛ–НР – двополярні надсилення незмінного струму низького рівня у первинному коді ; 2) С1–ФЛ–БІ – двополюсні надсилення незмінного струму з надлишковим перекодуванням на біімпульсний сигнал; 3) С1–ФЛ–КТ – трирівневі надсилення з надлишковим перекодуванням на квазітрійковий сигнал.

Різні типи сигналів каналного стику показано на рис. 1.4. Напруга  $U_1$  – початковий сигнал у вигляді "0" та "1". За сигналу "0" напруга  $U_1$  дорівнює нулеві, а за сигналу "1" напруга  $U_1$  сягає певної номінальної величини.

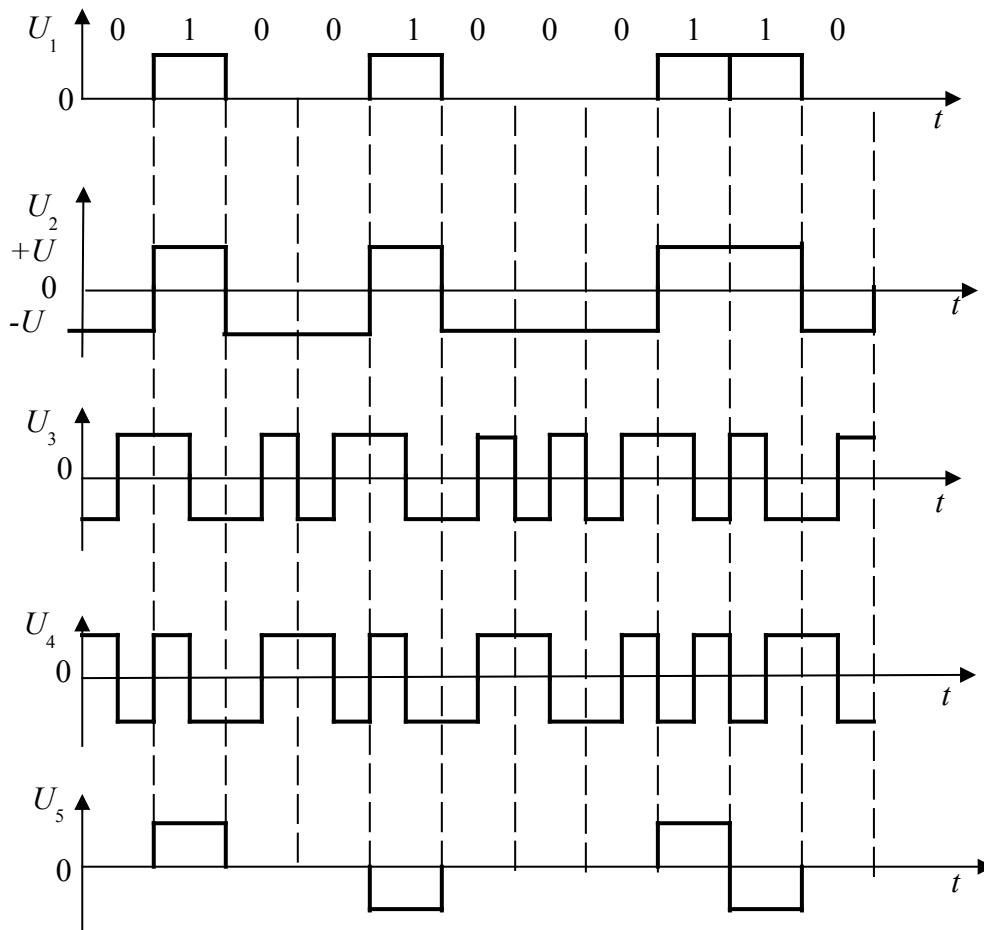


Рисунок 1.4 – Типи сигналів каналного стику:

$U_1$  – початковий сигнал;  $U_2$  – двополярні надсилення незмінного струму низького рівня у первинному коді;  $U_3$  – біімпульсний сигнал;  $U_4$  – двополярні надсилення незмінного струму з надлишковим перекодуванням в біімпульсний сигнал;  $U_5$  – трирівневі надсилення з надлишковим перекодуванням на квазітрійковий сигнал

Напруга  $U_2$  являє собою двополярні надсилення незмінного струму низького рівня у первинному коді. Коли початковий сигнал дорівнює нулеві, то надсилення  $U_2$  будуть негативними, а коли напруга  $U_1$  є номінальна, то надсилення  $U_2$  будуть позитивними.

Якщо початковий сигнал  $U_1$  має вигляд “0”, то біімпульсний сигнал (напруга  $U_3$ ) складається з двох однакових за шириною двополярних надсилень. Причому перше надсилення є негативне, а друге надсилення позитивне. Коли ж початковий сигнал матиме вигляд “1”, то перше надсилення біімпульсного сигналу буде позитивне, а друга надсилення – негативне.

Напруга  $U_4$  – біімпульсний сигнал з надлишковим (відносним) перекодуванням, за якого в разі появи “0” (напруга  $U_1$ ) полярність обох надсилень біімпульсного сигналу змінюється на протилежну. За з’яви “1” (напруга  $U_1$ ) полярність надсилень біімпульсного сигналу не змінюється.

За використання біімпульсних сигналів забезпечується більша завадостійкість передачі. У таких сигналів немає сталої складової. За передачу сигналів “0” чи “1” можна знайти помилку, тому що всередині кожного сигналу є перехід полярності надсилень на протилежну. Ймовірність одночасного зміню-

вання полярності обох надсилай є мала. Пристрої синхронізування є більш прості за своєю конструкцією, якщо використовують при передачі біімпульсні сигнали, тому що в такому разі легше відокремити тактову частоту.

**Тактова частота** – це частота, з якою передають імпульси у цифрових системах передачі. Стабільність тактової частоти має бути надто високою.

Квазітрійковий сигнал (напруга  $U_5$ ) складається з тривірневих надсилай, тобто сигнал може мати три значення (позитивне, нульове, негативне). Сигнали “0” завжди передаються нульовим потенціалом, а “1” – можуть передаватися як позитивними, так і негативними. На рис. 1.4 показано тривірневі надсилай з надлишковим перекодуванням, яке полягає в тому, що за з’яви кожної “1” (напруга  $U_1$ ) змінюється полярність надсилай напруги  $U_5$  на протилежну. Квазітрійковий сигнал теж немає сталої складової.

Окремі пристрої обладнання з’єднують за допомогою кабелів з рознімами, які забезпечують фізичний контакт. Через контакти передають електричні сигнали. Кабелі виготовляють з металів, які добре пропускають електричний струм. Часто в рознімах погіршується проходження електричних сигналів через окислення елементів рознімів. Тому інколи, щоби запобігти окисленню, елементи рознімів покривають тонким шаром золота. Розроблено також розніми, які дозволяють після настроювання обладнання, паяти провідники кабелів. Ці розніми мають спеціальні пружини, покриті сріблом. Після настроювання пружини паяють до провідників кабелю. За необхідності пружини легко відпаюються від конструкції розніму (див. рис. 1.5), оскільки за нагрівання місця пайки паяльником, пружини легко відскакують від місця пайки.

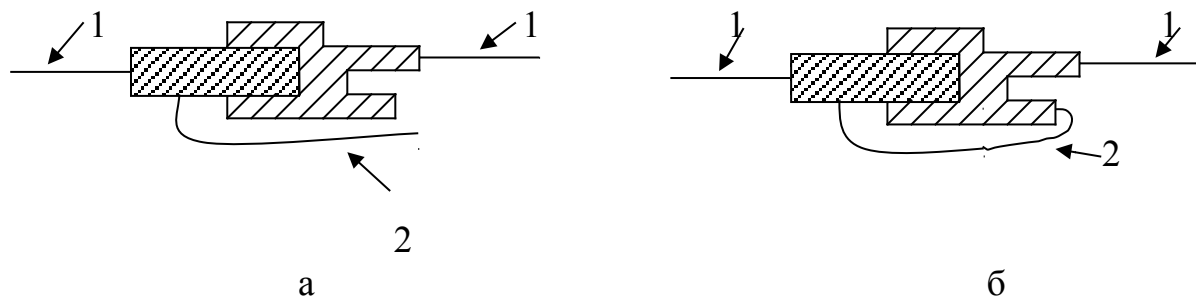


Рисунок 1.5 – Рознім з пружинами:

а – рознім до настроювання; б – рознім після настроювання:

1 – провідники кабелів; 2 – пружина

Значно ускладнюється з’єднання волоконно-оптичних ліній зв’язку, що зумовлено малим діаметром оптичних волокон. Важливе є точне розташовування оптичних волокон окремих сегментів, позаяк від цього залежить кількість світла, яке проникає з одного сегмента до іншого. Слід також забезпечувати щільний контакт та фіксування сегментів оптичних волокон, бо навіть незначний зсув одного сегмента відносно іншого призведе до значного послаблення світлового сигналу. Волоконно-оптичні розніми розраховано на дуже рідкі вмикання й вимикання. Якість таких рознімів погіршується за кожного підмикання й вимикання. Тому при з’єднуванні оптичних волокон доволі часто використовують зварювання окремих сегментів.

### 1.4 Захист від шкідливих впливів

При експлуатації обладнання зв'язку можуть виникнути електричні перевантаження, спричинені електромагнітними імпульсами природного (грозові розряди) та штучного (випромінювання високовольтних ліній передач, радіостанцій, радіолокаторів тощо) походження. Перевантаження також може бути спричинене перехідними процесами при роботі обладнання та статичними електричними зарядами, генерованими тілом людини.

Найбільш чутливе до наведених електромагнітних імпульсів є обладнання, виконане на напівпровідникових пристроях та інтегральних схемах. Електромагнітні імпульси можуть бути загрозливими й для людини, котра користується обладнанням.

Енергія, яка спричинює ушкодження напівпровідникових пристроїв та інтегральних мікросхем становить  $10^{-2} \dots 10^{-7}$  Дж. Це є вельми мала енергія. Наприклад, якщо енергія  $10^{-2}$  Дж виокремлюється впродовж 1 секунди на опорі 1000 Ом, то це відповідає напрузі всього 3,16 В. Й така мала напруга здатна ушкодити напівпровідниковий пристрій та інтегральну мікросхему.

Для захисту обладнання від наведених електромагнітних імпульсів використовують конструктивні, схемотехнічні та структурно-функціональні методи.

**Конструктивні методи** полягають в такому: раціональний монтаж елементів, скорочування довжини з'єднувальних ліній, розташовування чутливих до перевантажень елементів подалі від отворів в екранах, екранування ліній зв'язку та кіл електроживлення, скручування жил провідників, використання багатопровідних друкованих плат, заземлювання обладнання.

До **структурно-функціональних методів** відносять раціональний вибір роботи окремих блоків обладнання, видів сигналів та елементної бази.

**Схемотехнічні методи** можуть бути **активними** та **пасивними**. Пасивні методи полягають у використуванні  $LC$  та  $RC$  фільтрів. Недолік фільтрів – вони є складні й поглинають електричну енергію кіл живлення. При цьому зменшується коефіцієнт корисної дії обладнання. Більш доцільним є використання активних методів, за яких використовують розрядники, напівпровідникові обмежувачі напруги та варистори.

Основними елементами, в яких наводяться небезпечні електромагнітні імпульси, є: антени, з'єднувальні лінії, кола живлення, трансформатори, дроселі, контури заземлювання.

Параметри перевантажень від впливу електромагнітних імпульсів залежать від потужності джерела імпульсів та від відстані до нього, довжин електричних кіл та їхніх повних електричних опорів, орієнтування векторів електричних та магнітних полів. За коротких замикань в лініях електропередач і в контактній мережі залізниць час дії небезпечних електромагнітних імпульсів може сягати 0,5...1,5 с. Наведена напруга може доходити до сотень вольт.

На віддалі біля 80 км від Землі є шар, який називають іоносферою. В цьому шарі під впливом заряджених космічних частинок та ультрафіолетового ви-



промінювання Сонця, зірок і космічного пилу нейтральні молекули розрідженого повітря розпадаються на іони та електрони. Тому іоносферний шар можна розглядати як провідник електричного струму. Поміж цим провідним шаром та поверхнею Землі, яку теж можна вважати провідником, розташований ізоляційний шар, який погано проводить електричний струм.

Поверхню Землі та іоносферу можна розглядати як обкладки конденсатора, поміж якими є ізоляція, що складається з повітря. Напруга поміж обкладками становить близько 200 кВ. В полі конденсатора на висоті 1...8 км від поверхні Землі можуть з'являтися грозові хмари, які наелектризуються, рухаючись поміж обкладками конденсатора. Поміж наелектризованими хмарами виникають грозові розряди з доволі значними величинами імпульсів електричного струму.

Наведена напруга від грозових імпульсів може вивести з ладу обладнання зв'язку, якщо в ньому немає захисту від таких перевантажень.

В таблиці 1.1 наведено параметри розрядів блискавки, здобуті на рівнині.

Таблиця 1.1 – Параметри розрядів блискавки, зареєстровані на рівнині

Параметри	Значення		
	середнє	максимальне	мінімальне
Амплітуда струму блискавки, кА	20	200...300	0,5
Тривалість імпульсу струму блискавки, мкс	10...30	170	менше за 10
Тривалість фронту імпульсу струму блискавки, мкс	1,5...10	80...90	менше за 1
Кількість імпульсів в розряді блискавки	2...3	10	1
Час розряду блискавки, с	0,2...0,6	1,33	менше за 0,2

Внаслідок комутації кіл з індуктивним навантаженням можуть виникнути значні перевантаження за напругою. Спричинити перевантаження можуть також перехідні процеси при роботі обладнання. Зафіксовано, що на промислових підприємствах бувають перевантаження до 500 В двічі на добу та до 300 В – біля 500 разів на добу. Зрідка в електричній мережі виникають імпульси до 1000 В.

На рухомих об'єктах можливе накопичення статичних зарядів. Такими об'єктами можуть бути автомобілі, люди тощо. На автомобілях для стікання статичних зарядів на землю встановлюють спеціальні стрічки, бо заряди можуть призвести до займання автомобіля.

На тілі людини також накопичуються електричні заряди. Заряд, накопичуваний на тілі людини, може бути еквівалентним до конденсатора ємністю 150 пФ і зарядженого до 6000 В. Енергія розряду такого конденсатора становить

$$E = 0,5 \cdot C \cdot U^2 = 0,5 \cdot 1,5 \cdot 10^2 \cdot 10^{-12} \cdot (6 \cdot 10^3)^2 = -2,7 \cdot 10^{-3} \text{ Дж}, \quad (1.2)$$

де  $C$  – ємність конденсатора,  $U$  – напруга.

Як видно з наведених раніше цифр, енергія  $2,7 \cdot 10^{-3}$  Дж може вивести із ладу напівпровідниковий пристрій та інтегральну мікросхему. Щоби захистити елементи обладнання від статичних розрядів, генерованих тілом людини, на руку людини одягаються спеціальні браслети, які з'єднують з заземленням. При цьому статичні заряди стікають через заземлення й доторкання рукою до мікросхеми чи напівпровідникового пристрою не виведе їх з ладу.

Для захисту кіл обладнання від перевантажень використовують обмежувачі напруги (ОН). До них належать розрядники, варистори та напівпровідникові обмежувачі напруги. В якості ОН можуть використовуватись імпульсні діоди, стабілітрони та високовольтні випрямляючі стовпи.

Обмежувачі напруги мають нелінійну вольт-амперну характеристику й за відсутності перевантажень за напругою майже не споживають енергію в колі, тому що їхній опір становить  $0,1 \dots 100$  МОм. За з'яви загрозливих перевантажень опір ОН є надто малий і імпульсні струми проходять через ОН. Опір ОН за з'яви імпульсів може становити  $0,01 \dots 10$  Ом, а струм через ОН – сотні ампер. Тому імпульсні напруги в захищуваному колі обмежуються до незагрозливих величин. Якщо тривалість імпульсу перевантажень є мала, то середня розсіювана потужність в ОН є невелика, а ОН може мати малу вагу та розміри.

Розрядники, використовувані як ОН, під впливом імпульсу перевантажень зменшують свій опір, тому що в них поміж електродами виникає дуговий розряд. Опір поміж електродами за дугового розряду може складати десятки – сотні частки ома. За малих розмірів і ваги розрядники мають високі робочі напруги і значні струми комутації, можуть працювати в широкому діапазоні температур навколишнього середовища, є стійкі до струму перевантажень. Недоліки розрядників полягають в тому, що їхні параметри є нестабільні й вони витримують малу кількість пробіїв.

У напівпровідникових ОН використовують поворотний пробій  $p$ – $n$  переходу діодної структури. ОН можуть мати несиметричні та симетричні вольт-амперні характеристики. У несиметричного ОН характеристика є така ж сама як у стабілітрона. Ці ОН мають найменший час спрацьовування порівняно з іншими ОН і відносно малу напругу пробію. Недолік напівпровідникових ОН полягає у великій міжелектродній ємності, що обмежує їхнє застосування в колах високих частот.

Варистори являють собою нелінійні напівпровідникові резистори, опір яких змінюється під впливом прикладеної напруги. Вольт-амперні характеристики варисторів є симетричні. В якості ОН вони можуть використовуватись в колах незмінного та змінного струму. Висока ємність варисторів не дозволяє використовувати їх в колах високих частот. Достоїнство варисторів полягає в тому, що вони витримують відносно високі напруги та значні імпульсні струми.

При захисті кіл обладнання від перевантажень використовують три способи: паралельний, послідовний та комбінований. За *паралельного способу* ОН шунтують кола обладнання, яке захищають від перевантажень. Якщо в колі

виникає перевантаження, то спрацьовує ОН і захищає коло. *Послідовний спосіб* полягає у використуванні плавких запобіжників, які плавляться за перевантаження й розривають коло. За *комбінованого способу* використовують плавкі запобіжники та ОН. На рис. 1.6 показано комбінований захист за допомогою плавкого запобіжника П та напівпровідникового ОН.

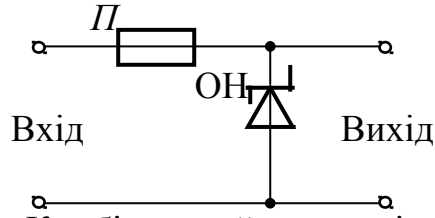


Рисунок 1.6 – Комбінований захист від перевантажень

Якщо виникають перевантаження, то спочатку спрацьовує напівпровідниковий ОН і шунтує вихід. Коли тривалість перевантаження є надто велика – то плавиться запобіжник П і розриває коло.

### 1.5 Дистанційне живлення лінійного блока

Дистанційне живлення полягає в передачі електричної енергії на певну відстань для живлення окремих пристроїв тими самими провідниками ліній, якими передають сигнали зв'язку. Дистанційне живлення використовують телефонні апарати, модеми, факсимільні апарати, системи ущільнення абонентських ліній, необслуговувані підсилювальні пункти. Розрізняють два способи передачі енергії живлення: «провід – провід», «провід – земля». За способу «провід – провід» використовують два проводи лінії зв'язку. Спосіб «провід – земля» вимагає одного провідника, а в якості другого провідника використовується земля.

Спосіб «провід–провід» дозволяє подавати дистанційне живлення на меншу відстань порівняно зі способом «провід-земля», але він забезпечує більшу завадостійкість живлення на більшу відстань. Недоліками цього способу є менша завадостійкість і необхідність мати надійне заземлення.

Для розподілу сигнальних струмів та струмів дистанційного живлення використовують диференційні схеми розподілу та розділювальні фільтри. В диференційних схемах розподілу струми живлення подають у середні точки лінійних трансформаторів (рис. 1.7).

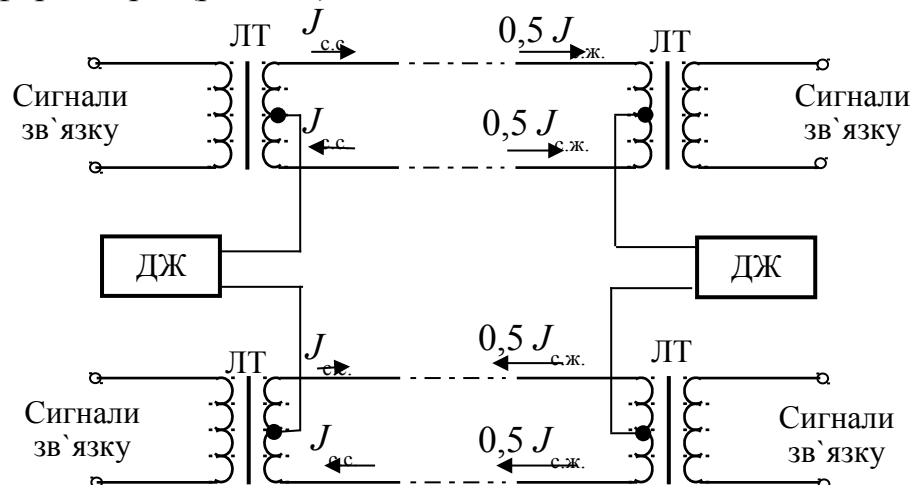


Рисунок 1.7 – Диференційна схема розподілу струмів:

ДЖ – дистанційне живлення; ЛТ – лінійний трансформатор;  $J_{с.с.}$  – струм сигналу;  
 $J_{с.ж.}$  – струм дистанційного живлення

За допомогою розділювальних фільтрів струми сигналів зв'язку  $J_{с.с.}$  і струми дистанційного живлення  $J_{с.ж.}$  подають різними каналами (рис. 1.8).

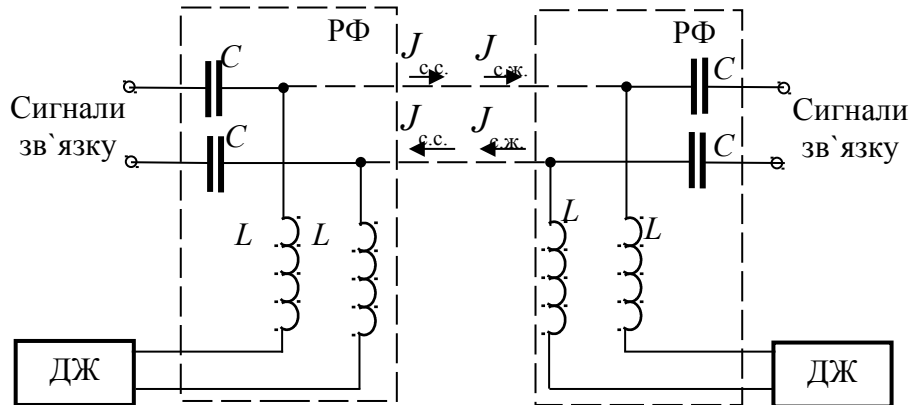


Рисунок 1.8 – Розподіл струмів за допомогою розділювальних фільтрів:

РФ – розділювальний фільтр; ДЖ – дистанційне живлення

Змінні струми зв'язку проходять через конденсатори  $C$ ; лише незначна їхня частина проходить через індуктивності  $L$ , тому що для змінних струмів опір індуктивностей є великий. Для незмінних струмів живлення опір індуктивностей є малий, а через конденсатори струми живлення не проходять.

На рис. 1.9 подано схему дистанційного живлення за способом «провід – земля».

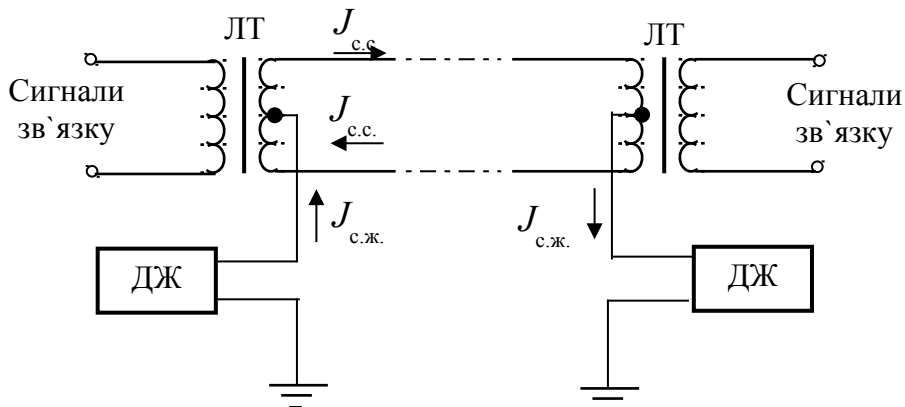


Рисунок 1.9 – Дистанційне живлення за способом «провід – земля»:

ЛТ – лінійний трансформатор; ДЖ – дистанційне живлення

Дистанційне живлення може здійснюватись як постійним, так і змінним струмом.

## 1.6 Коректування характеристик

Пристрій зв'язку, який відповідає вимозі лінійності у смузі частот, характеризується комплексним коефіцієнтом передачі

$$K(i\omega) = K(\omega) e^{i\varphi(\omega)}, \quad (1.3)$$

де

$$K(\omega) = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \quad (1.4)$$

– модуль коефіцієнта передачі;  $U_{\text{вх}}$ ,  $U_{\text{вих}}$  – вхідна й відповідно вихідна напруги пристрою зв'язку;  $\varphi(\omega) = \varphi_{\text{вих}}(\omega) - \varphi_{\text{вх}}(\omega)$  – фазочастотна характеристика пристрою зв'язку;  $\varphi_{\text{вх}}(\omega)$ ,  $\varphi_{\text{вих}}(\omega)$  – вхідна й відповідно вихідна фази сигналу з частотою  $\omega$ .

За передачі без спотворювань потрібна незмінність модуля коефіцієнта передачі у смузі частот та лінійність фазочастотної характеристики. Форма сигналу на виході пристрою зв'язку при цьому не змінюється.

Якщо у пристрої зв'язку спостерігаються амплітудно-частотні або фазочастотні спотворювання, то форма сигналу на виході пристрою зв'язку змінюється.

### 1.6.1 Амплітудно-частотні характеристики

**Амплітудно-частотною характеристикою** називають залежність модуля коефіцієнта передачі від частоти передаваного сигналу. Для оцінювання нерівномірності амплітудно-частотної характеристики використовують поняття відносного коефіцієнта передачі  $Y$ , що представляє собою відношення коефіцієнта передачі  $K(f)$  на даній частоті до коефіцієнта передачі  $K_0$  на середній частоті. Часто відносний коефіцієнт передачі подають у децибелах.

$$Y = 20 \lg \frac{K(f)}{K_0}. \quad (1.5)$$

Величина  $Y$  не повинна виходити за певні межі поля припусків амплітудно-частотної характеристики.

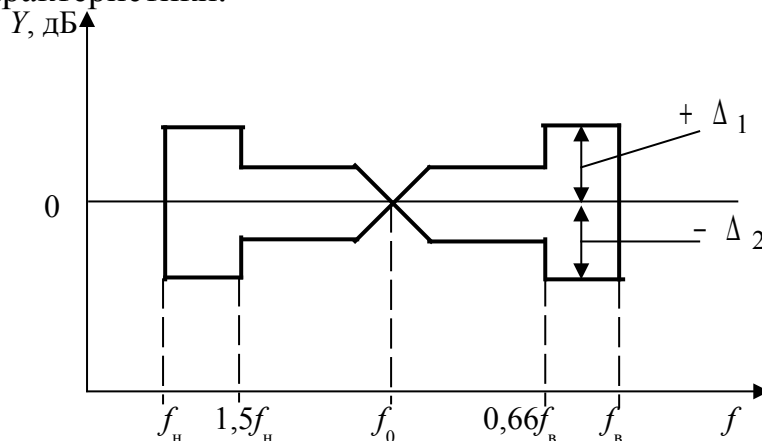


Рисунок 1.10 – Поле припусків амплітудно-частотної характеристики:

$f_n, f_v$  – нижня і верхня відповідно межі номінального діапазону частот;

$f_0$  – середня частота діапазону

Зазвичай

$$|+\Delta_1| < |-\Delta_2|. \quad (1.6)$$

Це зумовлено тим, що людина частіше помічає позитивні відхилення амплітудно-частотної характеристики, ніж негативні.

Якщо характеристика пристрою вміщується у межах поля припусків амплітудно-частотної характеристики, то такий пристрій відповідає нормам.

Коректування характеристик зводиться до формування амплітудно-частотних характеристик, які мають обернений вигляд. Сумарна ідеальна характеристика (пристрій плюс ланка корекції) повинна мати вигляд прямої лінії, паралельної осі частот. На рис. 1.11 подано амплітудно-частотні характеристики деяких пристроїв (суцільні лінії) та амплітудно-частотні характеристики ланок корекції (штрихові лінії).

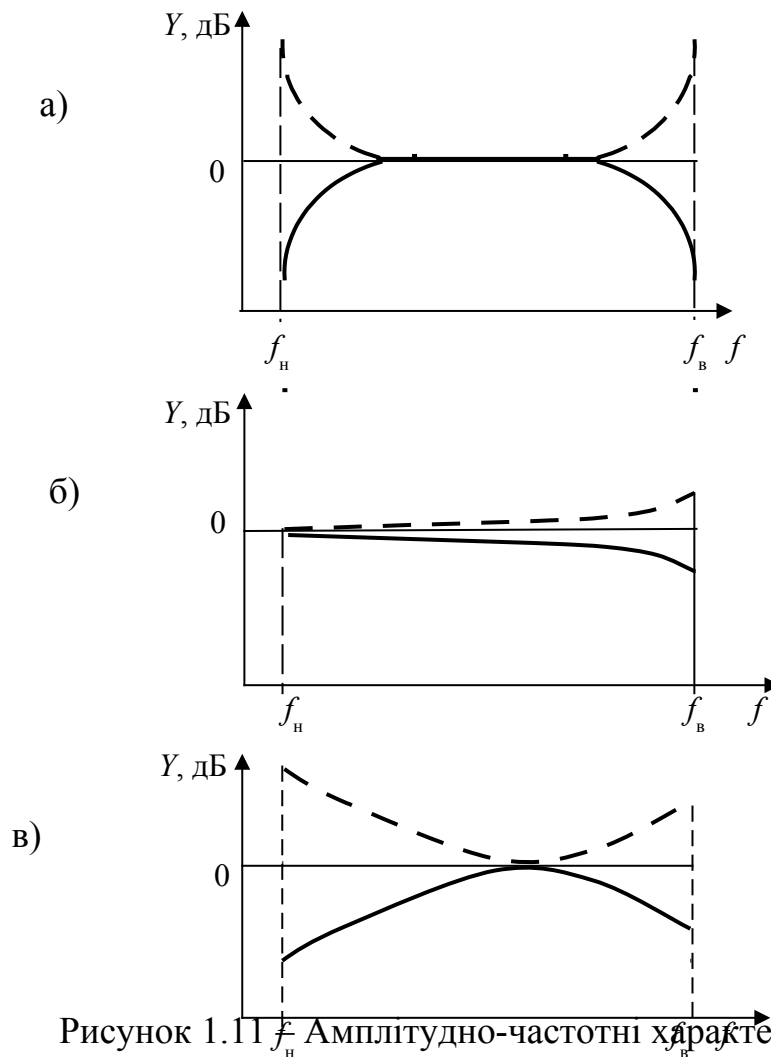


Рисунок 1.11 Амплітудно-частотні характеристики:  
а) – підсилювального каскаду; б) – ланки запису магнітофона;  
в) – ланки відтворювання магнітофона

На рис. 1.12 наведено схему коректуючого контура, амплітудно-частотна характеристика якого має підйом в області високих частот. За певних умов вхідний й вихідний опори такого контура у смузі частот дорівнюють  $R_0$ .

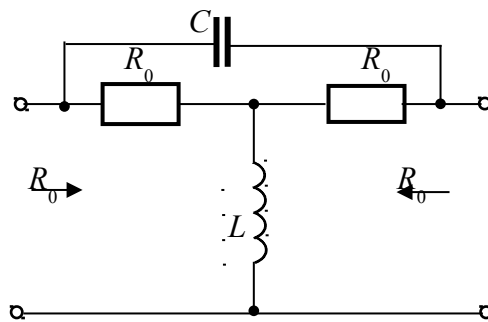


Рисунок 1.12 – Амплітудно-частотна характеристика коректуючого контура

Амплітудно-частотні характеристики кабельних та повітряних мереж зв'язку за різних зовнішніх умов показані на рис. 1.13.

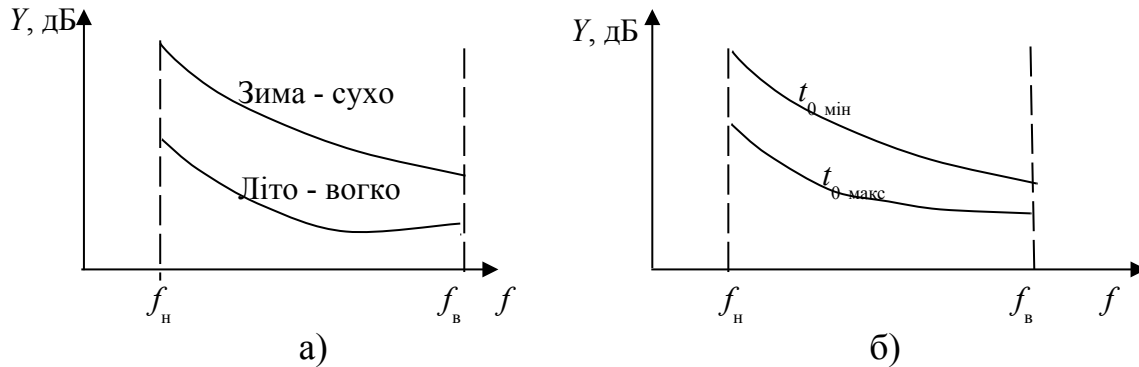


Рисунок 1.13 – Амплітудно-частотні характеристики мереж зв'язку:  
а) – пори року; б) – температура навколишнього середовища

Оскільки частотні спотворювання у лініях зв'язку змінюються в часі, то використовують як незмінні так і змінні коректори. У змінних коректорах амплітудно-частотних характеристик використовують автоматичні регулятори.

На виході лінії зв'язку високі частоти є значно послаблені порівняно з низькими частотами й можливе неприпустиме зменшення відношення сигнал/шум в області високих частот. Для збільшення відношення сигнал/шум в області високих частот і для корекції амплітудно-частотних характеристик ліній зв'язку коректуючий контур вмикають на вході лінії зв'язку. В цьому разі коректуючий контур називають передспотворювальним контуром. Коефіцієнт передачі передспотворювального контура в області високих частот є більший, а ніж в області низьких частот. Таку корекцію частотних спотворювань називають **передспотворюванням**.

Спектральні складові звукових сигналів в області високих частот є значно менші, а ніж складові в області низьких та середніх частот. Зазвичай завади в системах зв'язку є майже однакові за амплітудою на всіх частотах. Тому при передачі звукових сигналів найменше відношення сигнал/шум буде на високих частотах.

Для збільшення відношення сигнал/шум на високих частотах на вході системи зв'язку вмикають передспотворювальний контур, внаслідок чого амплітуди спектральних складових в області високих частот збільшуються. На виході системи зв'язку вмикають відновлювальний контур, який зменшує коефіцієнт передачі на високих частотах. Передспотворювання, які вносить передспотворювальний контур, компенсуються відновлювальним контуром. Вмикання передспотворювального й відновлювальних контурів дозволяє збільшувати відношення

сигнал/шум в області високих частот передаваних сигналів і не спричинює додаткових амплітудно-частотних спотворень за рахунок системи зв'язку.

Передача імпульсних сигналів системою зв'язку супроводжується затягуванням фронтів та спадом вершин імпульсів. Затягування фронтів імпульсів спричинюється завалом високих частот, а спадання вершин імпульсів – завалом низьких частот системи зв'язку.

### 1.6.2 Фазочастотні характеристики

Додаткові спотворення сигналів у системах зв'язку можуть виникати за рахунок нелінійності фазочастотної характеристики. Практично важко вимірювати фазочастотні характеристики систем зв'язку. Тому фазочастотні характеристики оцінюють груповим часом проходження, який являє собою похідну від фазо-частотної характеристики за частотою

$$t_{\Gamma} = \frac{d\varphi}{d\omega}. \quad (1.7)$$

Величина  $t_{\Gamma}$  має розмірність часу. Наявність фазочастотних спотворень свідчить про те, що окремі частотні складові сигналу проходять каналом зв'язку через різні проміжки часу. На рис. 1.14 подано нелінійну фазочастотну характеристику.

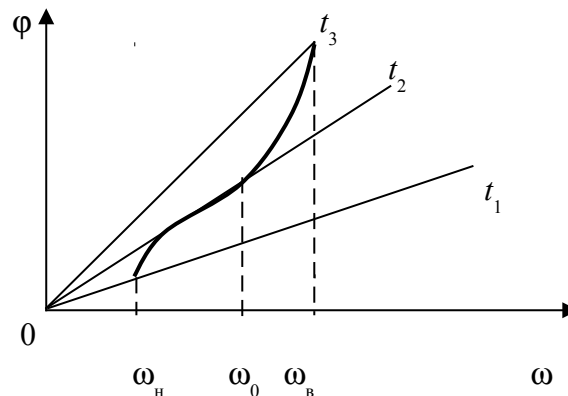


Рисунок 1.14 – Фазочастотна характеристика:  
 $\omega_{\text{н}}$ ,  $\omega_0$ ,  $\omega_{\text{в}}$  – нижня, середня та верхня частоти сигналу

Причому

$$t_3 > t_2 > t_1. \quad (1.8)$$

Нерівність (1.8) свідчить про те, що нижня частота сигналу проходить каналом зв'язку через найменший проміжок часу, а верхня частота – через найбільший проміжок часу. Форма сигналу на виході каналу зв'язку при цьому змінюється.

Фазові спотворення нормуються для нижніх та верхніх частот номінального діапазону:



$$\left. \begin{aligned} \Delta t_H &= \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega \rightarrow \omega_H} - \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega \rightarrow \omega_0} \\ \Delta t_B &= \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega \rightarrow \omega_B} - \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega \rightarrow \omega_0} \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Малі фазові спотворення не помічаються слухом людини. Якщо  $\Delta t_B > 8$  мс, то фазові спотворення призводять до розмитості мови та зниження розбірливості. Помітність фазових спотворень в області нижніх частот є менша й може сягати величини 80 мс.

В багатоканальних системах передачі фазові спотворення виявляються у вигляді збільшення групового часу проходження на краях діапазону передаваних частот. Якщо канали тональної частоти використовуються для телефонних передач, то фазові коректори при цьому не використовують. Передача дискретних сигналів каналами тональної частоти потребує вмикання фазових коректорів. Оскільки фазочастотні характеристики різних каналів тональної частоти можуть суттєво відрізняватися одна від одної, то це вимагає використання змінних фазових коректорів, характеристики яких може бути підлаштовано під характеристику якого завгодно каналу.

Один з варіантів фазового коректора наведено на рис. 1.15.

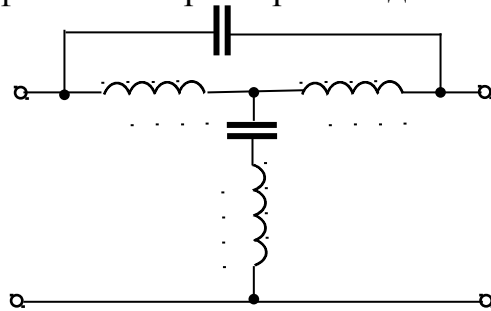


Рисунок 1.15 – Фазовий коректор

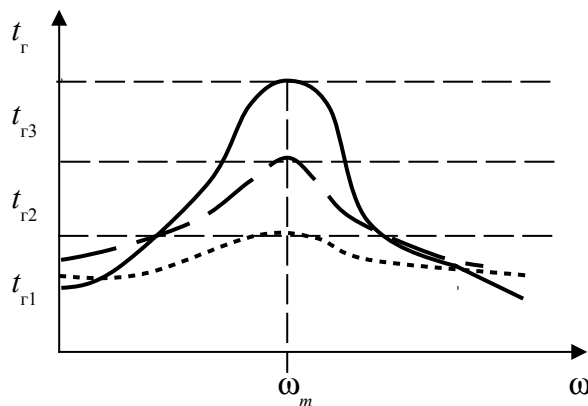


Рисунок 1.16 – Частотні характеристики групового часу проходження коректора

Чим більшою має бути величина максимального часу проходження на частоті  $\omega_m$ , тим більша буде крутизна частотної характеристики, оскільки площа,

утворювана даною характеристикою й віссю частот для контура з частотою  $\omega_m$ , є незмінна.

Задля корекції фазочастотної характеристики каналу тональної частоти потрібно 5...7 ланок, тому що за допомогою однієї ланки коректора не вдається здобути значну величину групового часу проходження в широкому діапазоні частот. Змінні коректори являють собою набір ланок коректора, показаних на рис. 1.16. Сумарну характеристику коректора регулюють за допомогою перемикачів або шляхом паяння у загальній схемі коректора. Ланки змінного коректора мають різні частоти максимального часу проходження, який регулюється дискретними ступенями.

### 1.6.3 Часові характеристики

Коректори часових характеристик коректують форми сигналу. Їх також можна розглядати як коректори амплітудно-частотних та фазочастотних спотворень. Спотворення форм сигналів може бути подано як накладення спотворювальних ехо-сигналів на основний сигнал. Такі спотворення, в свою чергою, виникають внаслідок нерівномірності амплітудно-частотних характеристик та нелінійності фазочастотних характеристик.

Суть корекції форм імпульсів полягає в тому, що на спотворені імпульси накладаються коректуючі ехо-сигнали, протилежні за амплітудою до спотворювальних ехо-сигналів. Спотворювальні ехо-сигнали можуть з'явитись раніше чи пізніше відносно до основних сигналів, тому й коректуючі ехо-сигнали накладаються на основні сигнали з такими самими випередженнями чи запізненнями.

На рис. 1.17 подано схему гармонічного коректора, в якому використано лінію затримки з відводами. Всі ланки затримки є однакові й дають затримку

$$\Delta t = \frac{1}{2f_B}, \quad (1.10)$$

де  $f_B$  – верхня частота передаваного сигналу.

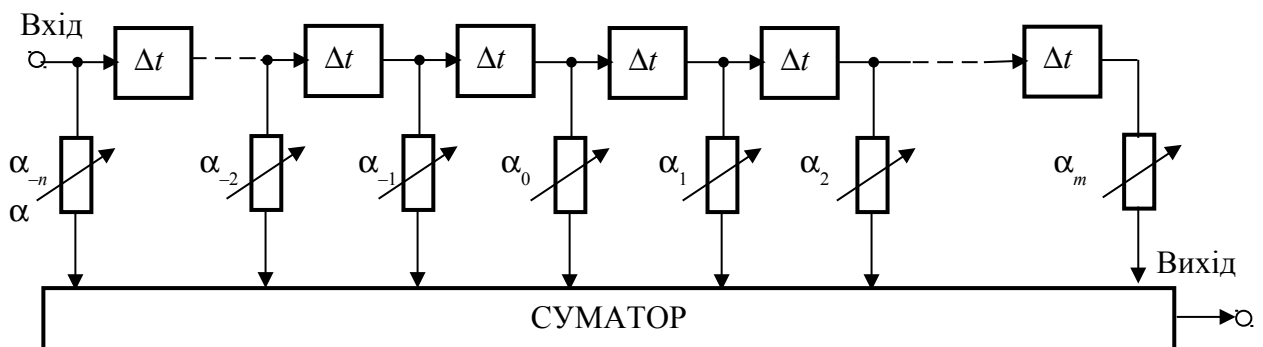


Рисунок 1.17 – Гармонічний коректор

Регулятори  $\alpha$  коректора можуть змінювати амплітуду й полярність сигналу, подаваного на суматор. При цьому вважається, що через відвід  $\alpha_0$  подається основний сигнал. Через відводи  $\alpha_{-K}$  на суматор надходять попереджувальні сигнали, а через відводи  $\alpha_K$  – сигнали із запізненнями.

Змінюючи амплітуди і полярності коректуючих ехо-сигналів за допомогою регуляторів  $\alpha$  досягають відновлення форм сигналів з певною точністю. Коефіцієнт передачі гармонічного коректора

$$K(i\omega) = e^{-in\Delta t\omega} \left( \alpha_0 + \sum_{K=1}^n \alpha_{-K} e^{iK\Delta t\omega} + \sum_{K=1}^m \alpha_K e^{-iK\Delta t\omega} \right), \quad (1.11)$$

де  $\alpha_i$  – коефіцієнт передачі регуляторів  $\alpha$ .

Гармонічний коректор можна використовувати для корекції амплітудно-частотних спотворень, якщо застосовувати достатню кількість ехо-сигналів потрібної величини. Однак за великої кількості ланок затримки груповий час проходження сигналів через коректор значно збільшується й передача сигналів утруднюється.

Використання малої кількості ланок затримки призводить до великої похибки коректування. Тому гармонічні коректори використовують як додаткові до основних коректорів амплітудно-частотних та фазочастотних спотворень і коректують гармонічними коректорами невеликі спотворення.

Оскільки за допомогою гармонічного коректора коректуються форми сигналів, то настроювання коректора бажано проводити за часовими характеристиками

Якщо в каналі передачі немає амплітудно-частотних та фазочастотних спотворень, то при подачі на вхід каналу одиничного імпульсу його імпульсна реакція буде

$$q_1(t) = \frac{A_0 \omega_B}{\pi} \frac{\sin \omega_B(t - \tau)}{\omega_B(t - \tau)}, \quad (1.12)$$

де  $\omega_B = 2\pi f_B$ .

На рис. 1.18 форму імпульсної реакції  $q_1(t)$  подано суцільною лінією. За  $t = \tau \pm K \Delta t$ ,

імпульсна реакція дорівнює нулеві. Величина  $\Delta t$  відповідає формулі (1.10). Подача одиничного імпульсу до каналу відповідає умові  $K = 0$ , тобто в момент часу  $t_0 = \tau_0$  до каналу передачі надходить одиничний імпульс.

Якщо в каналі передачі є амплітудно-частотні та фазочастотні спотворення, то імпульсна реакція  $q_2(t)$  змінюється:

$$q_2(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} q_2(\tau + K \Delta t) \frac{\sin \omega_B(t - (\tau + K \Delta t))}{\omega_B(t - (\tau + K \Delta t))}. \quad (1.13)$$

На рис. 1.18 імпульсну реакцію каналу передавання, в якому є спотворення, подано штриховою лінією.

Спотворюваний сигнал являє собою суму основного сигналу та попереджувальних і запізнювальних сигналів. Гармонічний коректор компенсує попереджувальні та запізнювальні ехо-сигнали, перетворюючи імпульсну реакцію  $q_2(t)$  на  $q_1(t)$ . Спотворювальні ехо-сигнали на рис. 1.18 подано у вигляді відрізків  $\beta$ . При настроюванні кожен відрізок  $\beta$  компенсовується відповідним регулятором  $\alpha$  відводу, підімкненого до лінії затримки.

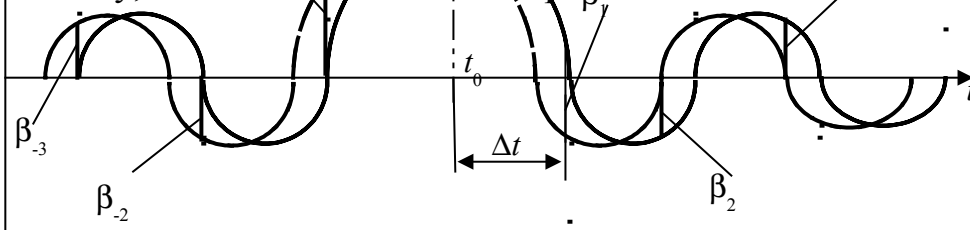


Рисунок 1.18 – Імпульсні реакції каналів:

$q_1(t)$  – канал без спотворень,  $q_2(t)$  – канал зі спотвореннями

Через те що ідеальний одиничний імпульс складно зреалізувати, при налаштуванні гармонічних коректорів використовують послідовність періодичних коротких імпульсів. Період імпульсів досить великий, набагато більший за ширину імпульсів.

Окрім схеми, наведеної на рис. 1.17, використовують гармонічні коректори зі зворотним зв'язком, які дозволяють зменшити кількість ланок затримки та коригувати лише фазочастотні спотворювання. При цьому не вносяться амплітудно-частотні спотворювання.

Використовуються гармонічні коректори з автоматичним налаштуванням, які коригують спотворювання форм сигналів, зумовлених різними причинами.

Гармонічний коректор, в якому використовуються лише запізнювання ехо-сигналів, називають **косинусним коректором**. Він також дозволяє коригувати амплітудно-частотні та фазочастотні спотворювання. Косинусний коректор може бути виконаний не лише на основі лінії затримки з відводами але й у вигляді каскадного сполучування ланок з регульованими характеристиками згасання. В кожній ланці характеристика згасання регулюється на частоті окремої гармоніки сигналу. Регулювання сигналу проводять як за амплітудою, так і за полярністю.

Хоча гармонічні й косинусні коректори є досить складні та громіздкі пристрої, вони дозволяють плавно регулювати амплітудно-частотні та фазочастотні спотворювання. Налаштування коректорів може бути доволі точним, і при цьому немає потреби виконувати попередні розрахунки та вимірювання. Складність коректорів збільшується за великої нерівномірності частотних характеристик. Тому бажано грубу корекцію виконувати за допомогою контурів, а лише потім використовувати гармонічні та косинусні коректори.

### 1.7 Розподіл напрямків передачі сигналів

Для розмови двох абонентів потрібен телефонний канал двобічної дії. При цьому можуть використовуватись такі системи: односмугова чотирипровідна, двосмугова двопровідна, односмугова однопровідна.

В *чотирипровідній односмуговій системі* одна двопровідна ланка використовується задля передачі сигналів в одному напрямку, а друга двопровідна ланка – для передачі сигналів у другому напрямку. Передача сигналів в таких системах зв'язку здійснюється в обох напрямках в одній смузі частот. Ця система є основною при організації міжміських телефонних переговорів. За багатоканального зв'язку по симетричному кабелю пари одного кабелю використовують

для передачі в одному напрямку, а пари другого кабелю – для передачі в другому напрямку. Якщо використовується коаксіальний кабель, то передачу в двох напрямках зорганізують по двох трубках одного кабелю.

Розвиток телефонної мережі значною мірою стримується через брак потрібної кількості абонентських ліній. Тому при організації абонентських ліній переважно використовують двопровідні системи передачі.

За двосмугової двопровідної системи передачі одна смуга частот використовується для організації передачі в одному напрямку, а друга – для організації передачі в другому напрямку. Структурну схему такої передачі подано на рис. 1.19.

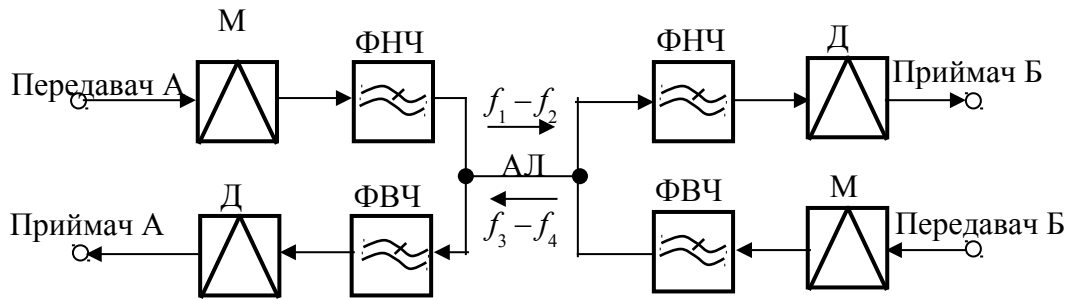


Рисунок 1.19 – Двопровідна двосмугова система передачі:

М – модулятор; Д – демодулятор; ФНЧ – фільтр низької частоти;  
ФВЧ – фільтр високої частоти; АЛ – абонентська лінія

Передача сигналів у напрямку А–Б відбувається в смузі частот  $f_1 - f_2$ , а в напрямку Б–А – в смузі частот  $f_3 - f_4$ . Двосмугова двопровідна система передачі може використовуватися не лише за організації абонентських ліній, але й за організації багатоканальних систем ущільнення ліній зв'язку.

Двопровідна односмугова система передачі використовується за часового розподілу сигналів. Схему цієї системи подано на рис. 1.20.

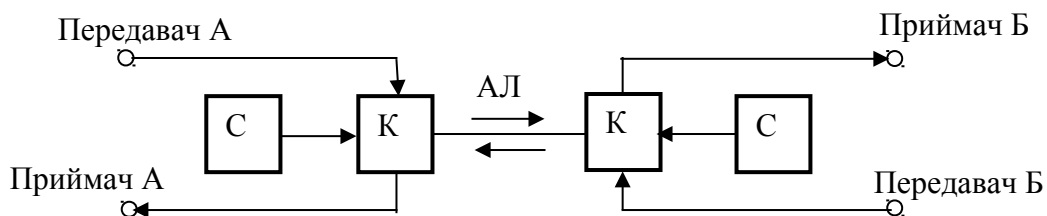


Рисунок 1.20 – Часовий розподіл сигналів:

С – синхронізатор; К – комутатор; АЛ – абонентська лінія

Для передачі сигналів від А до Б виокремлюється один інтервал часу, а для передачі від Б до А – другий. Синхронізатор С дозволяє чітко надавати окремі інтервали часу для передачі сигналів. Комутатор К періодично підмикає абонентську лінію до передавача чи приймача.

Односмугова двопровідна система зв'язку використовується також для передачі аналогових сигналів за малих довжин абонентських ліній. Передача сигналів в обох напрямках зорганізується в одній і тій самій смузі частот.

Для сполучення абонентської двопровідникової системи передачі з чотиривідниковою застосовують диференційні системи, які виконуються за допомогою або диференційного трансформатора, або резисторів у вигляді

мостової схеми. Найчастіше в апаратурі використовують диференційні системи на трансформаторах (рис. 1.21).

До точок 1–1 підмикають абонентську лінію, в якій передача сигналів зорганізується в обох напрямках.  $Z_1$  – опір абонентської лінії;  $Z_2$  – опір балансного контура, який підмикається до точок 2–2.

Тракт передачі чотирипровідникової системи підмикають до точок 3–3, а тракт прийому до точок 4–4. Диференційна система вважається за врівноважену, якщо згасання сигналів у напрямку від точок 4–4 до точок 3–3 є нескінченно велике.

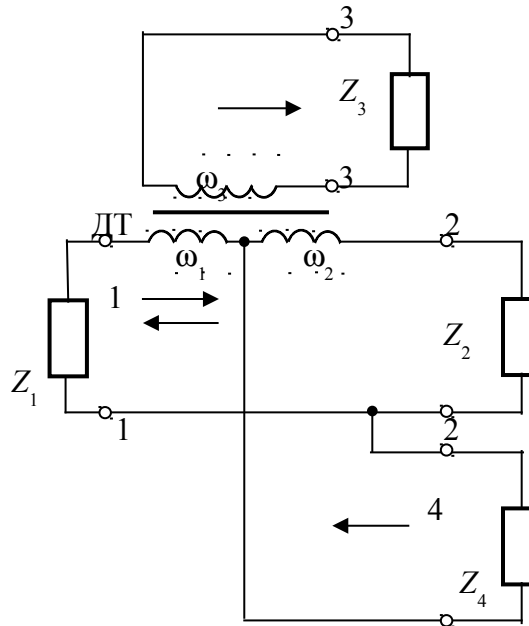


Рисунок 1.21 – Диференційна система на трансформаторі

Найчастіше використовують диференційні трансформатори з однаковими півообмотками, тобто кількість обвитків  $\omega$  в них є однакова.

$$\omega_1 = \omega_2. \quad (1.14)$$

Задля простоти аналізу вважається, що диференційний трансформатор ДТ є ідеальний, тобто активний опір обмоток дорівнює нулеві, індуктивності обмоток є нескінченно великі, а розсіяння немає. Якщо диференційна система врівноважена, то

$$Z_1 = Z_2; \quad (1.15)$$

$$Z_3 = \frac{Z_1 + Z_2}{n^2}, \quad (1.16)$$

де  $n$  – коефіцієнт трансформації трансформатора,

$$n = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_3}, \quad (1.17)$$

а  $\omega_3$  – кількість обвитків третьої обмотки.

При цьому величина опору

$$Z_4 = 0,5Z_1, \quad (1.18)$$

а струми, які протікають по півобмотках є однакові.

При цьому магнітні потоки, виниклі у півобмотках, є однакові за величиною, але спрямовані на зустріч один до одного. Тому результуючий потік в осерді диференційного трансформатора дорівнює нулеві, а електрорушійна сила у третій обмотці не наводиться і сигнал від точок 4–4 до точок 3–3 не проходить, тобто згасання сигналу дорівнює нескінченності.

Якщо до точок 4–4 підімкнути генератор з напругою  $U$  і внутрішнім опором  $Z_4$ , то, оскільки таке підключення буде узгодженим, потужність в точках 4–4 буде

$$P_4 = \frac{U^2}{4 \cdot Z_4}, \quad (1.19)$$

а в точках 1–1

$$P_1 = \frac{U^2}{4 \cdot Z_1}. \quad (1.20)$$

Згасання поміж точками 4–4 та точками 1–1 в децибелах можна визначити як

$$a_{41} = 10 \lg \frac{P_4}{P_1} = 10 \lg \frac{U^2 \cdot 4Z_1}{4 \cdot 0,5Z_1 \cdot U_2} = 10 \lg 2 = 3 \text{ дБ}. \quad (1.21)$$

Згасання у зворотному напрямку  $a_{14}$  поміж точками 1–1 і точками 4–4 теж дорівнюватиме 3дБ, оскільки схема є зворотна.

Згасання поміж точками 3–3 та 1–1

$$a_{31} = 10 \lg \frac{P_3}{P_1}, \quad (1.22)$$

де  $P_1, P_3$  – потужності, виділені на опорах  $Z_1$  та  $Z_3$ .

Диференційна система є врівноважена, тому згасання сигналів поміж точками 3–3 й 4–4 є нескінченно велике, а різниця потенціалів поміж точками 4–4 дорівнює нулю. Стан схеми при цьому не залежить від опору, підключеного поміж точками 4–4, й можна вважати ці точки за розімкнуті.

Підімкнувши до точок 3–3 генератор з напругою  $U$  та внутрішнім опором  $Z_3$  дістанемо

$$P_3 = \frac{U^2}{Z_3}. \quad (1.23)$$

Потужність, яка виділиться на опорі  $Z_1$ , буде

$$P_1 = \left( \frac{U \cdot n}{Z_1 + Z_2} \right)^2 \cdot Z_1. \quad (1.24)$$

Якщо використати вирази (1.15) та (1.16), то  $a_{31} = 3$  дБ. Позаяк схема є зворотна, то й  $a_{13} = 3$  дБ.

Практично опір балансного контура лише приблизно дорівнює вхідному опорів абонентської лінії, тому згасання поміж точками 4–4 та 3–3 далеко не нескінченне. Віднайдемо згасання поміж точками 4–4 та 3–3 приблизно врівноваженої диференційної системи.

Припустимо, що в точках 4–4 підімкнено генератор з напругою  $U$ . В точках 1–1 не буде угодженого підмикання абонентської лінії і вхідний опір в цих точках становитиме

$$Z_{11} = \frac{Z_2}{m}, \quad (1.25)$$

де

$$m = \frac{\omega_1}{\omega_2}, \quad (1.26)$$

а

$$Z_{11} \neq Z_1. \quad (1.27)$$

Частина енергії, яка надійшла до точок 1–1, відіб'ється і шляхом до точок 3–3, зазнавши згасання  $a_{13}$ , надійде до опору  $Z_3$ . Тому згасання поміж точками 4–4 та 3–3 буде

$$a_{43} = a_{41} + a_6 + a_{13}, \quad (1.28)$$

де  $a_6$  – згасання за рахунок відбиття енергії. Його називають також **балансним згасанням**. Воно визначається як

$$a_6 = 20 \lg \left| \frac{Z_1 + Z_{11}}{Z_1 - Z_{11}} \right|. \quad (1.29)$$

З урахуванням формули (1.25)

$$a_6 = 20 \lg \left| \frac{mZ_1 + Z_2}{mZ_1 - Z_2} \right|. \quad (1.30)$$

Якщо півобмотки диференційного трансформатора є однакові, то

$$a_{41} = a_{13} = 3 \text{ дБ}$$

і

$$a_{43} = 6 + 20 \lg \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right|. \quad (1.31)$$

Коли балансний контур імітує хвильовий опір лінії, то балансне згасання не перевищує 25...30 дБ. У разі підмикання замість балансного контура активного опору балансне згасання становить всього 5...8 дБ. Виконаний аналіз згасання є наближеним, оскільки відбувається відбиття енергії і від  $Z_2$ . Якщо обрати

$$Z_2 = mZ_1, \quad (1.32)$$

то похибка визначення згасання буде невеликою.

Неузгодженість в точках підмикання абонентської лінії до чотирипровідного телефонного каналу призводить до з'яви електричного еха.

Суть з'яви еха (рис. 1.22) полягає в тому, що частина мовного сигналу абонента А надходить до нього ж, завдяки диференційній системі.

Ближній ехо-сигнал надходить до абонента А через найближчу до нього диференційну систему. Дальній ехо-сигнал проходить через більш віддалену



диференційну систему. Той абонент, котрий говорить, почує свою мову через певний час, величина якого залежить від групового часу проходження сигналу каналом зв'язку. Цей сигнал називають *перше ехо мовця*. Далі сигнал ехо може знову потрапити через диференційну систему, розташовану на початку чотирипровідникового тракту, до напрямку передачі А–Б й далі до напрямку Б–А і мовець почує друге ехо мовця тощо.

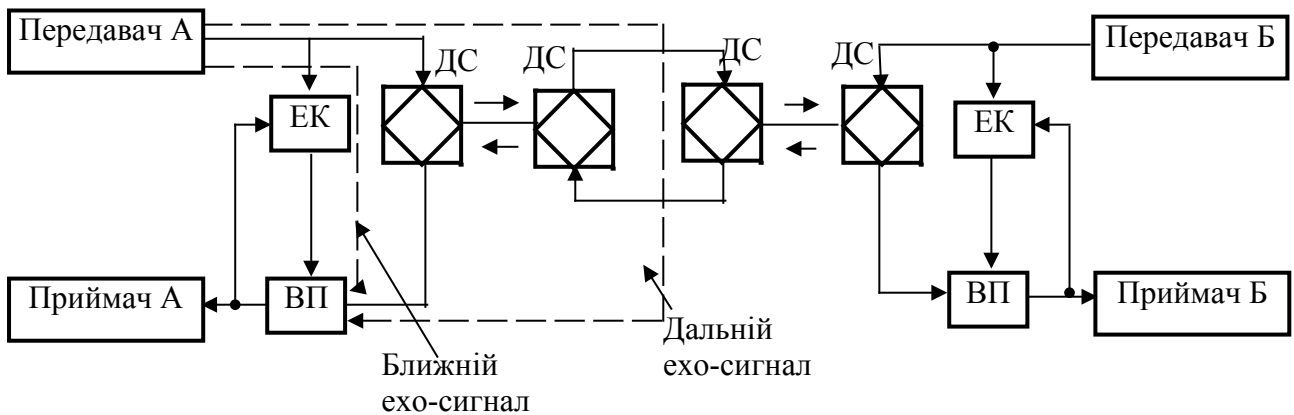


Рисунок 1.22 – Структурна схема зв'язку з ехокомпенсатором:  
ЕК – ехокомпенсатор, ВП – вхідний пристрій, ДС – диференційна система

Коли перше ехо мовця через диференційну систему і напрямком передачі А–Б сягне вуха слухача, останній почує перше ехо слухача. Потім слухач може почути друге ехо слухача і тощо до повного згасання сигналів мови.

Ехо мовця сприймається ним як перепитування. Ехо слухача знижує розбірливість мови.

Завадна дія ехо тим більша, чим менше є згасання ехо і більший час проходження сигналів каналом зв'язку. Час поширювання сигналів ехо дорівнює подвоєному часу проходження сигналів в одному напрямку каналом зв'язку. Окрім лінії зв'язку, певний груповий час проходження вносить кінцева та проміжна апаратура, тому що в ній є реактивні елементи (конденсатори, котушки індуктивності). Цей час може становити до 10...20 % групового часу проходження сигналів лінією зв'язку.

Ехо може бути помітним за слухового сприйняття, а може бути й непомітним. На рис. 1.23 наведено графік помітності ехо.

Величина  $a_e$  характеризує згасання ехо на шляху поширювання сигналів. Чим більший інтервал  $\Delta t$ , тим більша буде помітність еха:

$$\Delta t = t_e - t_c, \quad (1.33)$$

де  $t_e$ ,  $t_c$  – груповий час проходження сигналів ехо і основного сигналу апаратурою та трактами зв'язку.

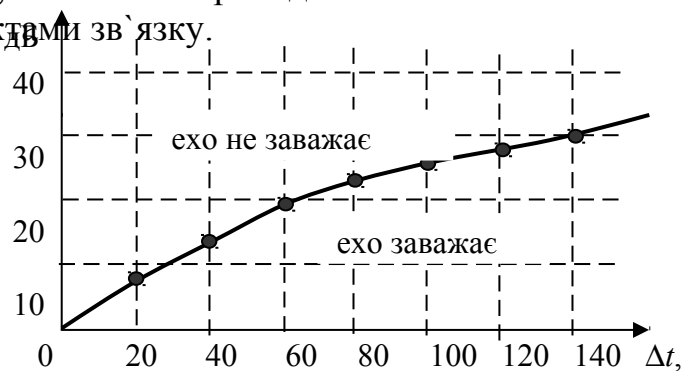


Рисунок 1.23 – Помітність ехо

В середньому величина  $a_e$  становить близько 19 дБ, якщо канал зв'язку нормально відрегульовано. З рис. 1.23 видно, що на сигнали ехо можна не зважати, якщо час поширювання сигналів в одному напрямку є менше за 30 мс. Якщо цей час є більший, то треба збільшувати згасання сигналів ехо. Однак це приводить до зниження якості зв'язку. Тому більш доцільно використовувати ехокомпенсатори.

Модель ехокомпенсації подано на рис. 1.24, де  $b(t)$  – сигнал далекого передавача,  $a(t)$  – сигнал ближнього передавача.

На вхідний пристрій приймача надходять сигнали  $s(t)$  далекого передавача після проходження через канал зв'язку з передаточною функцією  $H(j\omega)$ . Також на вхідний пристрій проходить сигнал ехо  $e(t)$  від ближнього передавача. Сигнал ехо проходить через еквівалентний тракт з періодичною функцією  $G(j\omega)$ .

Завдання ехокомпенсатора полягає в тому, щоби при прийманні сигналу далекого передавача скомпенсувати сигнал ехо. Якщо передавальна функція  $G(j\omega)$  відома, то завдання спрощується, оскільки необхідно тільки розробити пристрій, який перетворює сигнал  $a(t)$  на сигнал  $\bar{e}(t)$ , тобто сигнал, який компенсує ехо  $e(t)$ .

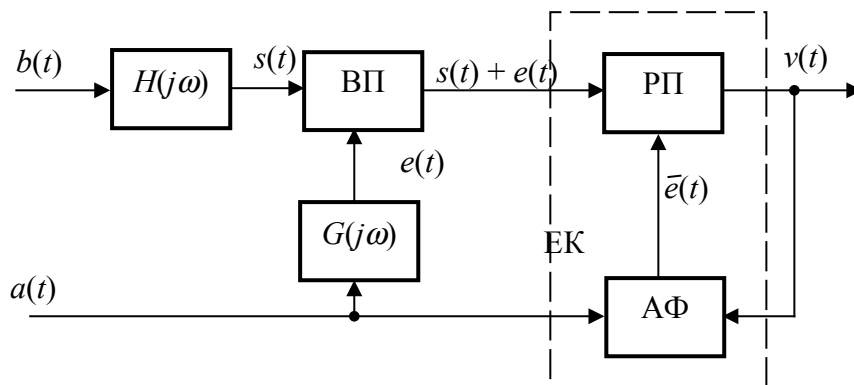


Рисунок 1.24 – Модель ехокомпенсації:

ВП – вхідний пристрій, РП – розв'язувальний пристрій, АФ – адаптивний фільтр

У більшості випадків передавальна функція  $G(j\omega)$  відома лише частково і є необхідність використання адаптивного фільтра, який продукує сигнал  $\bar{e}(t)$ . На один вхід розв'язувального пристрою ехокомпенсатора подається сигнал  $s(t) + e(t)$ , а на другий вхід – сигнал  $\bar{e}(t)$ . На виході розв'язувального пристрою буде

$$v(t) = s(t) + e(t) - \bar{e}(t). \quad (1.34)$$

Нстроювання ехокомпенсатора відбувається за мінімумом середньоквадратичної помилки. Адаптивний фільтр настраюється в такий спосіб, щоби сигнал  $v(t)$  найбільшою мірою відповідав сигналові  $s(t)$ . Потужність сигналів на виході ехокомпенсатора при цьому буде мінімальною.

Піднесемо сигнал  $v(t)$  до квадрата

$$v^2(t) = s^2(t) + [e(t) - \bar{e}(t)]^2 + 2s(t)[e(t) - \bar{e}(t)]. \quad (1.35)$$

Сигнали  $s(t)$  та  $[e(t) - \bar{e}(t)]$  є некорельовані. Тому математичне сподівання  $m[v^2(t)]$  буде

$$m[v^2(t)] = m[s^2(t)] + m[e(t) - \bar{e}(t)]^2, \quad (1.36)$$

оскільки

$$m[2s(t)e(t) - \bar{e}(t)] \rightarrow 0. \quad (1.37)$$

При настроюванні величина  $m(s^2(t))$  не змінюється і

$$\min m[v^2(t)] = m[s^2(t) + \min m[e(t) - \bar{e}(t)]^2]. \quad (1.38)$$

Величина  $\min m[v^2(t)]$  відповідає  $\min m[e(t) - \bar{e}(t)]^2$ , а потужність сигналів на виході ехокомпенсатора в цьому разі буде мінімальною. За ідеального настроювання

$$\min m[e(t) - \bar{e}(t)]^2 \rightarrow 0. \quad (1.39)$$

На рис. 1.25 наведено схему ехокомпенсатора на базі трансверсального фільтра.

Ланки затримки  $\Delta t$  обирають за формулою (1.10). Адаптовані коефіцієнти  $C_i(K)$  обирають в такий спосіб, щоби потужність сигналу  $v(t)$  на виході розв'язувального пристрою на  $K$ -тому кроці роботи була мінімальною. Це стане тоді, коли компенсуючий сигнал  $\bar{e}(K)$  за величиною дорівнюватиме  $e(K)$ .

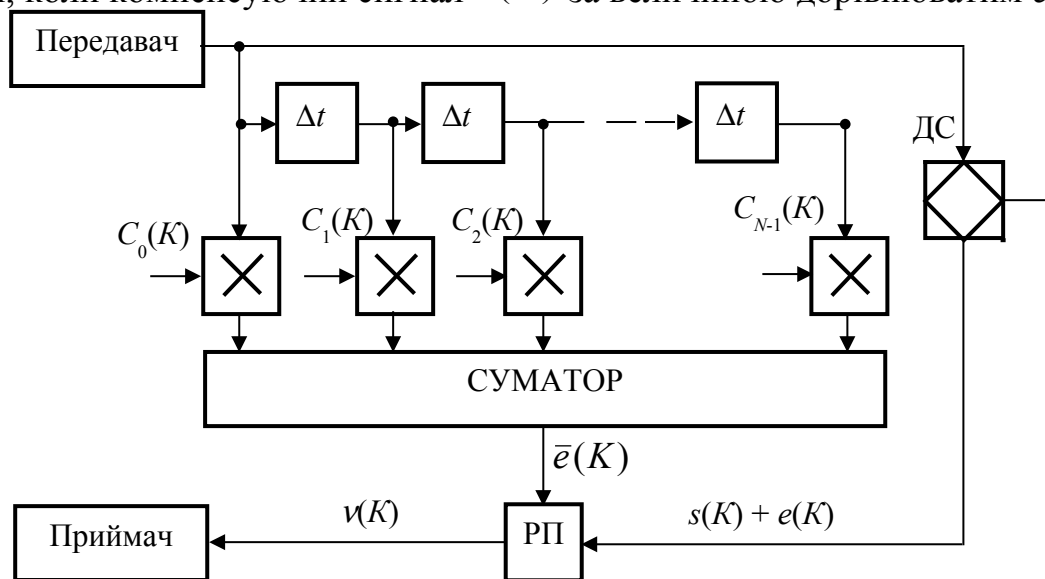


Рисунок 1.25 – Ехокомпенсатор на базі трансверсального фільтра:  
РП – розв'язувальний пристрій, ДС – диференційна система, –  $\times$  перемножувачі

## 2 РЕЄСТРАЦІЯ ТА РЕГЕНЕРАЦІЯ СИГНАЛІВ

### 2.1 Створення

В техніці можуть використовуватись чотири види сигналів: неперервний неперервного часу, неперервний дискретного часу, дискретний неперервного часу, дискретний дискретного часу.

Неперервні сигнали неперервного часу можуть набирати будь-яких значень з неперервної множини можливих значень у довільні моменти часу. Такі сигнали називають також **аналоговими сигналами**.

Безперервні сигнали дискретного часу приймають довільні значення з перервної множини можливих значень, але можуть змінювати ці значення лише дискретного моменту часу.

**Дискретні сигнали** неперервного часу набирають лише дискретних значень довільних моментів часу.

Дискретні сигнали дискретного часу можуть мати лише дискретні значення дискретних моментів часу. Ці сигнали називають просто **цифровими сигналами**.

Найчастіше використовуються аналогові та цифрові сигнали. Неперервні сигнали дискретного часу та дискретні сигнали неперервного часу застосовують рідше.

На рис. 2.1 подано цифровий сигнал, який може набирати лише двох значень: 0 або 1.

**Значущими моментами** називають такі моменти часу, коли є можливі змінювання значень сигналів. **Значущі інтервали** – інтервали часу поміж сусідніми значущими моментами сигналів. Найменший значущий інтервал часу називають **одиничним**. Елемент сигналу з довжиною, що дорівнюваний одиничному інтервалові часу, також називають одиничним.

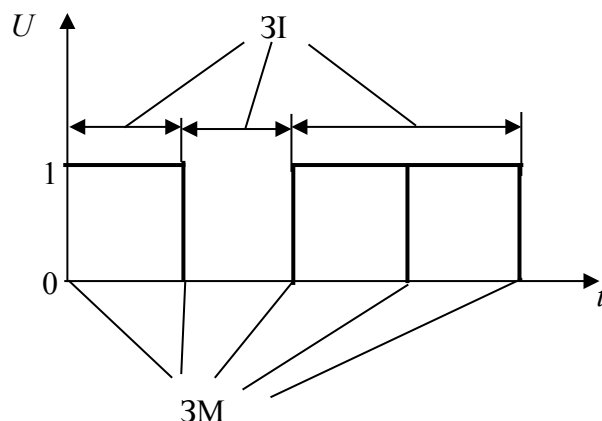


Рисунок 2.1 – Цифровий сигнал:

ЗМ – значущі моменти, ЗІ – значущі інтервали

Якщо значущі інтервали сигналів дорівнюють одиничним інтервалам чи їхнім цілим числам, то такі сигнали називають **ізохронними**. Коли ж елементи сигналів можуть мати які завгодно довжини, але не менше за одиничні інтервали, то їх називають **анізохронними**. Відстані поміж анізохронними сигналами можуть бути які завгодно.

Якщо на вхід каналу зв'язку подати послідовність прямокутних імпульсів, то через певний час ці імпульси з'являться на виході каналу зв'язку. Коли всі значущі моменти імпульсів буде затримано каналом зв'язку на однаковий час, то на виході каналу зв'язку як значущі моменти, так і значущі інтервали будуть ідеальними, тобто спотворень сигналів не станеться.

В каналі зв'язку є завадні чинники, внаслідок впливу яких можуть змінюватись як значущі моменти, так і значущі інтервали. На рис. 2.2 наведено неспотворені (рис. 2.2, а) і спотворені (рис. 2.2, б) сигнали на виході каналу зв'язку.

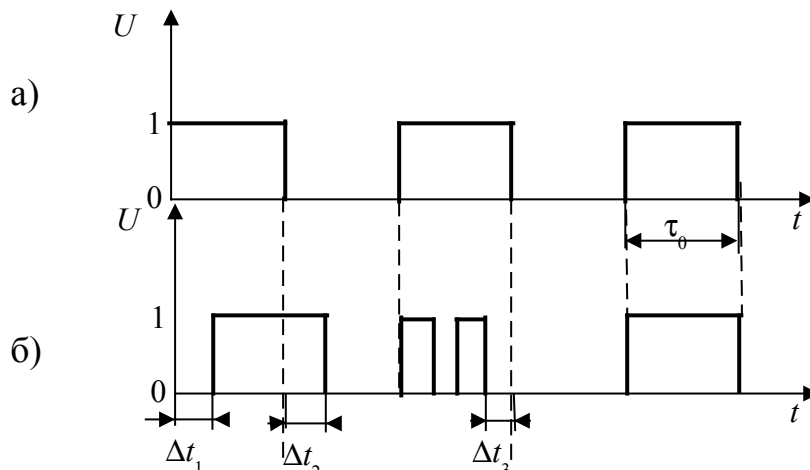


Рисунок 2.2 – Сигнали на виході каналу зв'язку:

а – неспотворені, б – спотворені

Змінювання довжин значущих інтервалів відносно переданих називають **крайовими спотвореннями**. На рис. 2.2 крайові спотворення подано як  $\Delta t$ , тобто відхилення значущих моментів від їхніх ідеальних положень;  $\tau_0$  – величина ідеального значущого інтервалу. Величини  $\Delta t$  є індивідуальні крайові спотворення. Якщо віднести індивідуальне крайове спотворення до довжини ідеального значущого інтервалу, то дістанемо індивідуальне відносне крайове спотворення

$$\delta_i = \frac{\Delta t_i}{\tau_0}. \quad (2.1)$$

Коли розглядати велику послідовність інтервалів, то можливий діапазон відхилень значущих моментів від ідеальних положень складе

$$\Delta t = \Delta t_{\text{макс}} - \Delta t_{\text{мін}}, \quad (2.2)$$

де  $\Delta t_{\text{макс}}$  – максимально можливе відхилення значущого моменту праворуч від ідеального положення;  $\Delta t_{\text{мін}}$  – максимально можливе відхилення значущого моменту ліворуч від ідеального положення.

Відхилення значущого моменту праворуч вважають за додатне, а відхилення значущого моменту ліворуч – за від'ємне. Відносна величина загальних крайових спотворень послідовності значущих інтервалів буде

$$\delta = \frac{\Delta t}{2\tau_0}. \quad (2.3)$$

Коли елементи одного знаку скорочуються, а другого – розширюються, то такі крайові спотворення називають **переважаннями**. Випадкові крайові спотворення, спричинені завадами, змінюються за часом. Характеристичні кра-

йові спотворення залежать від характеру передаваної послідовності імпульсів. Вони виникають тоді, коли за час  $\tau_0$  перехідний процес не встигає установитися. Оскільки послідовності імпульсів є випадкові, то характеристичні крайові спотворення теж є випадковими.

Імпульси на виході каналу зв'язку піддаються впливові всіх трьох видів спотворень і сумарна величина крайових спотворень буде випадковою:

$$\delta = \delta_{\Pi} + \delta_{\chi} + \delta_{\text{в}}, \quad (2.4)$$

де  $\delta_{\Pi}$  – переважання;  $\delta_{\text{в}}$  – випадкові спотворення;  $\delta_{\chi}$  – характеристичні спотворення.

Коли один імпульс довжиною  $\tau_0$  в перебігу передачі перетворюється на декілька коротких імпульсів, то таке спотворення називають **дробленням**. На рис. 2.2 наведено імпульс, в якого індивідуальне крайове спотворення дорівнює  $\Delta t_3$ . Цей імпульс водночас і дробиться на два імпульси. Дроблення оцінюються щільністю розподілення довжин дроблень та частотою з'яви дроблень.

Крайові спотворення та дроблення схарактеризовують канал зв'язку з погляду його придатності для передачі імпульсних сигналів.

## 2.2 Реєстрація

Визначення правильності прийнятого імпульсу називають **реєстрацією**. При цьому зважають, що прийняті імпульси спотворені за рахунок дроблень та крайових спотворень. Якщо пристрій реєстрації забезпечує мінімальну ймовірність помилкового приймання сигналів, його називають **оптимальним**.

Технічна реалізація оптимального пристрою є досить складна, тому на практиці використовують більш прості пристрої. В них застосовують такі способи реєстрації: стробуванням, інтегруванням та комбінований.

На рис. 2.3 наведено схему реєстрації стробуванням, а на рис. 2.4 – епюри сигналів, які пояснюють засади стробування.

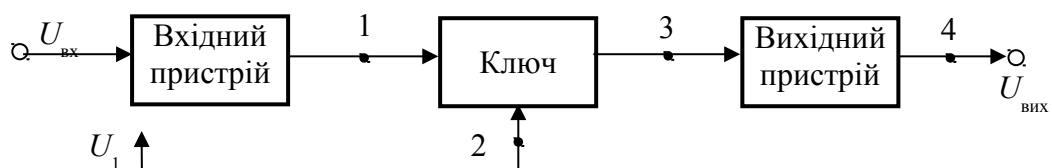


Рисунок 2.3 – Реєстрація стробуванням

На рис. 2.4  $U_1$  – спотворений сигнал в точці 1, який надходить з вхідного пристрою на ключ. Передавана послідовність є 10101. Суцільними лініями подано спотворені імпульси, а ідеальні одиничні інтервали довжиною  $\tau_0$  – штриховими лініями.

Доведено, що найменша похибка при реєстрації стробуванням буде тоді, коли оцінювання імпульсу провадиться всередині значущого інтервалу.

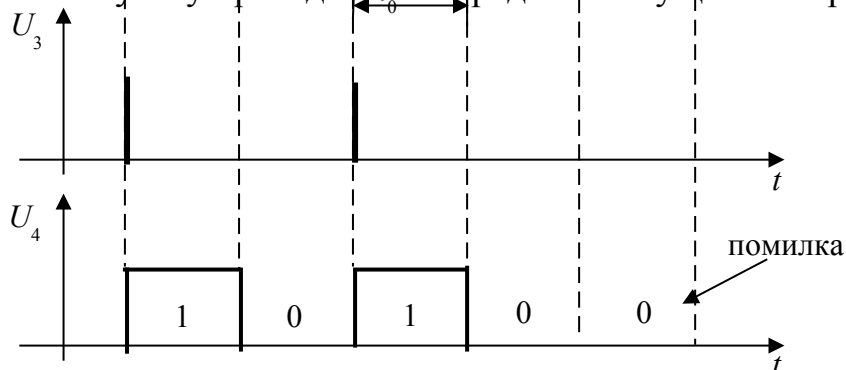


Рисунок 2.4 – Епюри сигналів, пояснюючі реєстрацію методом стробування

$U_2$  – стробуючі імпульси в точці 2, відповідні серединам значущих інтервалів.

Якщо даного моменту часу, коли надходить стробуючий імпульс, в точці 1 є одиниця, то в точці 3 теж з'являється стробуючий імпульс. При цьому з вихідного пристрою до точки 4 надходить ідеальний одиничний імпульс.

Коли ж в точці 1 є нульовий сигнал, то в точці 3 не буде стробуючого імпульсу, а з вихідного пристрою до точки 4 надійде нульовий сигнал довжиною  $\tau_0$ .

Імпульси в точці 4 зсунено відносно до імпульсів в точці 1 на половину довжин одиничних інтервалів.

З рис. 2.4 видно, що останній (п'ятий імпульс) з послідовності 10101 зареєстровано з помилкою, оскільки величина крайового спотворення перевищила  $0,5 \tau_0$  і всередині значущого інтервалу не було сигналу одиниці. Коли величина крайового спотворення не перевищує  $0,5 \tau_0$ , то елемент сигналу реєструється безпомилково.

Величина максимального зміщення значущого моменту, за якого ще є можливе безпомилкове приймання, називається **виправною здатністю приймача**. За реєстрації методом стробування виправна здатність приймача не може перевищувати  $0,5 \tau_0$ , або 50 %. Це є слушне тільки при крайових спотвореннях. Якщо в каналі зв'язку є дроблення, то будь-яке дроблення, котре збіглася зі стробуючим імпульсом, призведе до помилкової реєстрації. За реєстрацію методом інтегрування сигнал аналізується впродовж всього значущого інтервалу.

На рис. 2.5 наведено структурну схему реєстрації інтегруванням.

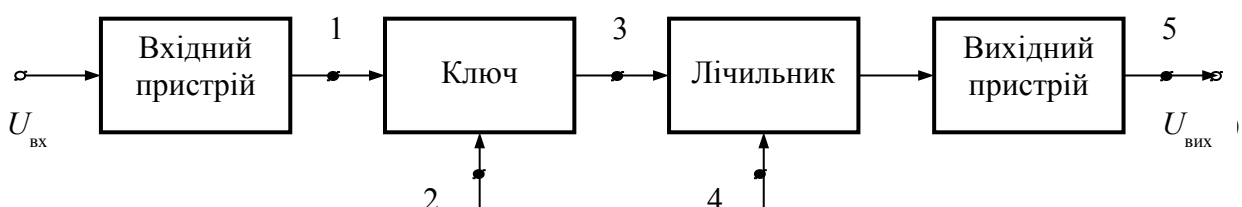


Рисунок 2.5 – Реєстрація інтегруванням

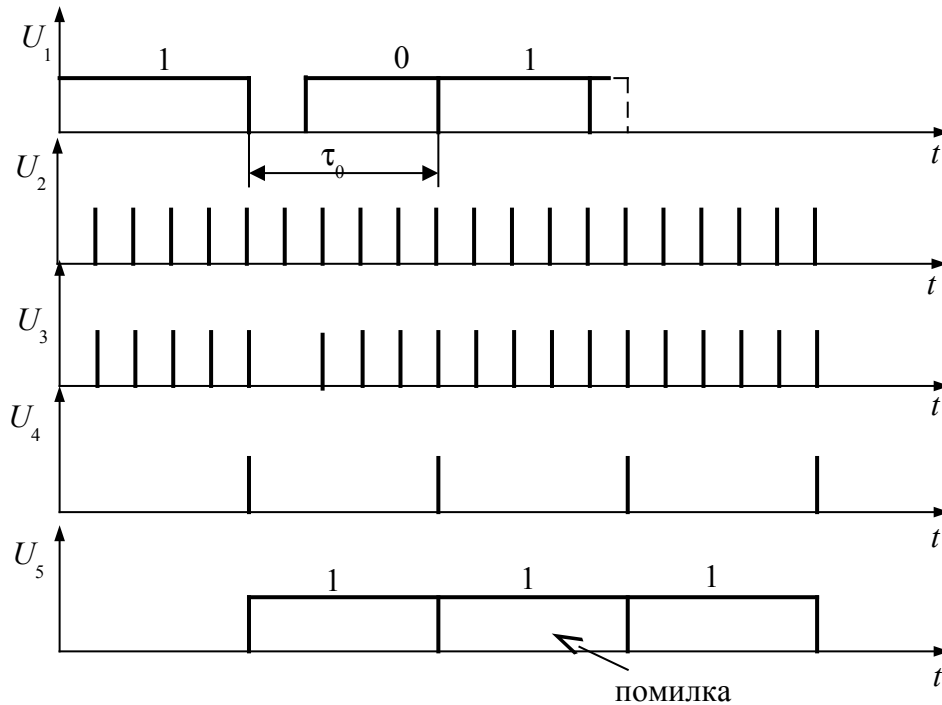


Рисунок 2.6 – Епюри сигналів, пояснюючі реєстрацію методом інтегрування

На вхід каналу зв'язку подається послідовність імпульсів 101. Внаслідок спотворень в точці 1 буде сигнал  $U_1$ , тобто спотворено другий та третій імпульси. На входи ключа подаються  $U_1$  та  $U_2$ .

На виході ключа (точка 3) сигнали надійдуть лише тоді, коли будуть присутні одночасно сигнали на обох входах ключа. Лічильник підраховує імпульси впродовж значущого інтервалу  $\tau_0$ .

Якщо на вході ключа (точка 1) буде одиничний значущий інтервал  $\tau_0$ , то на виході ключа (точка 3) з'являться  $N$  тактових імпульсів, які надходять на другий вхід ключа (точка 2). Ємність лічильника можна взяти  $\frac{N}{2} + 1$  імпульс.

Коли на вихід ключа за одиничний значущий інтервал надходить  $\frac{N}{2} + 1$  імпульс, то можна дійти висновку, що прийнято одиницю. Межам значущих інтервалів відповідають імпульси  $U_4$ .

Висновок щодо того, який імпульс прийнято, роблять наприкінці значущого інтервалу. З рис. 2.6 видно, що другий імпульс прийнято помилково, оскільки в каналі зв'язку спостерігались значні спотворення. Наприкінці кожного значущого інтервалу інформація з лічильника зчитується й лічильник обнулюється.

Зробимо аналіз завадостійкості методів реєстрації при крайових спотвореннях. За реєстрації методом стробування імпульс реєструється всередині



значущого інтервалу і припускається відхилення якого завгодно значущого моменту на величину не більше  $0,5\tau_0$ . Коли реєструють сигнал методом інтегрування, то сумарне відхилення обох значущих моментів не повинно перевищувати  $0,5\tau_0$ .

Тому за крайових спотвореннях є слушна нерівність

$$P_{\text{п.і.к}} > P_{\text{п.с.к}}, \quad (2.5)$$

де  $P_{\text{п.і.к}}$  – ймовірність помилки за реєстрацію методом інтеграції, а  $P_{\text{п.с.к}}$  – ймовірність помилки за реєстрацію методом стробування.

Можна зазначити, що за крайових спотвореннях та інтегрального методу реєстрації, коли сумарне відхилення значущих моментів перевищить  $0,5\tau_0$ , вже буде помилковий прийом. За цих самих умов та реєстрації методом стробування ще можливий правильний прийом.

Встановлено, що крайові спотворення відповідають нормальному закону. Густина ймовірності  $W(\delta)$  відносної величини крайових спотворень  $\delta$  буде

$$W(\delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-(\delta \pm \alpha)^2 / 2\sigma^2}, \quad (2.6)$$

де  $\alpha$  – математичне очікування величини  $\delta$ ;  $\sigma$  – середньоквадратичне відхилення випадкової величини  $\delta$  від математичного очікування.

Для лівого значущого моменту густина ймовірності

$$W_1(\delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-(\delta - \alpha)^2 / 2\sigma^2}, \quad (2.7)$$

а для правого значущого моменту –

$$W_1(\delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-(\delta + \alpha)^2 / 2\sigma^2}. \quad (2.8)$$

Сигнал реєструється помилково, коли права або ліва межа імпульсу зсувається на величину, більшу за виправну здатність приймача  $\mu$ . Ймовірність таких подій буде

$$P_1 = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{\mu}^{\infty} e^{-(\delta - \alpha)^2 / 2\sigma^2} d\delta = 0,5[1 - \Phi(z)]; \quad (2.9)$$

$$P_2 = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\mu} e^{-(\delta + \alpha)^2 / 2\sigma^2} d\delta = 0,5[1 - \Phi(z)], \quad (2.10)$$

де  $P_1, P_2$  – ймовірності зміщення лівої й правої меж імпульсу;  $\Phi(z)$  – функція Крампа

$$\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-x^2/2} dx, \quad (2.11)$$

$$z = \frac{\mu - \alpha}{\sigma}. \quad (2.12)$$

Помилкова реєстрація сигналу станеться й тоді, коли обидві межі імпульсу водночас змістяться на величину більшу за  $\mu$ . Якщо ймовірності зміщення меж є незалежні, то ймовірність помилки при реєстрації стробуванням і при крайових спотвореннях буде

$$P_{\text{п.с.к}} = P_1 + P_2 - P_1 \cdot P_2. \quad (2.13)$$

З врахуванням формул (2.9)...(2.12)

$$P_{\text{п.с.к}} = 0,75 - 0,5 \cdot \Phi(z) - 0,25 \cdot [\Phi(z)]^2. \quad (2.14)$$

Можна показати, що при реєстрації інтегральним методом і крайових спотвореннях, ймовірність помилки

$$P_{\text{п.с.к}} = 0,75 - 0,5 \cdot \Phi(z/\sqrt{2}) - 0,25 \cdot [\Phi(z/\sqrt{2})]^2. \quad (2.15)$$

Отже, при крайових спотвореннях вигідніше використовувати для реєстрації метод стробування.

Дослідження, проведені на різних каналах зв'язку, виявили, що закон розподілу довжин дроблень є близький до логарифмічно-нормального закону. При цьому за нормальним законом розподіляється не довжина дроблень  $x$ , а її логарифм  $\ln x$ .

Густина ймовірності логарифмічно-нормального закону визначається як

$$W(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(\ln x - m)^2/2\sigma^2}, \quad (2.16)$$

де  $x$  — довжина дроблень,  $m$  — математичне чекання величини  $\ln x$ ,  $\sigma$  — середньоквадратичне відхилення величини  $\ln x$  від математичного очікування.

Кількість дроблень залежить від часу доби. Денного часу спотворень типу дроблень більше, аніж нічного часу.

Якщо довжина дроблень є менша за  $0,5\tau_0$ , то при реєстрації методом інтегрування приймання буде безпомилковим. Коли ж дроблення буде розташовано всередині імпульсу, то при реєстрації стробуванням може бути помилкове приймання. Отже, за дроблень

$$P_{\text{п.с.д}} > P_{\text{п.і.д}}, \quad (2.17)$$

де  $P_{\text{п.с.д}}$  — ймовірність помилки за реєстрації стробуванням, а  $P_{\text{п.і.д}}$  — ймовірність помилки за реєстрації інтегруванням.

Ймовірність помилок реєстрації за рахунок дроблень є тим більша, чим більша є кількість дроблень та їхня довжина. При спотвореннях типу дроблень більш доцільно використовувати метод реєстрації інтегруванням. Коли в каналі зв'язку є крайові спотворення та дроблення одночасно, то ймовірність помилки при реєстрації можна віднайти лише приблизно:

$$P_{\text{п}} \approx P_{\text{п.к}} + P_{\text{п.д}} - P_{\text{п.к}} \cdot P_{\text{п.д}}, \quad (2.18)$$

де  $P_{\text{п.к}}$ ,  $P_{\text{п.д}}$  — ймовірність помилки при реєстрації за рахунок крайових спотворень і дроблень відповідно.

Для реєстрації сигналів можуть використовуватись також багатointервальний метод та метод інтегрування з ваговою функцією. Ці методи є

складні, але більш завадостійкі порівняно з методами стробування та інтегрування.

Суть обробки сигналів у багатоінтервальному методі полягає в тому, що інтервал обробки обирається залежно від спотворень. Коли межі імпульсу зміщено відносно ідеального положення не більше за задані граничні значення, то імпульс інтегрується в інтервалі часу поміж цими самими межами. Якщо межі імпульсу зміщено більше за задані граничні значення, то межі замінюються тактовими імпульсами, що виробляються системою поелементної синхронізації. У разі, коли в сигналі, який надходить, немає меж, то відсутні межі теж замінюються на тактові імпульси.

За інтегрування з ваговою функцією різні ділянки одиничного інтервалу мають різну вагу. Там, де завади менші, вагу збільшують і навпаки. При реєстрації звичайним інтегральним методом вага в усьому інтервалі є однакова, а при стробуванні середня частина імпульсу береться з вагою 1, а інші частини імпульсу мають вагу 0.

Для аналізу стартстопних сигналів використовують поняття стартстопні спотворення. Суть цього поняття розглянемо для випадку реєстрації методом стробування. Без сумніву, зміщення стартового переходу на величину  $\Delta t_c$  призведе до зміщення моментів часу реєстрації одиничних кодових імпульсів теж на величину  $\Delta t_c$ . При цьому погіршуються умови реєстрації імпульсів і зменшується виправна здатність приймача. Мають місце також індивідуальні зміщення  $\Delta t_i$  окремих кодових імпульсів. Суму зміщень стартового переходу та індивідуальних зміщень кодових імпульсів називають **стартстопним зміщенням**, а відносне стартстопне спотворення

$$\delta_{\text{ст}} = \frac{\Delta t_c + \Delta t_i}{2\tau_0}, \quad (2.19)$$

де  $\tau_0$  – величина одиничного значущого інтервалу.

## 2.3 Регенерація

У каналах зв'язку на сигнали впливають завадні чинники, які призводять до зміни довжин та форм імпульсів, коли передаються імпульсні сигнали, або до зміни амплітуд, частот, фаз сигналів у разі передачі гармонічних сигналів. Це призводить до змін головних параметрів сигналів і ускладнює їхню обробку.

**Регенерацією** називають процес відновлення параметрів сигналів. У імпульсних сигналів відновлюються форми та довжини імпульсів.

Системи цифрового зв'язку мають високу завадостійкість тому, що в проміжних підсилювальних пунктах цих систем встановлено регенератори. Відношення сигнал/завада залишається практично незмінним на виході регенератора, а адитивні складові завад в регенераторах не накопичуються за збільшення довжини лінії зв'язку.

В аналогових системах передачі завади підсилюються разом із сигналом і передаються від одного підсилювального пункту до іншого, тому відношення сигнал/завада зменшується зі збільшенням довжини лінії зв'язку.

На рис. 2.7 наведено структурну схему регенератора, а на рис. 2.8 – епо-ри сигналів за для з'ясування засад роботи регенератора, де  $U_0$  – сигнал на вході каналу зв'язку;  $\tau_0$  – одиничний значущий інтервал.

Внаслідок обмеження в області низьких частот смуги каналу зв'язку вершини імпульсів можуть мати спадання, а внаслідок обмеження в області ви-соких частот фронти імпульсів затягуються.

Зі збільшенням частоти коректор компенсує зростання згасання сигналу для ділянки лінії у смузі передаваних частот. Інколи коректор вмикають не в кі-нці ділянки лінії, а на її початку.

Виділяч тактової частоти виділяє тактові імпульси в середині значущих інтервалів. Тактові імпульси надходять на вхід ключа (точка 2).  $U_1$  – напруги сигналів на виході коректора (точка 1).

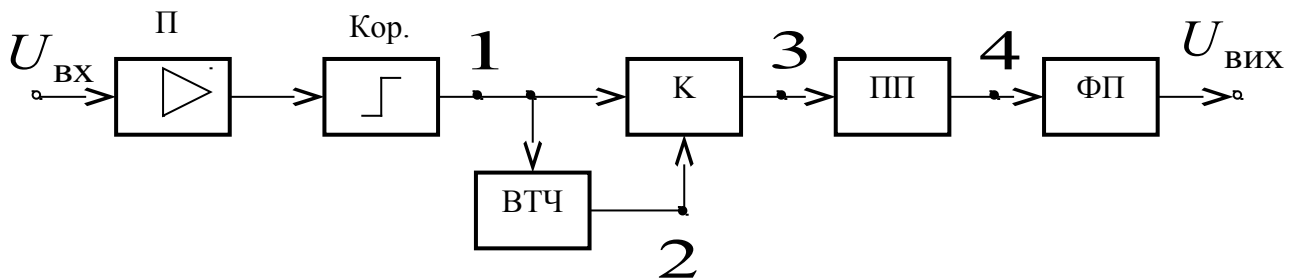


Рисунок 2.7 – Структурна схема регенератора:

П – підсилювач, Кор. – коректор, ВТЧ – виділяч тактової частоти, К – ключ,  
ПП – пороговий пристрій, ФП – формуючий пристрій

Фронти імпульсів затягнуто внаслідок обмеження смуги частот каналу зв'язку в області високих частот. Якщо розширити смугу частот, то затягування фронтів імпульсів буде меншим, але збільшаться шуми. Для зменшення впливу шумів смуга частот каналу зв'язку повинна бути мінімальною. Окрім того, підсилювач має забезпечити ефективне підсилення хоча б 80 % енергетичного спектра імпульсного сигналу. Останній вимозі задовольняє смуга частот, від-повідна до смуги частот першої пелюстки енергетичного спектра цифрового си-гналу. Компроміс поміж цими умовами полягає у виборі смуги частот  $\Delta f_1$  для одно-полярного двійкового сигналу:

$$\Delta f_1 = 2f_m, \quad (2.20)$$

а для квазітрійкового сигналу

$$\Delta f_2 = f_m, \quad (2.21)$$

де  $f_m$  – тактова частота.

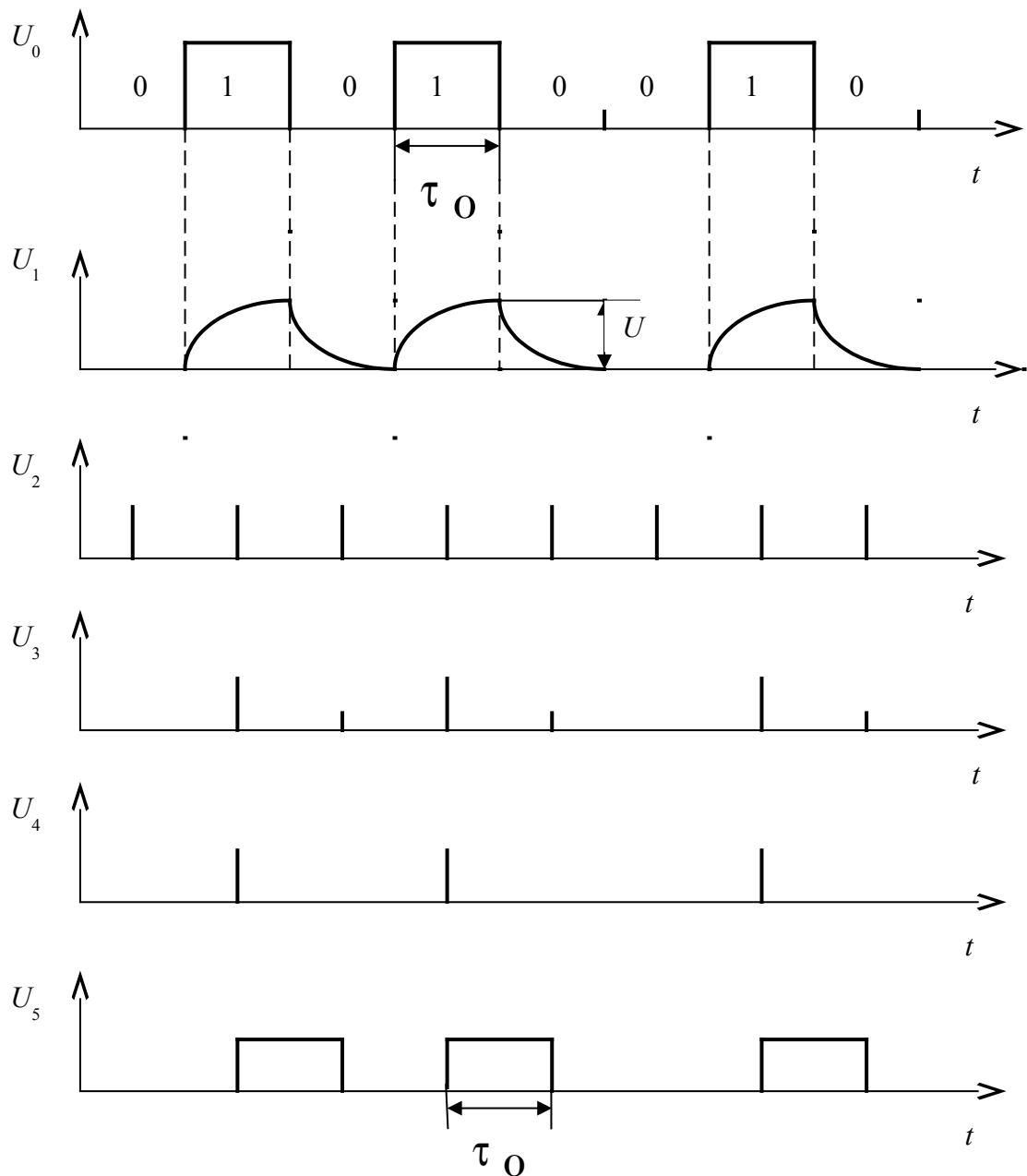


Рисунок 2.8 – Епюри сигналів задля з'ясування засад роботи регенератора

Амплітуди імпульсів на виході ключа (напруга  $U_3$ ) відповідають значенням сигналів в точці 1.

Далі сигнали подаються на пороговий пристрій, який є обмежувачем за мінімумом та максимумом. Коли амплітуда стробуючого імпульсу в точці 3 є менша за певну порогову величину, то вважають, що це відповідає нульовому сигналові. Якщо ж стробуючий імпульс в точці 3 є більший за задану порогову величину, то на виході порогового пристрою генерується імпульс з певною амплітудою, необхідною для запуску формуючого пристрою.

Обмеження сигналів за амплітудою, яке виконує пороговий пристрій, дозволяє зменшити вплив завад, які є в каналі зв'язку. Помилкове спрацювання порогового пристрою можливе тоді, коли завада за амплітудою перевищить заданий поріг.

Формуючий пристрій продукує імпульси з нормованими параметрами. В даному разі нормуються амплітуди імпульсів та значущі інтервали. Імпульси на виході регенератора (точка 5) зміщено на  $0,5\tau_0$  відносно імпульсів у точці 1. В якості формуючого пристрою може бути використано чекаючий мультивібратор.

Поріг спрацювання порогового пристрою  $U_{\text{п}}$  обирають рівним половині максимального сигналу  $U$  на виході коректора, тобто

$$U_{\text{п}} = 0,5 \cdot U. \quad (2.22)$$

При цьому забезпечується мінімум помилок спрацювання на виході регенератора. Зміщення порогу в будь-який бік приводить до зниження завадостійкості регенератора. Це зміщення може виникати не стільки від зміни порогової напруги в самій схемі, скільки від зміни максимального сигналу на виході коректора, яке може бути спричинено дестабілізуючими чинниками. Такими дестабілізуючими чинниками можуть бути: зміна згасання лінії, нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача, зміна величини сигналів, які надходять на вхід лінії зв'язку. Для підтримки оптимального співвідношення (2.22) в регенераторах використовують автоматичне регулювання підсилення.

### 3 СИНХРОНІЗАЦІЯ

**Синхронізацією** називають встановлення та підтримання певних часових співвідношень поміж двома й більше процесами. Коли встановлюють і підтримують необхідні фазові співвідношення поміж значущими моментами переданих і прийнятих одиничних елементів сигналів, то такі дії називають **поелементною** або **тактовою синхронізацією**.

За групового синхронізування забезпечується правильний розподіл кодових комбінацій, а за циклового синхронізування – циклів часового об'єднання елементів.

Поелементна синхронізація сприяє правильній реєстрації окремих елементів і дозволяє відокремити один одиничний елемент сигналу від іншого. Групова та циклова синхронізації використовують одні й ті самі методи та пристрої.

На рис. 3.1 подано формування елементів кодових комбінацій у синхронних системах передачі.

Передавач формує окремі елементи сигналу тривалістю  $\tau_0$ , а кодова комбінація складається з п'яти одиничних елементів (напруга  $U_1$ ). Тривалість кодової комбінації  $T_{\text{к}} = 5 \cdot \tau_0$ .

Імпульси з напругою  $U_2$  відокремлюють окремі одиничні елементи, а імпульси з напругою  $U_3$  – кодові комбінації. З'яву імпульсів  $U_2$  в точно окреслені моменти часу забезпечує поелементна синхронізація, а з'яву імпульсів  $U_3$  – групова синхронізація.

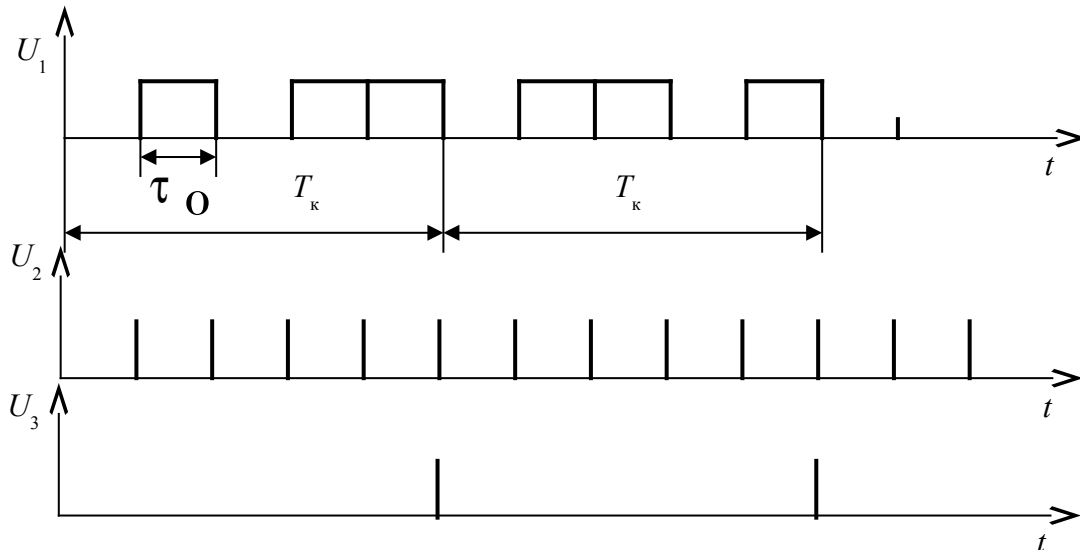


Рисунок 3.1 – Формування елементів кодових комбінацій в синхронних системах передачі

Синхронна робота передавача та приймача підтримується автоматично за рахунок підстроювання задаючого генератора приймача. Для цього в приймачі продукуються сигнали підстроювання частоти.

Якщо генератор приймача має нестабільність частоти  $\Delta f$  відносно номінальної частоти  $f$ , то за час

$$t_1 = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.1)$$

частота задаючого генератора приймача відхилиться від номінального значення на один період. Коли ж відхилення частоти задаючого генератора приймача від номінального значення буде  $+\Delta f$ , а відхилення частоти задаючого генератора передавача від номінального значення стане  $-\Delta f$ , то за час

$$t_2 = \frac{1}{2 \cdot \Delta f} \quad (3.2)$$

частоти інтервалів приймача й передавача змістяться одна відносно другої на один період.

Розходження частот генераторів на один період не дозволяється, тому що при цьому кодові комбінації будуть прийняті помилково. Припускається таке розходження частот, яке приймач може компенсувати. Це розходження частот не повинно призводити до перевищення максимально припустимого зміщення значущого моменту, яке називають **виправною здатністю приймача**. Якщо позначити максимально припустиме зміщення значущого моменту в частках одиничного значущого інтервалу через  $\mu$ , то допустимий час роботи генераторів без підстройки

$$t_{\text{доп}} = \frac{\mu}{2 \cdot \Delta f} \quad (3.3)$$

За часу роботи

$$t \leq t_{\text{доп}} \quad (3.4)$$

забезпечується синхронна робота передавача та приймача. Якщо відносна нестабільність частоти

$$\delta = \frac{\Delta f}{f}, \quad (3.5)$$

то

$$t_{\text{доп}} = \frac{\mu}{2\delta \cdot f}. \quad (3.6)$$

Оскільки частоту задаючого генератора в герцах беруть за величиною дорівнюваною швидкості модуляції  $B$  в бодах, то допустимий час роботи в секундах буде

$$t_{\text{доп}} = \frac{\mu}{2\delta \cdot B}. \quad (3.7)$$

Якщо подати  $\mu$  у відсотках від одиничного значущого інтервалу, то

$$t_{\text{доп}} = \frac{\mu}{200\delta \cdot B}. \quad (3.8)$$

Наприклад, коли  $B = 50$  Бод,  $\mu = 0,03$ ,  $\delta = 10^{-3}$ , то  $t_{\text{доп}} = 0,3$  с. Тобто, синхронна робота забезпечується лише впродовж 0,3 с, а потім потрібне підстроювання частоти, що є неприйнятне. Тому режим без підстроювання частот використовують лише за стартстопної роботи, за якої кожна кодова комбінація розпочинається зі стартового (безструмного) елемента. Потім передають кодові елементи. Кожна кодова комбінація закінчується стоповим (струмовим) елементом.

Стартовим елементом запускається розподільувач приймача, а стоповим елементом цей розподільувач зупиняється. Оскільки розподільувач приймача зупиняється стоповим елементом, то розходження за фазою розподільувачів передачі та прийому, котре накопичилось за час передачі кодової комбінації, зліквідовується. Наступна кодова комбінація передається за початкового нульового розходження фаз розподільувачів.

Коли  $n$  – довжина кодової комбінації, то максимально допустиме зміщення значущого елемента  $\varepsilon$  слід підтримувати за час

$$t_{\text{доп}} = (n + 1) \tau_0, \quad (3.9)$$

де  $\tau_0$  – тривалість одиничного інтервалу кодової комбінації;  $(n + 1)$  – довжина кодової комбінації з урахуванням стартового імпульсу.

З урахуванням формули (3.7) і того, що  $B = \frac{1}{\tau_0}$ ,

$$\delta = \frac{\mu}{2t_{\text{доп}} (n + 1) \tau_0 \frac{1}{\tau_0}} = \frac{\mu}{2t_{\text{доп}} (n + 1)}. \quad (3.10)$$

З формули (3.10) видно, що відносна нестабільність частот передавача і приймача за стартстопного методу передачі не залежить від швидкості модуляції.



Переваги стартостопного методу передачі полягають у швидкому входженні до синхронізму та в необхідності підтримки фазових співвідношень лише на інтервалі стартостопного циклу. Недоліком стартостопного методу є втрата пропускну здатності каналу зв'язку за рахунок долучання стартового та стопового імпульсів до кожної кодової комбінації.

### ***3.1 Поелементна синхронізація***

До пристроїв поелементної синхронізації висувають такі вимоги: висока точність підстройки фази, малий час входження до синхронізму, збереження синхронної роботи за завад і перерв зв'язку, незалежність точності синхронізації від передаваних сигналів.

Розрізняють методи примусової та взаємної синхронізації. За примусового методу тактова частота одного головного генератора керує генераторами всієї мережі. Взаємна синхронізація полягає у тому, що кожний тактовий генератор керує всіма іншими тактовими генераторами.

Функції головного генератора за примусового методу синхронізації може виконувати зовнішнє джерело еталонної частоти. Ця частота може передаватись по виділених системах передачі по кабелю й по радіоканалу. Для подачі еталонної частоти може використовуватись і лінія зв'язку, якою передається інформація.

При взаємній синхронізації кожен тактовий генератор синхронізується за усередненою величиною всіх тактових частот. Цю усереднену величину використовують всі тактові генератори мережі зв'язку. Несправність одного з тактових генераторів мало впливає на точність тактової частоти всієї мережі.

Взаємна синхронізація може бути рівноправною та ієрархічною. У разі рівноправної синхронізації всі задаючі генератори мережі є рівноправні і внесок кожного генератора до середньої тактової частоти мережі є однаковий. При ієрархічній синхронізації генератори, які перебувають на високому рівні ієрархії, більше впливають на усереднену тактову частоту мережі, а ніж генератори нижчого рівня ієрархії. Тактова частота при ієрархічній синхронізації являє собою усереднену зважену величину із всіх генераторів тактових частот мережі зв'язку.

У пристроях примусової синхронізації може використовуватись окремий канал зв'язку, яким передають сигнали для підстроювання тактової частоти місцевого генератора. При цьому знижується пропускну здатність робочого каналу зв'язку, виникає потреба зорганізувати додатковий канал передачі синхросигналів.

Більш доцільно виокремлювати сигнали підстроювання частоти тактового генератора з інформаційної послідовності прийманих сигналів, позаяк при цьому не знижується пропускну здатність робочого каналу зв'язку і забезпечується необхідна точність синхронізації.

За способом виділення тактової частоти пристрої примусової синхронізації можна поділити на розімкнені та замкнені. На рис. 3.2 наведено структурну схему розімкненого пристрою поелементної синхронізації, а на рис. 3.3 – часові діаграми роботи цього пристрою.

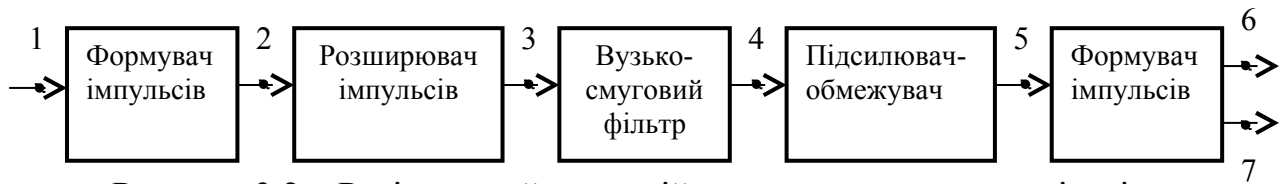


Рисунок 3.2 – Розімкнений пристрій поелементної синхронізації

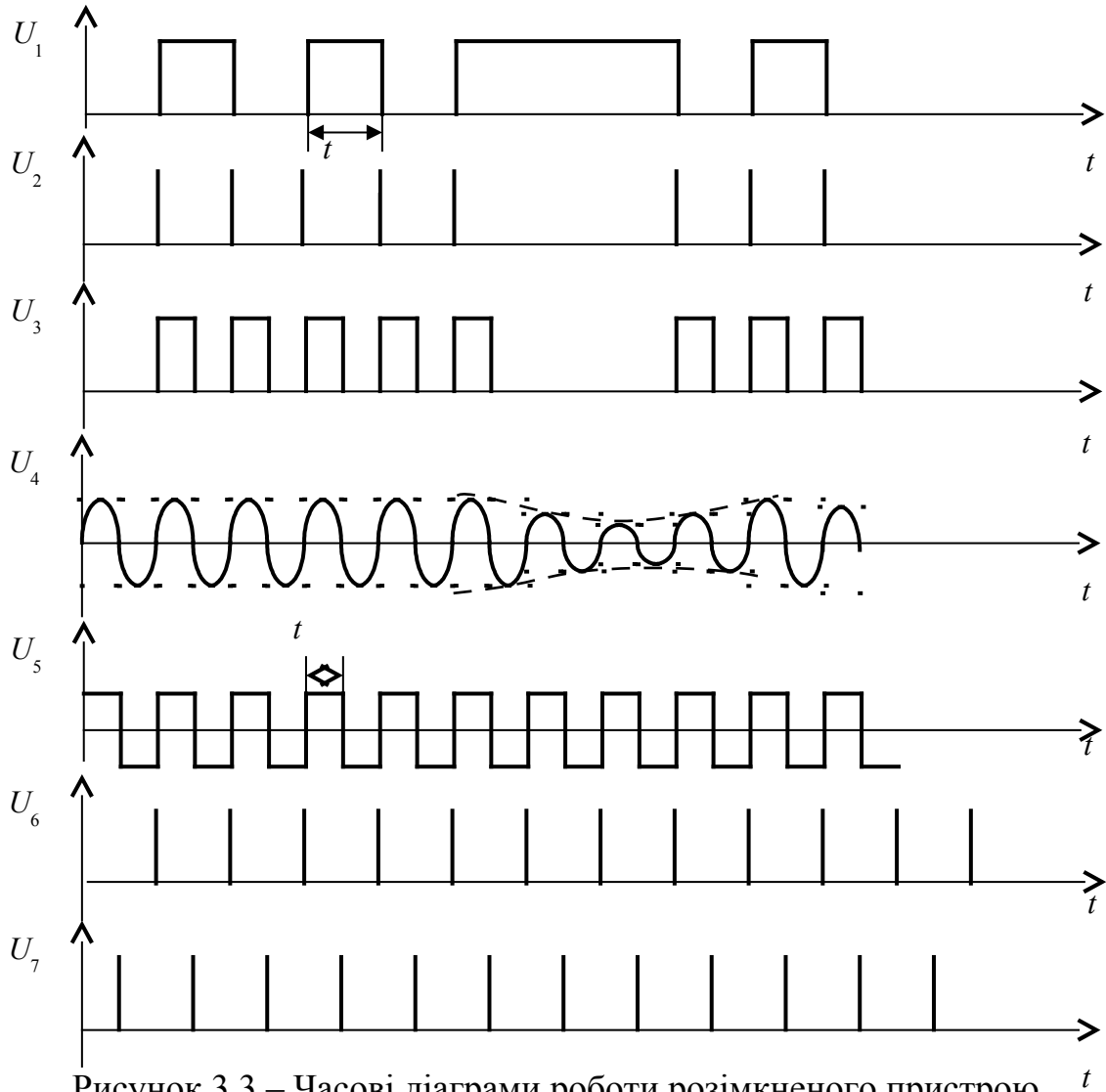


Рисунок 3.3 – Часові діаграми роботи розімкненого пристрою поелементної синхронізації

До точки 1 надходять сигнали інформаційної послідовності, значущі інтервали яких дорівнюють  $\tau_0$ . Формувач імпульсів виокремлює значущі моменти (напряга  $U_2$ ).

Розширювач імпульсів розширює імпульси з напрягою  $U_2$  до величин  $0,5\tau_0$  (напряга  $U_3$ ). Для розширювання імпульсів може використовуватись чекаючий мультивібратор.

Далі сигнали подаються на вузькосмуговий фільтр, в якості якого виступає резонансний контур с частотою

$$f = \frac{1}{\tau_0}. \quad (3.11)$$

Амплітуда сигналів на виході контура (напруга  $U_4$ ) залежить від структури сигналів, передаваних каналом зв'язку. Найбільшій амплітуді сигналів на виході контура відповідають сигнали, які являють собою чергування нулів та одиниць.

Коли є перерва зв'язку або поспіль ідуть сигнали у вигляді одиниць, то на вихід контура надходить згасаючі коливання. Сигнали з контура надходять на підсилювач-обмежувач, на вході якого перебуватимуть імпульси з тривалістю  $0,5\tau_0$  (напруга  $U_5$ ).

За досить тривалих перерв зв'язку сигнали на виході контура можуть зменшуватись до таких величин, що підсилювач-обмежувач не зможе перетворювати синусоїдальні сигнали на прямокутні. Тоді є можливий зрив синхронізації.

Для того щоби не сталося зриву синхронізації, до передаваного сигналу додають при передачі заздалегідь відому псевдовипадкову послідовність імпульсів. При прийомі цю послідовність віднімають від сигналу. Цей прийом називають скремблюванням.

У разі використання скремблювання робота пристрою поелементної синхронізації не залежить від переривань зв'язку й характеру передаваних інформаційних сигналів.

З виходу підсилювача-обмежувача прямокутні імпульси надходять на формувач імпульсів, який виділяє як значущі моменти (напруга  $U_6$ ), так і імпульси, відповідні серединам значущих інтервалів (напруга  $U_7$ ). Ці імпульси можуть використовуватись при реєстрації стробуванням.

Позитивна якість розімкнених систем поелементної синхронізації – простота реалізації, недолік – залежність синхронізації від структури передаваних сигналів та переривань зв'язку. Недолік усувають при використанні скремблювання.

Спрощена схема замкненого пристрою поелементної синхронізації наведена на рис. 3.4.

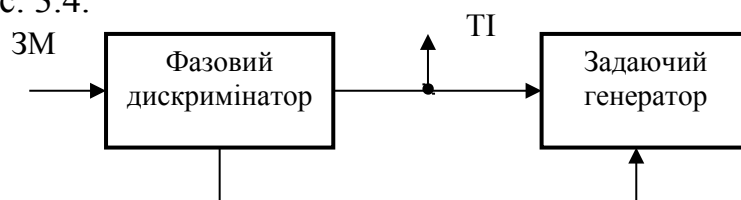


Рисунок 3.4 – Замкнений пристрій поелементної синхронізації

Фазовий дискримінатор порівнює значущі моменти (ЗМ) прийраних сигналів зі значущими моментами тактових імпульсів (ТІ), які продукуються місцевим задаючим генератором. Коли є розходження за фазою значущих моментів, то фазовим дискримінатором продукуються керуючі сигнали, що змінюють частоту задаючого генератора.

За способом дії на задаючий генератор замкнені пристрої поелементної синхронізації поділяються на дві групи: з безпосереднім впливом на задаючий генератор і з непрямым впливом. Своєю чергою, пристрої синхронізації з безпосереднім впливом на частоту генератора за способом керування поділяються на дві підгрупи: пристрої з дискретним керуванням та пристрої з плавним керуванням.

У пристроях з дискретним керуванням керуючий сигнал змінюється час від часу дискретно, а в проміжках часу поміж підстроюваннями частоти керувальний сигнал не змінюється, а його величина є пропорційна до розходженню фаз значущих моментів.

Керувальний сигнал у пристроях з плавним керуванням змінюється плавно і впливає на задаючий генератор, змінюючи його частоту пропорційно до величини розходження фаз значущих моментів.

Складовою частиною пристрою з дискретним керуванням є задаючий генератор, частотозадавальні елементи якого перемикаються за допомогою керувальних сигналів, чим забезпечується дискретність змінювання частот задаючого генератора.

У пристроях з плавним керуванням за для змінювання частоти задаючого генератора використовують варикап. Ємність варикапа змінюється зі змінюванням прикладеної до нього напруги, яка продукується фазовим дискримінатором при розходженні фаз значущих моментів. Варикап є частотозадавальним елементом задаючого генератора, тому частота генератора змінюється плавно.

Відносна простота технічної реалізації пристроїв з безпосереднім впливом на частоту задаючого генератора є позитивною якістю. Недоліки цих пристроїв є такі: невисока точність синхронізації, мала стабільність частоти задаючого генератора, зрив синхронізації за переривань зв'язку та за тривалої відсутності значущих моментів, що може статися при передачі послідовності з одних нулів чи одиниць.

У пристроях з непрямым впливом фаза сигналів задавального генератора підстроюється у проміжному пристрої (рис. 3.5).

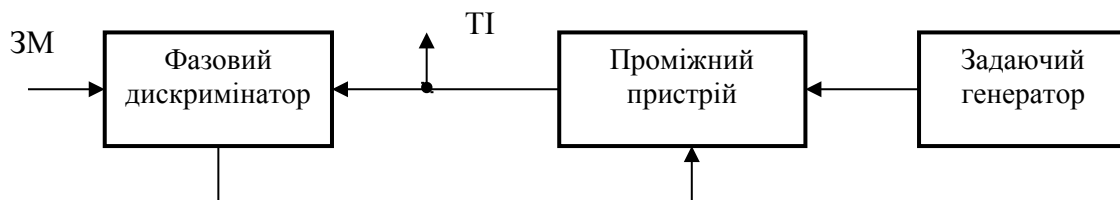


Рисунок 3.5 – Пристрій синхронізації з непрямым керуванням

Проміжний пристрій цілковито зреалізовується на дискретних елементах, що спрощує його виготовлення, налаштування та експлуатацію. Оскільки частота задаючого генератора залишається незмінною, то стабільність частоти генератора може бути доволі високою. В якості задаючого генератора може бути використано будь який стабільний генератор.

Проміжний пристрій складається з дільника частоти та схеми додавання й віднімання імпульсів, підімкнених до задаючого генератора, який продукує сигнали високої частоти  $f_v$ . Дільник частоти ділить частоту генератора  $f_v$  в  $m$  разів

$$f_m = \frac{f_v}{m}, \quad (3.12)$$

де  $f_m$  – частота тактових імпульсів.

Поміж дільником частоти і задаючим генератором вмикають схему додавання й вилучання імпульсів, яку детально буде розглянуто пізніше. Ця схема дозволяє додавати чи вилучати один імпульс високої частоти на вході дільника частоти.

Коли на вхід дільника частоти подати один додатковий імпульс високої частоти, то фаза вихідних імпульсів дільника частоти (частота тактових імпульсів) зсунеться в бік випередження на величину

$$\Delta t = \frac{1}{f_B}, \quad (3.13)$$

яка дорівнює періоду коливань задаючого генератора.

Якщо вилучити один імпульс, то фаза частоти тактових імпульсів зсунеться на величину  $\Delta t$  в бік відставання. Шляхом додавання та вилучання імпульсів змінюють фазу тактової частоти на необхідну величину.

Зміщення фази тактових імпульсів в частках одиничного значущого інтервалу називають **кроком корекції**

$$\Delta \varphi = \frac{\Delta t}{\tau_0}, \quad (3.14)$$

де  $\tau_0$  – одиничний значущий інтервал сигналів тактової частоти.

Вибором величини  $m$  дільника можна змінювати крок корекції фази тактової частоти. За збільшення  $m$  зменшується величина кроку корекції.

Схему замкненого пристрою тактової синхронізації з додаванням та вилучанням імпульсів наведено на рис. 3.6. Засади роботи фазового дискримінатора пояснюються на рис. 3.7.

Приймані інформаційні сигнали (напруга  $U_1$ ) подаються на вхід формуючого пристрою, який виділяє значущі моменти прийманих імпульсів (напруга  $U_2$ ). Ці значущі моменти порівнюються з тактовими імпульсами, випродукованими схемою приймача.

Імпульси з напругою  $U_2$  подаються на перші входи схем збігу  $I1$  та  $I2$ . На другий вхід схеми  $I2$  подаються тактові імпульси, випродуковані приймачем (напруга  $U_3$ ). На другий вхід схеми  $I1$  подаються інвертовані тактові імпульси, випродуковані приймачем (напруга  $U_4$ ).

Коли трапляється ситуація, що значущі моменти прийманих імпульсів і тактових імпульсів, випродукованих приймачем, збігаються в часі, то сигналів на виходах схем  $I1$ ,  $I2$  немає, тобто фазовий дискримінатор не видає керувальних сигналів. Цю ситуацію подано на епюрах три та чотири, рис. 3.7. Значущі моменти випродукованих приймачем тактових імпульсів відповідають за часом переднім фронтам імпульсів з напругою  $U_3$ .

Якщо випродуковані приймачем тактові імпульси відстають за часом від інформаційних сигналів в точці 1 (епюри п'ять та шість, рис. 3.7), то з'являються сигнали на виході схеми збігу  $I2$ .

У разі випередження випродукованих приймачем тактових імпульсів тих сигналів, що є в точці 1, з'являються сигнали на виході схеми  $I1$ .

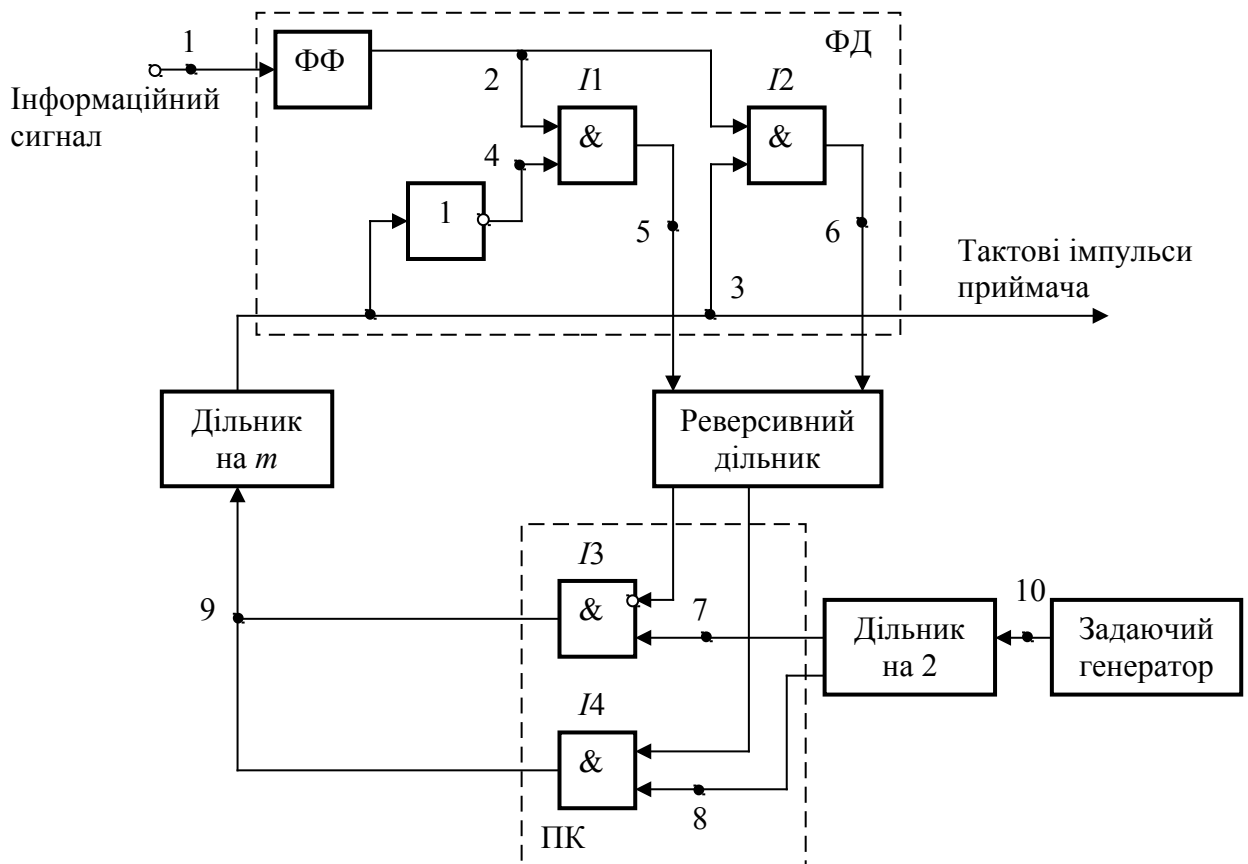


Рисунок 3.6 – Замкнений пристрій тактової синхронізації з додаванням та вилучанням імпульсів:

ФФ – формувач фронтів, ФД – фазовий дискримінатор, ПК – пристрій керування

Пристрій керування дозволяє додавати та вилучати імпульси на вході дільника на  $t$ , що призводить до корекції фази тактової частоти. Поміж пристроєм керування та фазовим дискримінатором увімкнено реверсивний дільник, який використовується для усереднювання впливу фазового дискримінатора.

За рахунок крайових спотворень межі прийманих сигналів змішуються в обидва боки від номінальних положень. Тому з виходів схем  $I1$  та  $I2$  фазового дискримінатора надходять сигнали, які можуть спричинити помилкову корекцію тактової частоти. Оскільки крайові спотворення є випадковими, то зміщення значущих моментів в сторони випередження й відставання є рівноймовірні.

Реверсивний дільник має два входи і два виходи. Коли ємність дільника  $S$  імпульсів, і в ньому нічого не записано, то імпульс на виході дільника з'явиться за умови з'яви поспіль  $S$  імпульсів на одному його вході. Якщо на перший вхід дільника надійшло  $S - 1$  імпульс, а далі на другий вхід дільника –  $S - 1$  імпульс, то реверсивний дільник повертається до вихідного положення. Імпульс на виході дільника у цьому разі виникне за з'яви на будь-якому вході  $S$  імпульсів.

Сигнали до пристрою керування надсилатимуться лише в тому разі, якщо в середньому кількість відхилень фази тактової частоти в один бік буде більше, а ніж в інший бік. Якщо імпульси корекції надходять лише на один вхід реверсивного дільника поспіль один за одним, то через кожні  $S$  вхідних імпульсів на виході дільника виникатимуть сигнали, які подаватимуться на пристрій

керування. Наприклад, коли на один вхід дільника надійшло поспіль  $AS$  імпульсів, то на виході дільника з'явиться  $A$  імпульсів.

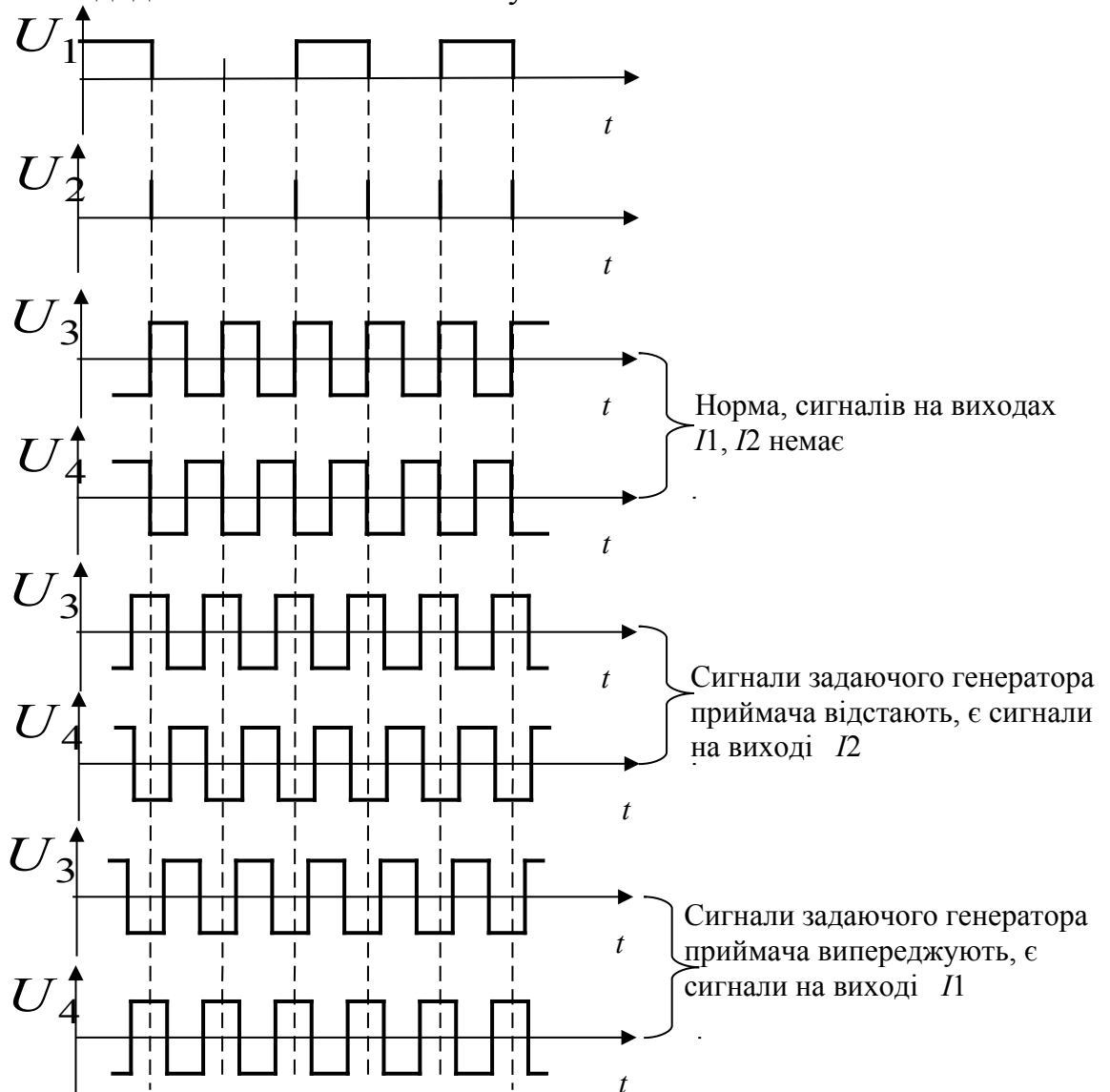


Рисунок 3.7 – До з'ясування роботи фазового дискримінатора

Вмикання реверсивного дільника зменшує вплив крайових спотворень, але збільшує час входження до синхронізму.

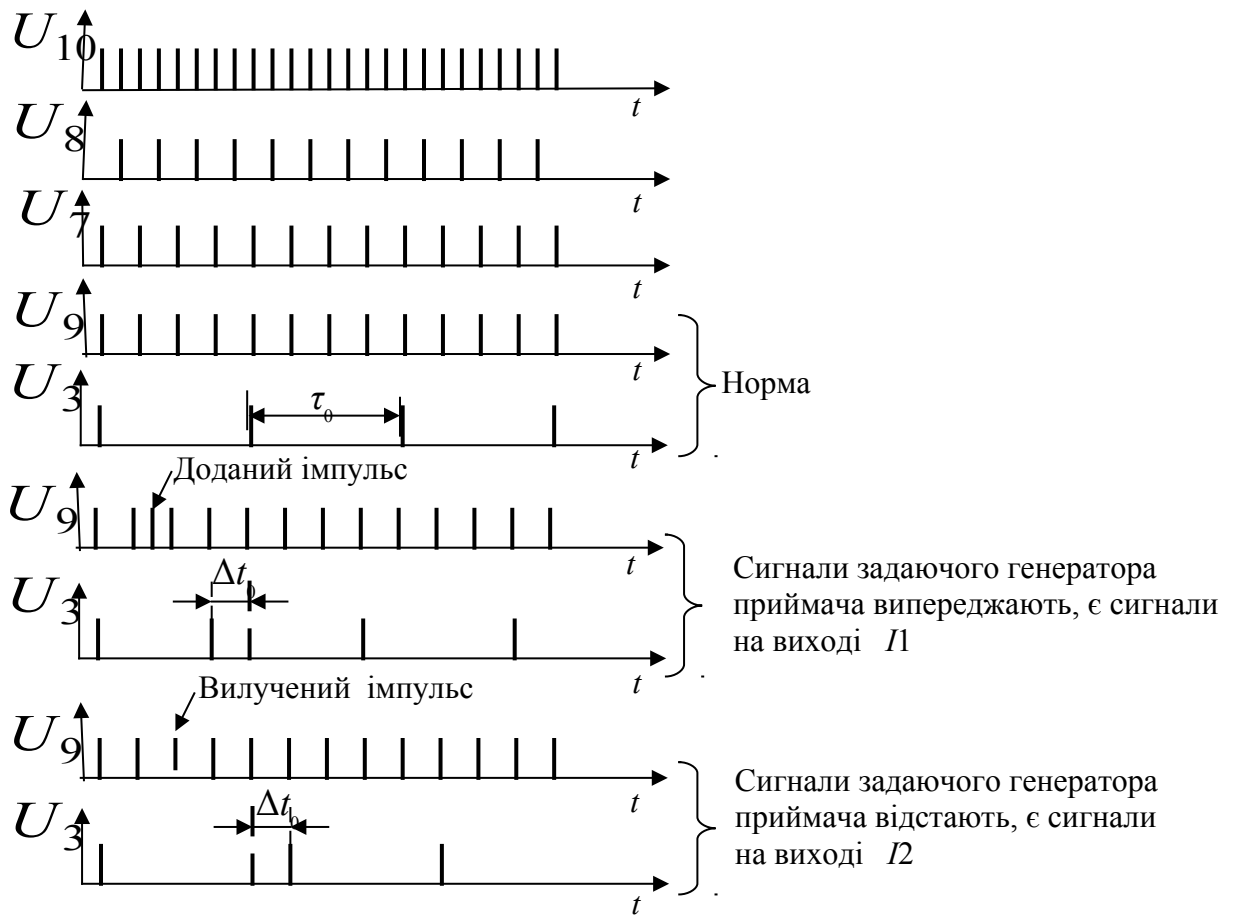


Рисунок 3.8 – До пояснення роботи пристрою керування

На рис. 3.8 показано сигнали в різних точках схеми.  $U_{10}$  – напруга сигналів з частотою  $2f_v$  на виході задаючого генератора. Дільник на два формує дві послідовності сигналів –  $U_8$  та  $U_7$ , зміщені одна відносно одної на період частоти задаючого генератора.

На один вхід схеми збігу  $I3$  подаються сигнали з дільника на два (точка 7). Коли на виході реверсивного дільника немає сигналів, то на другий вхід схеми  $I3$  подається дозволяючий сигнал, а з виходу схеми  $I3$  (точка 9) сигнали надходять на вхід дільника на  $m$ . На рис. 3.8 подано випадок, коли  $m = 4$ . Імпульси з напругою  $U_3$ , наведені на рис. 3.8, відповідають переднім фронтам сигналів  $U_3$ , поданих на рис. 3.7.

Коли тактові сигнали приймача випереджають значущі моменти прийманих сигналів, то з реверсивного дільника на другий вхід схеми  $I4$  подається дозволяючий сигнал. На перший вхід схеми  $I4$  (точка 8) надходять сигнали з дільника на 2. В цьому разі з виходу схеми  $I4$  один додатковий імпульс подається на вхід дільника на  $m$ . Це призводить до того, що тактові імпульси приймача зміщуються ліворуч на величину  $\Delta t$ , визначувану формулою (3.13).

Слід зауважити, що на схеми  $I3$ ,  $I4$  пристрою керування подаються сигнали з частотою  $f_v$ .

Якщо тактові сигнали приймача відстають від значущих моментів прийманих сигналів, то з реверсивного дільника на другий вхід схеми  $I3$  подається



сигнал заборони і один імпульс з виходу  $I3$  вилучається. Внаслідок цього тактові імпульси приймача зміщуються праворуч на величину  $\Delta t$ .

Отже, пристрій керування, котрий складається зі схем збігу  $I3$ ,  $I4$ , дозволяє додавати та вилучати імпульси на вході дільника  $m$ , забезпечуючи корекцію фази тактової частоти приймача.

### 3.2 Циклова синхронізація

Сигнал в цифрових системах передачі складається з кодових груп багатьох джерел інформації. Кодові групи різних джерел чергуються і утворюють цикли часового об'єднання. Розпізнавання кодових груп та їхній оптимальний розподіл поміж приймачами забезпечує система циклової синхронізації.

Найчастіше для синхронізації використовують групу символів, яка визначає початок кожного циклу і може бути розкодована при прийомі. Цикловий синхросигнал передається разом з інформаційним сигналом і періодично повторюється на одних і тих самих позиціях, які відповідають початкові циклу.

Пристрої циклової синхронізації повинні відповідати таким умовам: забезпечувати необхідну точність синхронізації, мати малий час входження до синхронізму при вмиканні апаратури й опісля короточасних переривань зв'язку, автоматично підтримувати синхронну роботу апаратури, забезпечувати можливість послідовного підмикання кількох ділянок.

Розрізняють безмаркерний та маркерний методи циклової синхронізації. За маркерного методу під час передачі інформації каналом зв'язку передають спеціальні сигнали синхронізації. За безмаркерного методу сигнали синхронізації передають лише за відсутності передачі інформації каналом зв'язку.

На рис. 3.9 наведено схему організації зв'язку за безмаркерного методу циклової синхронізації

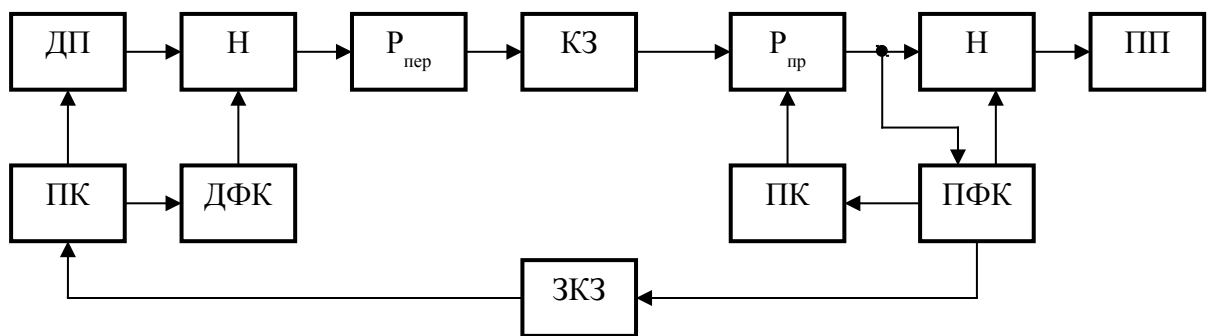


Рисунок 3.9 – Схема організації зв'язку за безмаркерного методу циклової синхронізації:

ДП – джерело повідомлень, Н – нагромаджувач,  $P_{\text{пер}}$  – розподільувач передавача, КЗ – канал зв'язку,  $P_{\text{пр}}$  – розподільувач приймача, ПК – пристрій керування, ДФК – давач фазуючої комбінації, ПФК – приймач фазуючої комбінації, ПП – приймач повідомлень, ЗКЗ – зворотний канал зв'язку

Перед початком сеансу зв'язку джерело повідомлень заблоковано пристроєм керування і до каналу зв'язку через розподільувач передавача передається від давача фазуюча комбінація сигналів. Приймач фазуючої комбінації реагує лише на фазуючу комбінацію.

Коли розподільвачі передавача і приймача буде сфазовано, то від приймача фазуючої комбінації на пристрої керування передавача і приймача буде подано команди стосовно можливості передачі повідомлень. Команда на пристрій керування передавача подається зворотним каналом зв'язку.

Якщо розподільвачі передавача та приймача не сфазовано, то здійснюється підстроювання розподільвача приймача. Коли розподільвачі сфазовано, то синхронізм підтримується завдяки тому, що при прийомі заздалегідь відома довжина інформаційної кодової комбінації.

Недоліки безмаркерного методу полягають у такому: при порушенні синхронізації треба припинити передачу інформації каналом зв'язку, відсутність контролю синхронізації при передаванні інформації та наявність зворотного каналу зв'язку.

Позитивною якістю безмаркерного методу є те, що за рахунок підстройки фази не відбувається значного зменшення швидкості передачі інформації каналом зв'язку.

Маркерний метод синхронізації з'ясовується схемою рис. 3.10, де  $1, 2, \dots, n, n + 1$  – позиції розподільвачів. За сфазованої системи сигнали, які надходять з позицій  $1, 2, \dots, n$  розподільвача передавача, повинні надходити відповідно до позицій  $1, 2, \dots, n$  розподільвача приймача.

В позиції  $n + 1$  передаються елементи маркера, які подаються від давача маркера. За один цикл передачі передається лише один елемент маркера. Повний сигнал маркера передають за кілька циклів. У проміжках часу поміж елементами маркера передають інформацію джерела повідомлень.

Приймач маркера спочатку підімкнено до позиції  $n + 1$  розподільвача приймача. Коли повний сигнал маркера становиться з  $A$  елементів, то для його передачі потрібно  $A$  циклів.

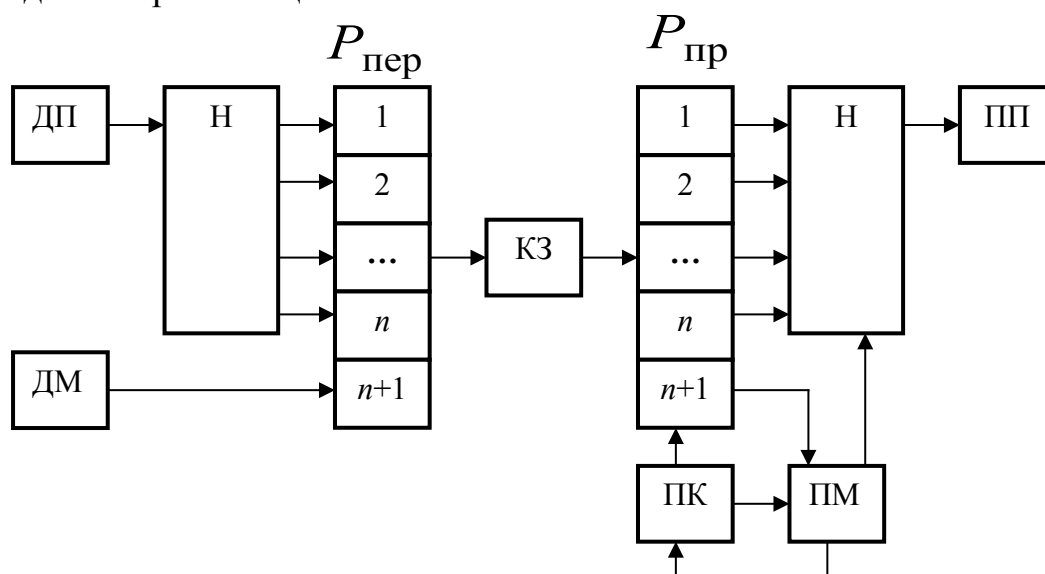


Рисунок 3.10 – Схема організації зв'язку за маркерного методу циклової синхронізації:

ДП – джерело повідомлень, ДМ – давач маркера, Н – нагромаджувач,  $R_{\text{пер}}$  – розподільвач передавача,  $R_{\text{пр}}$  – розподільвач приймача, ПК – пристрій керування, ПМ – приймач маркера, ПП – приймач повідомлень, КЗ – канал зв'язку

Якщо за  $A$  циклів повний сигнал маркера в позиції  $n + 1$  не прийнято, тоді шукають цей сигнал в позиції  $n$ . Коли і в позиції  $n$  повний сигнал маркера відсутній, то пошук проводять в позиції  $n - 1$  тощо. При цьому приймач маркера забороняє подавання інформації з нагромаджувача до приймача повідомлень. Пошук повного сигналу маркера здійснюють допоки його не буде від знайдено.

Коли повний сигнал маркера від знайдено, то провадиться переадресування в такий спосіб, щоби сигналам, які надходять з позицій  $1, 2, \dots, n$  розподільовача передавача, відповідала інформація, передавана з позицій  $1, 2, \dots, n$  розподільовача приймача до нагромаджувача.

Синхронізм при цьому контролюється впродовж всього сеансу зв'язку, оскільки в кожному циклі є елемент маркера. Через кожні  $A$  циклів приймач маркера формує фазуючий імпульс, який подається до пристрою керування. Цей імпульс підтверджує наявність синхронізму. За порушення синхронізації фазуючі імпульси з виходу приймача маркера надходити не будуть і через певний час від пристрою керування буде подано команду на пошук повного сигналу маркера.

Стартстопна система передачі належить до систем зв'язку з маркерною синхронізацією. Повний сигнал маркера складається з двох елементів. Першим елементом «Старт» – розпочинається кодова комбінація, а другим елементом «Стоп» – завершується кодова комбінація.

Позитивною якістю маркерного методу синхронізації є наявність незмінного контролю синхронізації впродовж сеансу зв'язку. Недолік маркерного методу синхронізації є більше, аніж за безмаркерного методу, зниження швидкості передачі інформації через необхідність передачі елементів маркера в кожному циклі.

### 3.3 Обчислення параметрів пристроїв синхронізації

Найчастіше використовують пристрої синхронізації з непрямим керуванням, до складу яких входять стабільні задаючі генератори і схеми з додаванням та вилучанням імпульсів. Такі пристрої синхронізації схарактеризовуються такими головними параметрами: похибка синхронізації, час синхронізації, час підтримки синхронізму, ймовірність зриву синхронізму.

Похибка синхронізації  $\varepsilon$  являє собою зміщення значущого моменту в частках одиничного значущого інтервалу за рахунок роботи пристрою синхронізації. Величина  $\varepsilon$  включає в себе дві складові, одна з яких є статична похибка  $\varepsilon_{\text{ст}}$ , а друга – динамічна похибка  $\varepsilon_{\text{дин}}$ :

$$\varepsilon = \varepsilon_{\text{ст}} + \varepsilon_{\text{дин}}. \quad (3.15)$$

Статична похибка синхронізації залежить від відносної нестабільності частот  $\delta$  задаючих генераторів приймача і передавача та кроку корекції  $\Delta \varphi$ . Крок корекції визначає зміщення фази тактових імпульсів на виході дільника частоти при додаванні чи вилучанні одного коректуючого імпульсу. З урахуванням формул (3.12) та (3.13),

$$\Delta \varphi = \frac{1}{m}, \quad (3.16)$$

а

$$\varepsilon_{\text{ст}} = \Delta \varphi + 2\delta S L, \quad (3.17)$$

де  $S$  – ємність реверсивного дільника,  $L$  – середня кількість прийраних поспіль елементів одного знаку. Величина  $L$  визначає період коректування й обирається в межах 2...3.  $2\delta$  враховує нестабільність частот задаючих генераторів передавача та приймача, коли відхилення частот від номінальних значень мають протилежні значення.

Динамічна похибка синхронізації спричинюється крайовими спотвореннями. Середньоквадратичне значення цієї похибки визначається як

$$\sigma_{\text{дин}} = \sqrt{\frac{0,628 \sigma}{S m}}, \quad (3.18)$$

де  $\sigma$  – середньоквадратичне значення крайових спотворень одиничних елементів.

Густина ймовірності динамічної похибки синхронізації буде

$$W(\varepsilon_{\text{дин}}) = \frac{1}{\sigma_{\text{дин}} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\varepsilon_{\text{дин}}^2}{2\sigma_{\text{дин}}^2}}. \quad (3.19)$$

Оскільки величина  $\varepsilon_{\text{дин}}$  підпорядковується нормальному закону, то з імовірністю 0,997 можна вважати, що вона не буде більша за  $3\sigma_{\text{дин}}$ . Тому для оцінки значень  $\varepsilon_{\text{дин}}$  можна прийняти

$$\varepsilon_{\text{дин}} = 3\sigma_{\text{дин}}. \quad (3.20)$$

Вираз для оцінки похибки синхронізації буде

$$\varepsilon = \frac{1}{m} + 2\delta S L + 3\sqrt{\frac{0,628 \sigma}{S m}}. \quad (3.21)$$

Мінімальний період коректування  $t_k$ , котрий визначається як час поміж двома корекціями частоти, залежить від ємності реверсивного дільника і величини одиничного елемента.

Для оцінки  $t_k$  використовують формулу

$$t_k = S \tau_0. \quad (3.22)$$

Час синхронізації  $t_c$  – час, який необхідний для коректування початкового розходження фаз поміж тактовими імпульсами та послідовністю вхідних інформаційних сигналів. Початкове розходження фаз є випадкове і може перебувати в межах від 0 до  $\pm \pi$  (від 0 до  $\pm \frac{\tau_0}{2}$ ). Підстроювання фази проводиться кроками через інтервал  $\Delta t$ . Кількість кроків, потрібна для підстроювання, дорівнюватиме  $\frac{\tau_0}{2\Delta t}$ . З урахуванням реверсивного дільника в разі найбільшого розходження за фазою максимальний час синхронізації  $t_{c \text{ макс}}$  буде

$$t_{c \text{ макс}} = S \cdot m \cdot \frac{\tau_0}{2}. \quad (3.23)$$

Час підтримки синхронізації  $t_{п.с}$  – це час, упродовж якого фаза сигналів відхилиться від меж значущих моментів не більше ніж на максимально допустиме зміщення значущого моменту, коли не працюватиме пристрій синхронізації. Робота пристрою синхронізації може перерватися у разі обриву каналу зв'язку, а також тоді, коли на вхід приймача досить довго надходять елементи одного знаку. Час підтримки синхронізації можна визначити за формулою (3.7), коли максимально допустиме зміщення значущого моменту зменшити на величину похибки синхронізації, тобто

$$t_{п.с} = \frac{(\mu - \varepsilon)}{2\delta \cdot B}. \quad (3.24)$$

За заданої швидкості модуляції  $B$  час підтримки синхронізації збільшується за зменшення відносної нестабільності частот  $\delta$  задаючих генераторів приймача та передавача.

Ймовірність зриву синхронізму  $P_{з.с}$  визначається як імовірність того, що фаза сигналів зсунеться більше ніж на  $0,5\tau_0$  і порушиться робота синхронної системи зв'язку. Величину  $P_{з.с}$  можна зменшити шляхом збільшення ємності реверсивного дільника. Але це призведе водночас до збільшення часу синхронізації і мінімального періоду коректування. Тому задача зменшення величини  $P_{з.с}$  є варіаційною, при розв'язанні якої оптимізують той параметр, який є найбільш важливим у даних умовах.

Як правило, при проектуванні систем синхронізації задають похибку синхронізації  $\varepsilon_c$ , швидкість передачі  $B$ , середньоквадратичне значення крайових спотворень  $\sigma_{кр}$ , виправну здатність приймача  $\mu$ , час синхронізації  $t_c$ , час підтримки синхронізації  $t_{п.с}$ .

Відносну нестабільність частот задаючих генераторів розраховують, виходячи з формули (3.24):

$$\delta = \frac{(\mu - \varepsilon)}{2B \cdot t_{п.с}}. \quad (3.25)$$

Виходячи з формул (3.20), (3.21) та (3.23), можна відзначити ємність реверсивного дільника

$$S = \frac{\mu - \varepsilon_{дин}}{2\delta \cdot L + \frac{1}{2t_{c \text{ макс}} \cdot B}}, \quad (3.26)$$

коефіцієнт дільника

$$m = \frac{2t_{c \text{ макс}} \cdot B}{S}. \quad (3.27)$$

Враховуючи те, що поміж задаючим генератором приймача та схемою додавання й вилучання імпульсів підімкнено дільник на 2, частоту задаючого генератора приймача  $f_3$  можна відзначити як

$$f_3 = 2m \cdot B. \quad (3.28)$$

У формулі (3.28) враховано, що частота тактових імпульсів у герцах чисельно дорівнює швидкості передачі в бодах.

Для пристроїв циклової синхронізації важливими є час синхронізації та час підтримки синхронізації. Бажано, щоби час синхронізації був малим, а час підтримки синхронізації великим.

Час синхронізації залежить від варіанта подавання фазуючих імпульсів. За маркерного методу циклової синхронізації використовують два варіанти подавання фазуючих імпульсів. Перший варіант полягає у передачі в кожному циклі  $n_\phi$  фазуючих імпульсів та  $n$  імпульсів інформації. У другому варіанті в кожному циклі, окрім  $n$  імпульсів інформації, передають по одному фазуючому імпульсові.

У першому варіанті всі фазуючі імпульси передають за один цикл, а в другому варіанті для передавання всієї фазуючої комбінації потрібно  $n_\phi$  циклів.

Зменшення пропускної здатності каналу зв'язку за рахунок передачі фазуючої комбінації у першому варіанті становить  $\frac{1}{\frac{n_\phi}{n} + 1} \cdot 100 \%$ , а у другому

варіанті –  $\frac{1}{n + 1} \cdot 100 \%$ . Вочевидь, що в першому варіанті зменшення пропускної здатності каналу зв'язку є значно більше, ніж у другому варіанті.

Мінімальний час синхронізації за першого варіанта  $t_{c1}$  дорівнює одному циклові і становить

$$t_{c1} = \tau_0(n + n_\phi). \quad (3.29)$$

При другому варіанті мінімальний час синхронізації  $t_{c2}$  є значно більший.

$$t_{c2} = \tau_0(n + 1) n_\phi. \quad (3.30)$$

Час підтримки синхронізації залежить від інтенсивності завад в каналі зв'язку, завадостійкості пристрою синхронізації і варіанта передачі фазуючої комбінації. Завади в каналі зв'язку можуть привести до помилкового фазування, коли під впливом завад спотворюється маркер.

Ймовірність помилкового фазування залежить від структури фазуючої послідовності імпульсів і співвідношення між кількістю фазуючих імпульсів та кількістю інформаційних імпульсів. Ймовірність помилкового фазування виражається як

$$P_{п.ф} = \frac{n - n_\phi - \left(2^{n_\phi} - 1\right) \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2^{n_\phi}}\right)^{n - n_\phi + 1}\right)}{n + n_\phi}. \quad (3.31)$$

Величина  $P_{п.ф}$  зменшується за збільшення кількості фазуючих імпульсів, але при цьому також зменшується пропускна здатність каналу зв'язку. Тому вибір кількості фазуючих імпульсів має провадитись з урахуванням як імовірності помилкового фазування, так і з урахуванням зменшення пропускної здатності каналу зв'язку.

При стартозупинній передачі кожна кодова комбінація розпочинається стартовим (безструмовим) елементом, потім ідуть інформаційні елементи. Закінчується кодова комбінація стоповим (струмовим) елементом. В режимі неперервної передачі під впливом завад можливе перетворення безструмового (стартового) елемента на струмовий й запуск розподільвача приймача зі зсувом у часі. Це супроводжуватиметься помилковим прийманням інформаційних елементів. Процес відновлення синхронізму буде випадковим і залежним від структури передаваних сигналів. За рівноймовірної з'яви всіх можливих кодових комбінацій та циклу 7,5 елементів з імовірністю 0,9 час синхронізації становить 8 циклів. Це означає, що час синхронізації з імовірністю 0,9 становитиме 60 елементів.

Оцінимо вплив похибки синхронізації на ймовірність помилки реєстрації у тому разі, коли реєстрація провадиться методом стробування. Густина ймовірності відносної величини крайових спотворень визначається формулою (2.6), а ймовірність помилки при реєстрації стробуванням можна відзначити за формулами (2.9), (2.10) та (2.13).

За наявності похибки синхронізації межі інтегрування у формулах (2.9), (2.10) змінюються і ймовірності зміщення лівої  $P_1$  та правої  $P_2$  меж імпульсу, що призводить до помилкової реєстрації становитимуть:

$$P_1 = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{\mu + \varepsilon}^{\infty} e^{-\frac{(\delta - a)^2}{2\sigma^2}} d\delta = 0,5[1 - \Phi(z_1)], \quad (3.32)$$

$$P_2 = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\mu + \varepsilon} e^{-\frac{(\delta - a)^2}{2\sigma^2}} d\delta = 0,5[1 - \Phi(z_2)], \quad (3.33)$$

де

$$z_1 = \frac{\mu + \varepsilon - a}{\sigma}, \quad (3.34)$$

$$z_2 = \frac{\mu - \varepsilon - a}{\sigma}, \quad (3.35)$$

$\Phi(z)$  – функція Крампа, визначувана формулою (2.11).

З формул (3.32)–(3.35) видно, що похибка синхронізації призводить до збільшення ймовірності помилки за реєстрації стробуванням.

## 4 СКРЕМБЛЮВАННЯ ТА МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ

### 4.1 Скремблювання

Слово «*scramble*» переводиться як *боротися й перемішувати*. Операція скремблювання дозволяє вирівнювати спектри систем передачі за допомогою зменшення дискретних компонент сигналів. При цьому легше виконати вимоги електромагнітної сумісності. Наявність скремблювання полегшує умови виділення тактової частоти в демодуляторі. Скремблер забезпечує просте закриття інформаційної передачі.

Скремблювання використовується у багатьох сучасних пристроях систем зв'язку. Структурну схему скремблювання подано на рис. 4.1.

Сигнали джерела повідомлень надходять на кодер, який виконує первинне кодування сигналів.  $S(t)$  – послідовність сигналів на виході кодера. Ця послідовність подається на вхід суматора за модулем 2.

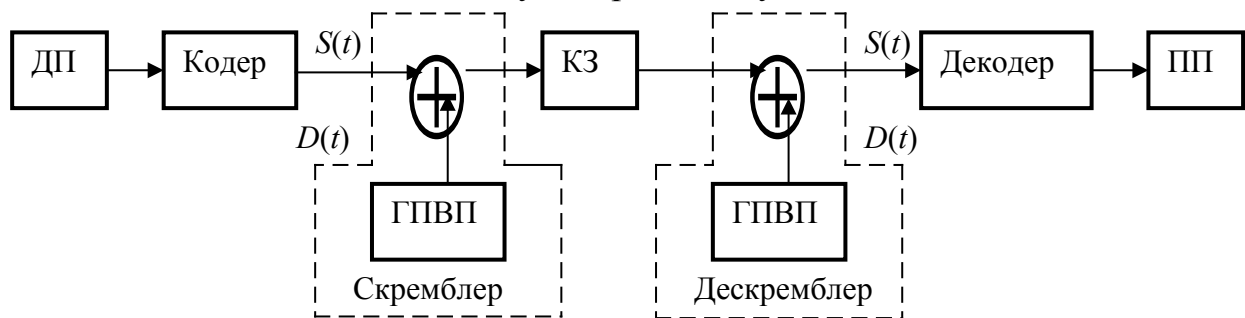


Рисунок 4.1 – Скремблювання:

ДП – джерело повідомлень, ГПВП – генератор псевдовипадкових послідовностей, КЗ – канал зв'язку, ПП – приймач повідомлень,  
 $\oplus$  – суматор за модулем 2

На другий вхід суматора за модулем 2 надходять сигнали  $D(t)$  від генератора псевдовипадкових послідовностей. Генератор псевдовипадкових послідовностей та суматор за модулем 2 утворюють скремблер, який надає передаваному сигналу властивостей псевдовипадкової послідовності.

Далі сигнали через канал зв'язку надходять на дескремблер, який відновлює первинний сигнал  $S(t)$ . Коли двічі додати до первинного сигналу  $S(t)$  псевдовипадкову послідовність за модулем 2, то первинний сигнал  $S(t)$  відновлюється.

Операція додавання чисел за модулем 2 відповідає таким вимогам:  
 $0 \oplus 0 = 0$ ;  $1 \oplus 1 = 0$ ;  $1 \oplus 0 = 1$ .

Розглянемо викладене на простому прикладі, де виконується додавання за модулем 2 первинної послідовності  $S(t)$  та псевдовипадкової послідовності  $D(t)$ .

У даному прикладі на вході скремблера двійкове число є 110010110. Псевдовипадкове число – 101111010. Сигнал на вході канала зв'язку – 011101100. На виході дескремблера відновлено двійкове число 110010110.



$$\begin{array}{r}
 S(t) - 110010110 \\
 \oplus \\
 D(t) - 101111010 \\
 \hline
 S(t) + D(t) - 011101100 \\
 \oplus \\
 D(t) - 101111010 \\
 \hline
 S(t) - 110010110
 \end{array}$$

Ідентичне відновлення первинної послідовності станеться тоді, коли в каналі зв'язку не буде завад і генератори псевдовипадкових послідовностей у скремблері та дескремблері будуть синфазні.

Синфазності генераторів псевдовипадкових послідовностей може бути досягнуто за рахунок подачі до каналу зв'язку синхронізуючих сигналів, які забезпечують примусовий запуск генераторів. Такий метод забезпечення синфазності генераторів використовують у прикінцевому цифровому обладнанні та при об'єднанні двох чи кількох цифрових сигналів одного рівня ієрархії.

При другому методі забезпечення синфазності генераторів використовують самосинхронізовані дескремблери. На рис. 4.2 подано схему 7-розрядного скремблера-дескремблера, використовуваного в радіорелейних системах передачі.

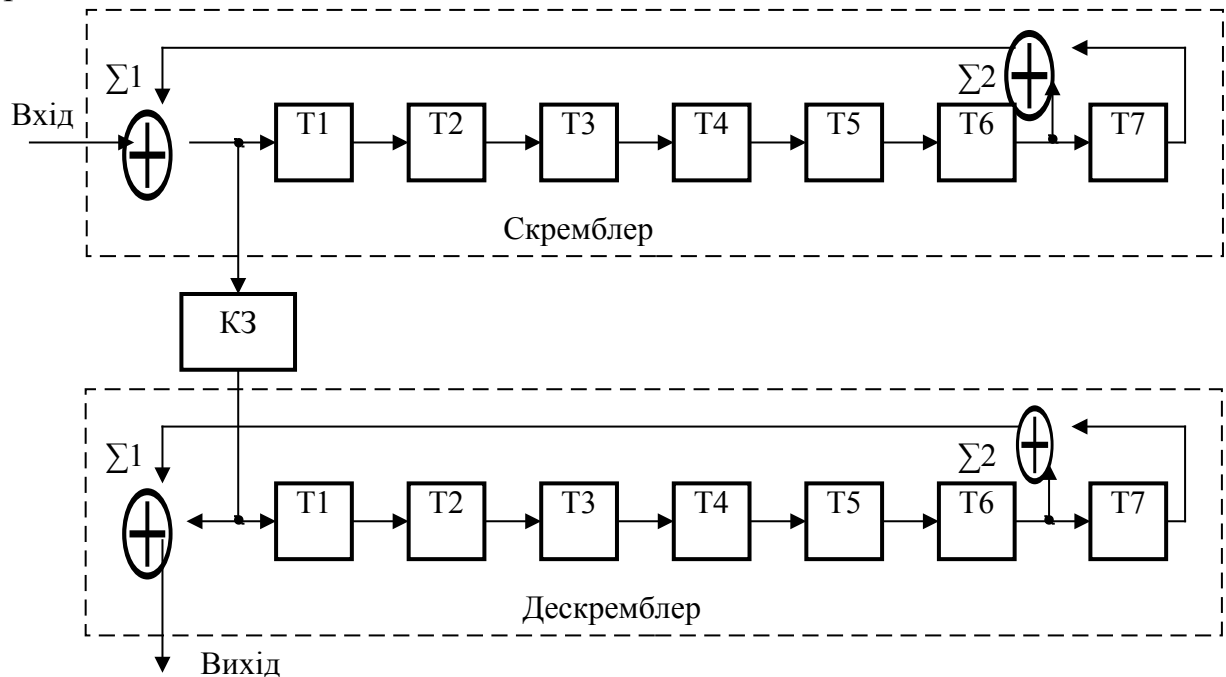


Рис. 4.2 Схема скремблера-дескремблера:

$\oplus$  – суматор за модулем 2, КЗ – канал зв'язку,  $T_i$  – комірки регістру зсуву

На комірки регістру зсуву надходять імпульси тактової частоти. Кожна комірка затримує цифрову послідовність на один такт. Поміж шостою та сьомою комірками регістру зсуву підімкнено суматор за модулем 2  $\Sigma 2$ .

На рис. 4.3 подано епюри сигналів на виході шостої комірки  $U_{\text{вих T6}}$  та на виході суматора  $\sum 2$   $U_{\text{вих } \sum 2}$  скремблера. Сигнали з виходу суматора  $\sum 1$  скремблера надходять до каналу зв'язку та на вхід комірки T1.

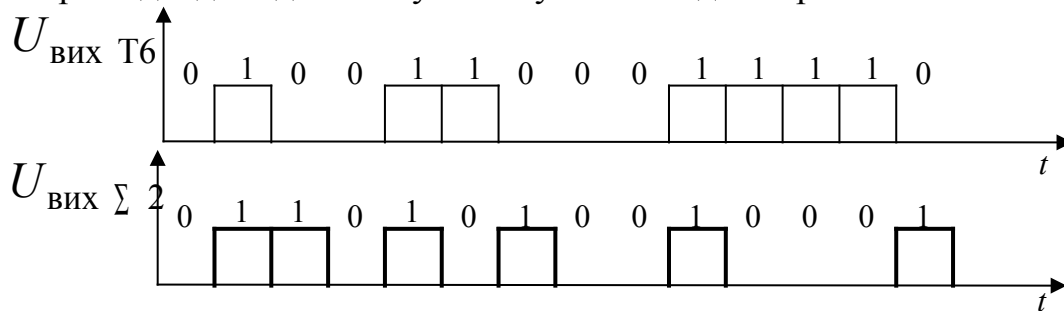


Рисунок 4.3 – Епюри сигналів на виході шостої комірки  $U_{\text{вих T6}}$  та суматора  $\sum 2$   $U_{\text{вих } \sum 2}$  скремблера

З рис. 4.3 видно, що одиничні імпульси, які надходять з виходу шостої комірки, на виході суматора  $\sum 2$  подвоюються. Багатократні імпульси, які наявні є на виході шостої комірки, на виході суматора  $\sum 2$  розділяються.

Одиничний імпульс з виходу шостої комірки одразу ж надходить на вихід суматора  $\sum 2$ . В наступному такті на вихід суматора  $\sum 2$  надходить імпульс з сьомої комірки.

Коли на виході шостої комірки виникає багатократний імпульс (кілька одиниць поспіль), то перший імпульс проходить на вихід суматора  $\sum 2$ . За з'яви другого й інших складових багатократного імпульсу, окрім останнього, на вході суматора  $\sum 2$  будуть нулі.

Завдяки суматорам  $\sum 1$ ,  $\sum 2$  та коміткам регістра на виході скремблера, з одного боку, руйнується періодичність сигналів, які надходять на вхід скремблера. З іншого боку, полегшується виділення тактової частоти при прийомі, оскільки багатократні імпульси розділяються.

Недоліком самосинхронізованих дескремблерів є розмноження помилок. Наприклад, якщо на виході шостої комірки дескремблера з'явиться лише одна помилка, то на виході суматора  $\sum 2$  дескремблера виникне вже дві помилки.

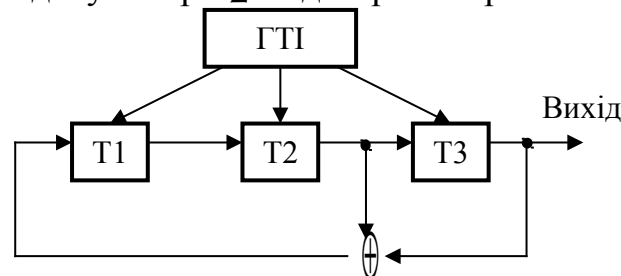


Рисунок 4.4 – Генератор псевдовипадкової послідовності:

ГТІ – генератор тактових імпульсів,  $T_i$  – комірки регістру зсуву,

$\oplus$  – суматор за модулем 2

В генераторах псевдовипадкових послідовностей використовують регістри зсуву. За приклад на рис. 4.4 наведено схему генератора псевдовипадкової послідовності з трьома комітками.

В таблиці 4.1 подано стан коміток генератора

Таблиця 4.1 – Стан коміток генератора та вихідний сигнал

Стан коміток			Вихідний сигнал
$T1$	$T2$	$T3$	
0	0	1	
1	0	0	1
0	1	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0
0	1	1	1
0	0	1	1

При синхронізації до комітки  $T3$  записують одиницю. Далі генератор видає сигнал 1001011, який складається з семи елементів. Довжина псевдовипадкової послідовності в елементах  $L$ , що генерується, визначається як

$$L = 2^m - 1, \quad (4.1)$$

де  $m$  – кількість коміток регістру зсуву.

В схемі скремблера-дескремблера (див. рис. 4.2) використано сім коміток регістру зсуву, тому довжина псевдовипадкової послідовності складатиметься з  $2^8 - 1 = 127$  елементів. Коли відстань поміж сигналами, подаваними на вхід скремблера, буде менша за 127 елементів, в канал зв'язку надходитиме випадковий сигнал. В паузах передачі на вході каналу зв'язку будуть псевдовипадкові послідовності довжиною 127 елементів.

Чим більша є довжина псевдовипадкової послідовності, тим краще розсіюються дискретні компоненти сигналу. Але за збільшення довжини псевдовипадкової послідовності збільшується й кількість розмножених помилок. Чим менша є довжина псевдовипадкової послідовності, тим менше розмножуються помилки на виході дескремблера.

#### 4.2 Дисперсія дискретних складових в спектрі заважаючих сигналів

В багатоканальних системах передачі з частотною модуляцією велику загрозу становлять заважаючі сигнали, в спектрі яких є дискретні складові. Заважаюча дія вузькосмугових складових сигналу є в  $\alpha$  разів більше а ніж широкосмугових.

$$\alpha = \frac{\Delta \Omega_z}{\Delta \Omega_c}, \quad (4.2)$$

де  $\Delta \Omega_3$  – ширина смуги заважаючих сигналів,  $\Delta \Omega_c$  – ширина смуги корисного сигналу.

Формула (4.2) є слушна в тому випадку, коли  $\Delta \Omega_3 \gg \Delta \Omega_c$  та  $U_c \gg U_3$  ( $U_c, U_3$  – амплітуди корисних сигналів та завад відповідно). Зазначені нерівності виконуються, тому що за їхнього невиконання буде неможливо зорганізувати високоякісну передачу інформації.

Дискретні складові наявні як в сигналах телебачення, так і в сигналах багатоканальної телефонії.

Розглянемо сигнал телебачення. На рис. 4.5 подано форму сигналу телебачення  $U_{тб}$ .

Рівень білого  $U_б$  відповідає сигналові, який має максимальну яскравість. Сигнал яскравості  $U_я$  змінюється в межах від  $U_г$  до  $U_б$ .

Спектр сигналу телебачення  $S$  на виході частотного модулятора має три складові:

$$f_c = f_0 + K_{чм} U_c; \quad (4.3)$$

$$f_г = f_0 + K_{чм} U_г; \quad (4.4)$$

$$f_я = f_0 + K_{чм} U_я, \quad (4.5)$$

де  $f_0$  – сигнал на виході частотного модулятора за відсутності телевізійного сигналу;  $K_{чм}$  – крутизна частотного модулятора.

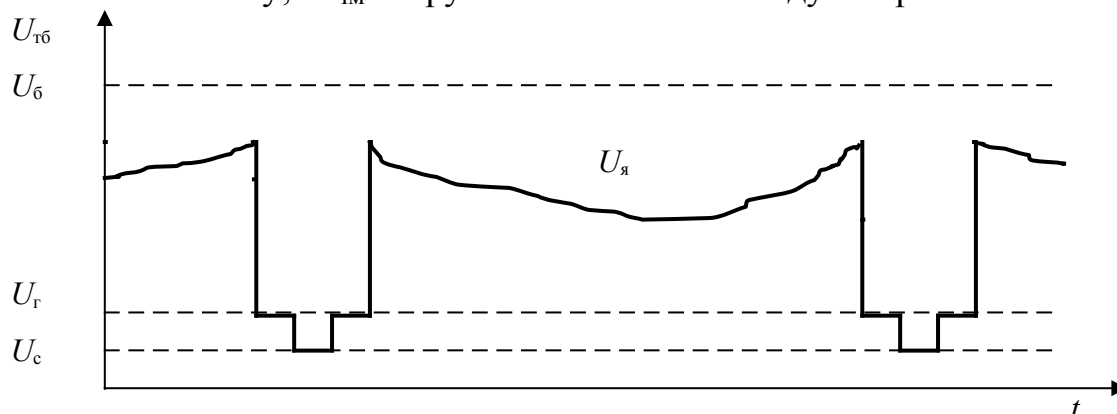


Рисунок 4.5 – Форма телевізійного сигналу:

$U_б$  – рівень білого,  $U_я$  – сигнал яскравості,  $U_г$  – напруга імпульсів гасіння полінійної розгортки,  $U_c$  – напруга синхроімпульсів полінійної розгортки

Крутизна частотного модулятора чисельно відповідає зміні частоти при подачі сигналу рівного 1 В.

Спектр сигналу на виході частотного модулятора  $S$  подано на рис. 4.6.

Формули (4.3)...(4.5) та рис. 4.6 слушні є тоді, коли індекс частотної модуляції  $m \ll 1$ .

$$m = \frac{\Delta f_d}{F_B}, \quad (4.6)$$

де  $\Delta f_d$  – девіація частоти частотного модулятора;  $F_B$  – верхня частота модулюючого сигналу.

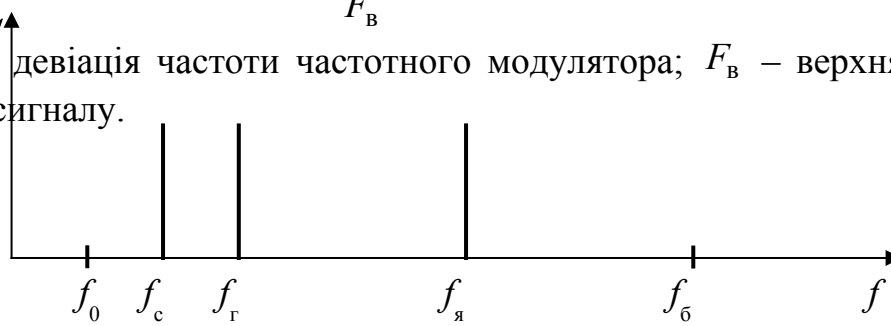


Рисунок 4.6 – Спектр телевізійного сигналу на виході частотного модулятора

Коли  $m > 1$ , сигнал на виході частотного модулятора  $f_{\text{чм}}$  має багато складових:

$$f_{\text{чм}} = f_0 \pm n K_{\text{чм}} U_i, \quad (4.7)$$

де  $U_i$  – сигнали на вході частотного модулятора;  $n = 1, 2, \dots \infty$ .

Шкідливий вплив дискретних складових сигналу зменшують за допомогою впровадження додаткової модуляції сигналом дисперсії, який забезпечує рівномірний розподіл складових сигналу за смугою частот. При цьому необхідно забезпечити можливість вилучання сигналу дисперсії. Передача основного сигналу й сигналу дисперсії не повинно супроводжуватись завадами.

Розрізняють основний сигнал і сигнал дисперсії можна за спектром, часом та за формою.

При передачі сигналів телебачення основний сигнал та сигнал дисперсії розрізняють за формою, додаючи при передачі сигнал дисперсії пилкоподібної форми з частотою полінійної розгортки. Амплітуда сигналу дисперсії обирається в межах 7...10 % від рівня білого. Сигнали дисперсії синхронізуються з частотою полінійної розгортки.

Впровадження сигналів дисперсії призводить до перекосу імпульсів гасіння полінійної розгортки та імпульсів синхронізації. На рис. 4.7 наведено окремо сигнали дисперсії  $U_{\text{сд}}$  та сигнали телебачення  $U_{\text{тб}}$  у разі незмінної яскравості за умови додавання сигналів дисперсії. На рис. 4.8 подано спектр сигналів телебачення за незмінної яскравості та при додаванні сигналів дисперсії.

Напруги сигналів  $U_1 \dots U_8$  на рис. 4.7 відповідають частотам спектральних складових  $f_1 \dots f_8$  на рис. 4.8. Спектр телевізійних сигналів при додаванні сигналів дисперсії уже не є дискретним, а заважаючи дія телевізійних сигналів менша.

На приймальному боці системи передачі треба усунути сигнал дисперсії. Для цього використовують компенсаційний пристрій, схему якого наведено на рис. 4.9<sup>1</sup>.

На вхід перетворювача подається частотномодульований сигнал. Обмежувач усуває паразитну амплітудну модуляцію, яка може виникнути в частотномодульованому сигналі. Частотний демодулятор відновлює телевізійний сигнал (див. рис. 4.5), який подається на вихід схеми та на вхід формуючого та синхронізуючого пристрою, підімкненого до генератора пилкоподібних імпульсів.



Рисунок 4.7 – Сигнали дисперсії  $U_{\text{сд}}$  та сигнали телебачення  $U_{\text{тб}}$  у разі незмінної яскравості при додаванні сигналів дисперсії

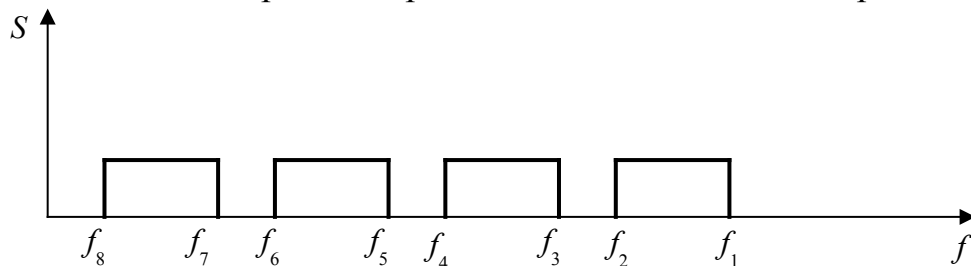


Рисунок 4.8 – Спектр сигналів телебачення за незмінної яскравості у разі додавання сигналів дисперсії

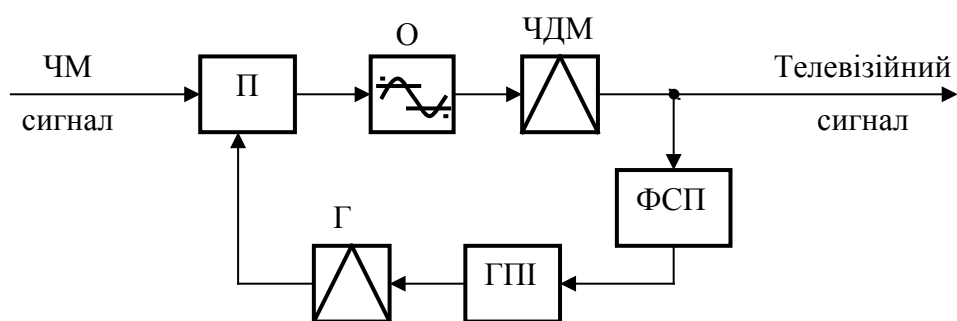


Рисунок 4.9 – Компенсуючий пристрій:

П – перетворювач, О – обмежувач, ЧДМ – частотний демодулятор, ФСП – формуючий та синхронізуючий пристрій, ГПІ – генератор пилоподібних імпульсів, Г – гетеродин

Генератор пилоподібних імпульсів формує сигнал, протилежний за фазою до сигналу дисперсії. Цей сигнал впливає на гетеродин, підімкнений до перетворювача, який скомпенсує зміну частоти телевізійного сигналу, що зумовлено сигналом дисперсії.

Сигнали багатоканальної телефонії розміщуються в високочастотному діапазоні спектра, тому доцільно сигнали дисперсії розмістити в низькочастотному діапазоні. При цьому можна використовувати як пилкоподібний, так і шумовий сигнал, з якого вилучено високочастотні складові спектра.

Схему пристрою, призначеного для впровадження сигналу дисперсії до сигналу багатоканальної телефонії, подано на рис. 4.10

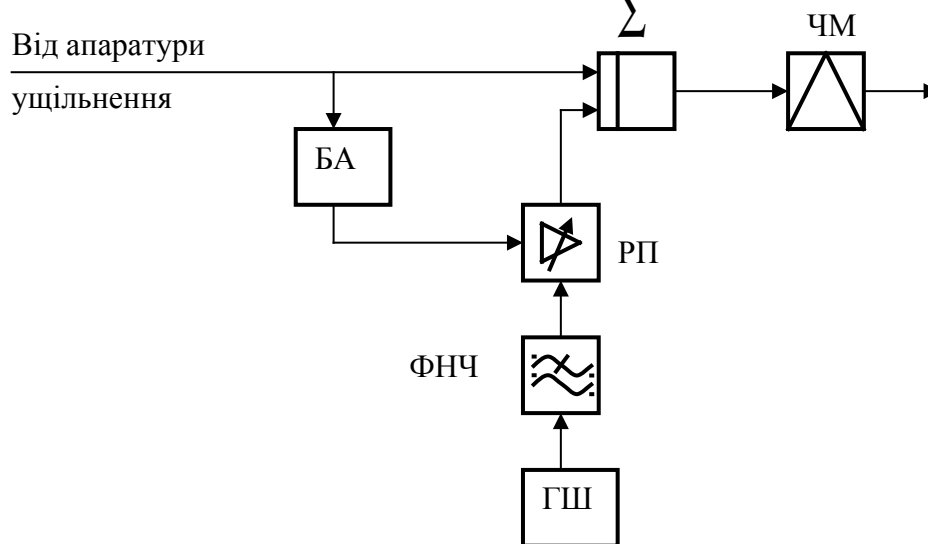


Рисунок 4.10 – Пристрій для введення сигналу дисперсії до сигналу багатоканальної телефонії:

БА – блок аналізу,  $\Sigma$  – суматор, ЧМ – частотний модулятор, ГШ – генератор шуму, ФНЧ – фільтр низької частоти, РП – регулюючий підсилювач

Сигнал генератора шуму через фільтр низької частоти та регулюючий підсилювач подається на суматор. На другий вхід суматора надходить сигнал багатоканальної телефонії.

Блок аналізу керує регулюючим підсилювачем, змінюючи величину сигналу шуму, який подається на суматор. Керування виконується у такий спосіб, щоби спектр сигналів на виході частотного модулятора був близький до рівномірного.

На приймальному боці сигнал дисперсії усувають за допомогою фільтра.

Якщо в якості сигналу дисперсії при передачі багатоканальної телефонії використовують пилкоподібні імпульси, то необхідна синхронізація передавача та приймача, яка може здійснюватись за допомогою як пілот-сигналів так і сигналів дисперсії. На прийомі сигнали дисперсії компенсують за допомогою пристрою, подібного до того, який використовують у телебаченні (див. рис. 4.9).

Розсіювання потужності дискретних компонент при передачі цифрових сигналів виконується за допомогою скремблювання, яке розглянуто в розділі 4.1. Скремблювання дозволяє розсіяти потужність заважаючих сигналів дискретних складових рівномірно у смузі частот.

### 4.3 Мультиплексування

На рис. 4.11 подано каналоутворююча апаратура з  $N$  вхідними каналами з малою пропускною здатністю  $C_{i \text{ вх}}$  та  $R$  вихідними каналами з більшою пропускною здатністю  $C_{j \text{ вих}}$ , причому  $N \geq R$ . Сумарні величини вхідної  $C_{\text{вх}}$  та вихідної  $C_{\text{вих}}$  пропускних здатностей будуть

$$C_{\text{вх}} = \sum_{i=1}^N C_{i \text{ вх}} ; \quad (4.8)$$

$$C_{\text{вих}} = \sum_{j=1}^R C_{j \text{ вих}} . \quad (4.9)$$

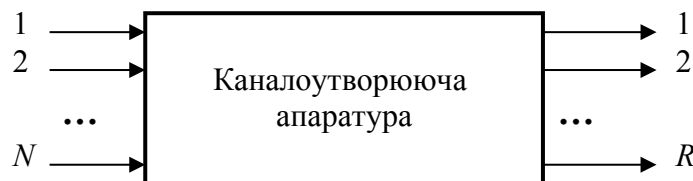


Рисунок 4.11 – Каналоутворююча апаратура

Якщо  $C_{\text{вх}} = C_{\text{вих}}$ , то таку апаратуру називають **мультиплексором**. Коли ж  $C_{\text{вх}} > C_{\text{вих}}$ , то апаратуру називають **статистичним мультиплексором**, або **концентратором**. Пропускна здатність на виході концентратора є менша а ніж на вході, тому що вилучаються паузи передачі. Більш детально це розглянуто при аналізі статистичних систем передачі.

В архітектурі ЕОМ мультиплексори відносяться до класу пристроїв керування вводом-виводом даних. Програмне забезпечення мультиплексора може належати, як до засобів операційної системи ЕОМ, так і до засобів користувача. Мультиплексор виконує такі процедури, як встановлення й роз'єднання ланок даних, передачу та прийом блоків даних та повідомлень, поелементну та блокову синхронізацію, формування та розпізнавання службових і керуючих символів, передачу даних у різних режимах, завадостійке кодування інформації, часткове буферування даних, контроль за обміном даними та функціонуванням власного обладнання, керування каналами передачі даних, логічне та фізичне спраження за стандартними стиками, підтримка й функціонування передачі за швидкостей від 50 Бод до 64 кБод і більше.

Оскільки швидкості передачі даних за каналами зв'язку є відносно невеликі, то мультиплексор виконує функції опрацювання даних всіх каналів зв'язку, тому, з погляду користувача, мультиплексор являє собою набір незалежних пристроїв керування. В мультиплексорах використовуються програмні, апаратні та мікропрограмні засоби.

При побудові мультиплексорів застосовують скануючі пристрої, які здійснюють послідовне чи пріоритетне обслуговування каналів передачі даних. Синхронні скануючі пристрої обслуговують каналні стики послідовно без урахування їхнього робочого стану. Асинхронні скануючі пристрої обслу-



говують лише ті канальні стики, через які даного проміжку часу передається інформація. Це дозволяє збільшувати пропускну здатність по окремих напрямках передачі за рахунок того, що по інших напрямках передачі немає.

Асинхронні скануючі пристрої ускладнюють опрацювання даних і керування потоками, тому використовуються рідко. Значно частіше використовуються синхронні скануючі пристрої, котрі забезпечують незалежний обмін інформацією по всіх каналах передачі даних.

Основні характеристики скануючих пристроїв є такі: кількість обслуговуваних канальних стиків  $N$ , частота сканування окремих канальних стиків  $f_k$ , частота обслуговування всіх канальних стиків  $f_{ck}$ , частота обслуговування мультиплексорного стику  $f_m$ , довжина слова обміну канальних стиків  $b_k$ , довжина слова обміну мультиплексорного стику  $b_m$ .

Вузол загального керування скануючого пристрою послідовно обслуговує канальні стики й дані записує до оперативної пам'яті. При накопиченні пакету даних певного розміру вузол загального керування передає цей пакет до мультиплексорного стику.

Частоти обслуговування канальних стиків можуть бути різними, тому що вони мають різні швидкості передачі даних:

$$f_{ck} = \sum_{i=1}^N f_{ki}, \quad (4.10)$$

де  $f_{ki}$  – частота сканування  $i$ -го канального стику;

$$f_{ki} \geq V_{ki} \frac{K_{ст}}{b_k}; \quad (4.11)$$

$V_{ki}$  – швидкість передачі даних через  $i$ -тий канальний стик, біт/с;  $K_{ст}$  – кількість звертань до канального стику за час проходження слова  $b_k$ , біт.

При синхронному скануючому пристрої  $K_{ст} = 1$ .

Частота обслуговування мультиплексорного стику

$$f_m \geq K_{ck} f_{ck}, \quad (4.12)$$

де  $K_{ck}$  – коефіцієнт передачі скануючого пристрою

$$K_{ck} = \frac{b_m}{b_k}. \quad (4.13)$$

При спільній адресації оперативної пам'яті (зчитування, опрацювання і зворотний запис даних) час робочого циклу сканування скануючим пристроєм відповідає нерівності

$$t_{p.ck} \leq \frac{K_{пр}}{f_{ck}}. \quad (4.14)$$

З урахуванням формул (4.10) та (4.11)

$$t_{p.ck} \leq \frac{K_{пр} b_k}{K_{ст} \sum_{i=1}^N V_{ki}}, \quad (4.15)$$

де  $K_{\text{пр}}$  – коефіцієнт перекриття, який обирають в межах  $0,9 \dots 0,95$ .

При роздільній адресації оперативної пам'яті скануючого пристрою

$$t_{\text{р.ск}} \leq \frac{K_{\text{пр}} b_{\text{к}}}{(1 + K_{\text{ст}}) K_{\text{ст}} \sum_{i=1}^N V_{\text{ки}}} \quad (4.16)$$

Сумарна вихідна пропускна здатність мультиплексора може бути більша за сумарну вхідну пропускну здатність у тому разі, коли до мультиплексора вводять захист інформації від помилок.

Ємність оперативної пам'яті скануючого пристрою з урахуванням буферної та накопичувальної зон буде

$$S = 2N(b_{\text{к}} + b_{\text{кер}}), \quad (4.17)$$

де  $b_{\text{кер}}$  – обсяг керуючої інформації, біт.

Час затримки інформації при проходженні сигналів через мультиплексор

$$t_{\text{з.м}} = t_{\text{ск}} + t_{\text{п.в}} + t_{\text{п.з}}, \quad (4.18)$$

де  $t_{\text{ск}}$ ,  $t_{\text{п.в}}$ ,  $t_{\text{п.з}}$  – час затримки проходження даних через скануючий пристрій, пристрій вводу-виводу, пристрій зв'язку відповідно.

При спільній адресації оперативної пам'яті скануючого пристрою

$$t_{\text{ск}} = 0,5N t_{\text{р.ск}}(1 + K_{\text{ск}}). \quad (4.19)$$

У разі роздільної адресації оперативної пам'яті

$$t_{\text{ск}} = 0,5N t_{\text{р.ск}} \left( 2 + K_{\text{ск}} + \frac{1}{K_{\text{ск}}} \right). \quad (4.20)$$

Якщо мультиплексор побудовано на засаді двоступеневого групування обладнання, то

$$t_{\text{з.м}} = t_{\text{ск.в}} + t_{\text{ск.н}} + t_{\text{п.в}} + t_{\text{п.з}}, \quad (4.21)$$

де  $t_{\text{ск.в}}$ ,  $t_{\text{ск.н}}$  – час затримки скануючих пристроїв верхнього й нижнього рівнів відповідно.

Наведені вище залежності можна використовувати за обчислень мультиплексорів, побудованих на базі скануючих пристроїв.

### **Список використаної літератури**

- 1 **Абдуллаев Д.А., Арипов М.Н.** Передача дискретных сообщений в задачах и упражнениях. – М. : Радио и связь, 1985. – 128 с.
- 2 **Баева Н.Н.** и др. Основы многоканальной связи: Учебник для вузов/ Н.Н. Баева, И.К. Бобровская, В.А. Брескин, Ю.А. Якуб. – М. : Связь, 1975. – 328 с.
- 3 **Гуров В.С.** и др. Передача дискретной информации: Учебник для институтов связи/ В.С. Гуров, Г.А. Емельянов, Н.Н. Етрухин, В.Г. Осипов. – М. : Связь, 1974. – 526 с.
- 4 **Емельянов Г.А., Шварцман В.О.** Передача дискретной информации: Учебник для вузов. – М. : Радио и связь, 1982. – 240 с.
- 5 **Захарченко В.Н.** и др. Методы повышения эффективности использования каналов связи./В.Н. Захарченко, В.П. Гайдар, А.П. Улеев, А.И. Липчанский. – К. : Техніка, 1998. – 248 с.
- 6 Передача дискретных сообщений: Учебник для вузов/ В.П.Шувалов, Н.В.Захарченко, В.О.Шварцман и др.; Под ред. В.П.Шувалова. – М. : Радио и связь, 1990. – 464 с.
- 6 Справочник по радиовещанию / А.В. Выходец, В.М. Захарин, Е.М. Рудый, В.И. Денисов; Под ред. А.В. Выходца. – К. : Техніка, 1981. – 264 с.
- 7 Цифровая связь: Справочник / И.П.Панфилов, В.К. Стеклов, М.Л. Бирюкова и др. Под ред. В.К. Стеклова. – К. : Техніка, 1992. – 230 с.

**Навчальне видання**

**Микола Васильович Захарченко**

**Євген Михайлович Рудий**

# **ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПРИСТРОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

Модуль 2

Спряження апаратури з лініями зв'язку, реєстрація,  
синхронізація, скремблювання та мультиплексування

Частина 1

Навчальний посібник

Редактор

***І.В. Ращупкіна***

Комп'ютерне верстання  
та макетування

***Є.С. Корнійчук***