

**Г. В. Альшин, С. В. Панченко, С. І. Приходько**

**ОПТИМІЗАЦІЯ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ  
ПЕРЕДАЧІ**

*Підручник*

**Харків – 2019**



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ  
УКРАЇНИ

УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО  
ТРАНСПОРТУ

**Г. В. Альшин, С. В. Панченко, С. І. Приходько**

**ОПТИМІЗАЦІЯ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ  
ПЕРЕДАЧІ**

*Підручник*

УДК 621.396.6

Харків – 2019

**A56**

*Рекомендовано вченою радою Українського державного університету залізничного транспорту як підручник (витяг з протоколу № 3 від 23 квітня 2019 р.)*

**Рецензенти:**

д-р техн. наук, професор О. А. Серков (НТУ «ХПІ»),  
д-р техн. наук, професор В. А. Краснобаєв  
(ХНУ ім. В. М. Каразіна)

**A 56** Альошин Г. В., Панченко С. В., Приходько С. І.  
Оптимізація цифрових систем передачі: Підручник. –  
Харків: УкрДУЗТ, 2019. – 142 с., рис. 35.

**ISBN**

Підручник містить короткий огляд існуючих методів синхронізації цифрових систем передачі (ЦСП), інноваційний метод оцінювання впливу каналу синхронізації на завадостійкість цифрових систем, метод оптимізації розподілу енергії інформаційного та синхронізуючого каналів, аналіз і врахування впливу джитера та вандера на якість систем. У ньому визначено кращі методи кодування з точки зору якості синхронізації, впливу процесу синхронізації на якість інформаційного і синхронного каналу, побудови засобів для тактової синхронізації та методи оптимізації ЦСП за умовними критеріями якості при обмеженні за вартістю.

Викладений матеріал підручника носить інноваційний характер і доцільний до викладання та до застосування.

Книга корисна для студентів старших курсів і фахівців телекомунікаційних систем.

УДК 621.396.6

ISBN

© Український державний університет  
залізничного транспорту, 2019.

Підручник

**Альошин** Геннадій Васильович,  
**Панченко** Сергій Володимирович,  
**Приходько** Сергій Іванович

**ОПТИМІЗАЦІЯ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ**

Відповідальний за випуск Альошин Г. В.

Редактор Ібрагімова Н. В.

---

Підписано до друку 05.11.18 р.

Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.

Умовн.-друк. арк. 7,5. Тираж . Замовлення №

Видавець та виготовлювач Український державний університет  
залізничного транспорту,  
61050, Харків-50, майдан Фейербаха, 7.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6100 від 21.03.2018 р.

## ЗМІСТ

Вступ	5
1. Короткі відомості про канали синхронізації ЦСП	9
1.1. Основні положення про синхронізацію в цифрових системах і мережах передачі інформації	10
1.1.1. Види синхронізації в цифрових телекомунікаційних системах	10
1.1.2. Методи тактової синхронізації в цифрових мережах передачі інформації, їхні переваги і недоліки	10
1.1.3. Пристрої систем тактової синхронізації та їхні параметри	12
1.2. Принципи синхронізації плезіохронної цифрової ієрархії (PDH)	13
1.3. Методи синхронної цифрової ієрархії (SDH)	15
1.4. Поняття джитера, його класифікація і причини виникнення	17
1.5. Завадостійкість ЦСП з урахуванням впливу якості функціонування підсистеми синхронізації	21
Висновки	23
2. Метод підвищення завадостійкості цифрових систем передачі інформації	24
2.1. Метод оптимізації розподілу енергії інформаційного й синхронізуючого каналів цифрових систем передачі за умовним критерієм мінімальної помилки передачі	24
2.1.1. Оцінювання впливу функціонування підсистем синхронізації на завадостійкість цифрових систем передачі	24
2.1.2. Визначення ймовірності помилкового прийняття рішення про інформаційний символ	31
2.1.3. Визначення ймовірності зриву тактової синхронізації	32
2.1.4. Визначення мінімальної бітової помилки цифрових систем передачі інформації при обмеженні за піковою потужністю передавача	33
2.2. Оптимальний метод і засіб кодування сигналу за критерієм мінімуму похибки каналу синхронізації	41
2.3. Вплив похибки фазової синхронізації на якість ФАПЧ з синхронним детектором і схемою АРП	49

Висновки	55
3. Системний аналіз впливу джитера фронту і вандера на завадостійкість цифрових систем зв'язку	57
3.1. Вплив рівнів порога й завад на параметри джитера в цифрових системах	57
3.1.1. Вплив порога й завади на відносну тривалість вихідного імпульсу	57
3.1.2. Оцінювання впливу рівня сигналу й завади на джитер фронту вихідного імпульсу	67
3.2. Вплив вандера на завадостійкість системи передачі інформації	71
Висновки	76
4. Синтез пристроїв тактової синхронізації, що послабляють вплив джитера та вандера гармоніки тактової частоти	78
4.1. Методи та способи компенсації джитера і вандера гармоніки тактової частоти	78
4.2. Розроблення завадостійкого фазового дискримінатора	86
4.3. Розроблення пристрою синхронізації тактової частоти, здатного компенсувати вплив джитера та вандера гармоніки тактової частоти	90
Висновки	95
5. Глобальна оптимізація цифрових систем передачі за умовним критерієм завадостійкості	96
5.1. Формалізація задач оптимізації каналу синхронізації	98
5.2. Оптимізація ЦСП за умовним критерієм надійності	112
5.3. Вплив показників ЦСП і параметрів на вартість функціональних елементів	115
6. Методи глобальної оптимізації цифрових систем передачі	124
6.1. Алгоритми глобальної оптимізації цифрових систем передачі	124
6.2. Оптимізація ЦСП із службовими каналами	128
6.3. Швидкодія системи синхронізації у складі ЦСП	130
Висновки	133
Бібліографічний список	134

## ВСТУП

Майже всі сучасні інформаційні системи, у тому числі системи передачі інформації, для синхронізації або усунування впливу якихось факторів і параметрів мають додаткові канали адаптації до них - канали автоматичного врегулювання.

Ці канали синхронізації або адаптації важливі для супутникових радіосистем; кабельних плезіохронних, синхронних та інших систем з часовим розподілом інформаційних каналів, для когерентних систем з синхронними каналами; сумісних інформаційно-вимірювальних систем з адаптацією до параметрів вимірювань; послаблення негативних факторів і явищ.

Розгляд ефективності таких систем потребує детальних досліджень характеру процесів і питань оптимальної їх побудови, нового погляду на процес вимірювання розладнання синхронізації [87-95] у системах автоматики та використання нових методів загальної оптимізації перспективних цифрових систем передачі (ЦСП). **Під ефективністю складних систем звичайно розуміють як ступінь покращення окремих показників якості, так і покращення загального показника.**

Поява сучасних цифрових систем і мереж зв'язку, особливо на базі оптоволоконних ліній, значно підвищила якість послуг зв'язку і їхні функціональні можливості. Перспектива розвитку цифрових систем і мереж заснована на таких суттєвих їхніх перевагах перед іншими системами: 1) можливість повної автоматизації систем передачі інформації і мереж і підсистем диспетчеризації, індикації, управління та регулювання режимів систем; 2) гнучкість систем передачі щодо видів послуг, суміщення функцій; 3) розширення можливостей використання наявних мереж за рахунок ієрархії мультиплексування; 4) універсалізація та суміщення різних видів мереж; 5) можливість оптимальної маршрутизації сигналів і створення віртуальних каналів; 6) можливість підвищення завадостійкості за рахунок кодування та переваг і т. ін.

Але отримання цих переваг зобов'язане необхідності використання підсистем синхронізації роботи приймального обладнання з генераторним і комутаторним обладнанням.

Це є суттєвим недоліком цифрових систем передачі, з одного боку, дає значні переваги, а з іншого боку, ускладнює процес каналоутворення і впливає на такі якості, як завадостійкість, функціональна надійність і швидкість передачі інформації.

У підручнику можна знайти таке:

1. Розроблено метод оптимального узгодження параметрів вказаних каналів цифрових систем передачі за умовним критерієм максимуму завадостійкості, що дозволяє підвищити завадостійкість ЦСП на основі оптимального розподілу енергетичного потенціалу цифрових систем передачі між інформаційним і синхронізуючим каналами.

2. Показано ефективність манчестерського коду для підвищення ефективності каналу синхронізації.

3. Вперше проведено системний аналіз впливу джитера та вандера на завадостійкість цифрових систем передачі інформації при організації роздільних інформаційного та синхронізуючого каналів.

4. Вперше розглянуто метод оптимізації якості синхронного каналу з використанням ФАПЧ з затримкою.

5. Отримав подальший розвиток метод подавлення завад за допомогою схеми ШОВ (підсилювач з широкосмуговим фільтром - обмежувач - вузькосмуговий фільтр), що відрізняється використанням схеми ВОВ (підсилювач з вузькосмуговим фільтром - обмежувач - вузькосмуговий фільтр).

6. Запропоновано цифровий фазовий детектор і ФАПЧ на новому фізичному принципі дії, який підвищує точність і оперативність вимірювань.

У підручнику головна увага приділяється загальній оптимізації ЦСП, яка є складним процесом. Під загальною оптимізацією розуміється врахування впливу і розрахунок багатфункціональної системи за всіма показниками якості і технічними параметрами.

Першим етапом при оптимізації ЦСП у розд. 1 можна вважати метод підвищення завадостійкості ЦСП за рахунок виявлення оптимального співвідношення показників енергетичних потенціалів сигнал/завада в службовому каналі синхронізації і в інформаційному каналі. Задачі в розд. 2-4

дозволяють: 1) враховувати вплив паразитних явищ на інформаційний і службовий канали; 2) вибрати раціональне кодування; 3) запропонувати такий метод цифрового фазового вимірювання, який подавляє шумову заваду у смузі сигналу і оперативніше і точніше вимірювати його фазу. У розд. 5 наведено сучасні задачі оптимізації окремих каналів ЦСП за умовними критеріями якості, які враховують такі показники, що звичайно входять до тактико-технічних вимог до ЦСП: завадостійкість, швидкість передачі інформації, енергетичний потенціал і вартість ЦСП, каналів і функціональних елементів (ФЕ). Розд. 6 визначає алгоритми загальної оптимізації ЦСП з можливими обмеженнями і без них.

Підручник дозволяє виявити ряд нових можливостей для підвищення якостей цифрових і синхронних систем зв'язку на різних ієрархічних рівнях за рахунок як удосконалення ЦСП і підсистем синхронізації з каналами, залежними від умов передачі, так і їх оптимізації за основними критеріями якості.

Рішення проблеми впливу службового каналу синхронізації на якість синхронних і ЦСП дозволяє в подальшому сформулювати оптимальний склад, сигнали і технічні параметри системи за всіма показниками якості і отримати критерії порівняння систем з різними типами синхронізації за заданим вектором вимог.

Крім того, постановка і розв'язання задач оптимізації ЦСП, наведених у підручнику, дозволяють:

1) ознайомити студентів з існуючими методами синхронізації;

2) до традиційного вектора тактико-технічних вимог (ТТВ) додати вартісний показник, який пов'язаний з технологічністю виробництва систем, маркетингом і ринком систем і їхніх елементів і дає можливість для оптимізації ЦСП;

3) провести системний аналіз впливу підсистеми синхронізації на завадостійкість цифрових систем зв'язку, системний аналіз фізичних явищ у системах передачі, системний аналіз техніко-економічних кореляційних зв'язків вартості ФЕ і їхніх технічних параметрів;

4) сформулювати умовний критерій завадостійкості з урахуванням обмеження за піковим рівнем інформаційного і синхронізуючого сигналів при їх передачі для постановки і



розв'язання задач оптимізації цифрових систем або за обмеженою загальною смугою пропускання;

5) виявити і обґрунтувати оптимальний для синхроканалу вид кодування інформаційних сигналів для примусової синхронізації – манчестерський код, і запропонувати спосіб декодування;

6) провести системний аналіз впливу джитера та вандера на оптимальне співвідношення енергетичного потенціалу інформаційного та синхронізуючого каналів і спосіб відповідного розрахунку;

7) запропонувати метод оцінювання якості синхронного каналу когерентних систем при використанні системи ФАПЧ з запізнюванням;

8) провести системний аналіз якості засобів боротьби з джитером;

9) виявити і запропонувати новий більш точний та оперативний метод роботи цифрового фазового детектора;

10) запропонувати нові методи розв'язання задач оптимізації ЦСП і їхніх каналів за умовними критеріями максимуму завадостійкості, умовним критерієм функціональної надійності, умовним критерієм точності групового еталона;

11) запропонувати метод і спосіб компенсації систематичної похибки джитера та вандера гармоніки тактової частоти для автоматичного підстроювання часу визначення символу на основі критерію Аббе.

Відома безліч публікацій, присвячених різним видам, засобам і способам синхронізації та різним підсистемам синхронізації для ЦСП різних типів. Але питанням, присвяченим впливу підсистем синхронізації на завадостійкість, приділено недостатньо уваги.

Ось чому тема оптимізації завадостійких цифрових систем передачі за рахунок удосконалення ЦСП і підсистем синхронізації є актуальною. До того ж в існуючій літературі нема вказівок на те, які методи оптимізації ЦСП є найкращими і як можна їх використовувати для оптимізації систем.

## 1. Короткі відомості про канали синхронізації ЦСП

Використання сучасних методів оптимізації телекомунікаційних систем і мереж показало їхню високу ефективність [1, 87-94].

Цифрові системи передачі інформації (ЦСП) мають **значні переваги** перед аналоговими: 1) висока надійність і завадостійкість за рахунок використання лінійного і завадостійкого кодування; 2) слабка залежність якості передачі інформації від довжини лінії зв'язку за рахунок застосування регенераторів; 3) стабільні параметри ЦСП [12]; 4) зменшення габаритів і маси апаратури, тому що кожний канал комутується і обслуговується почергово; 5) можливість регенерації рівня і форми сигналів у лініях зв'язку; 6) гнучкість програм управління ЦСП.

Під **гнучкістю** програм розуміється: а) універсальність поданої інформації; б) інтеграційні можливості в інформаційних і комп'ютерних мережах; в) оптимальна маршрутизація за будь-яким критерієм якості; г) можливість організації мультисервісних послуг – інтернет, білінг та ін. Це настільки значна перевага перед аналоговими системами, що вік розвитку ЦСП прийнято рахувати як вік цифровізації.

Проте ЦСП мають **недоліки**: 1) значно **більша потрібна смуга частот** сигналів для тієї самої кількості каналів, як при їх частотному розподілі; 2) **необхідність мати підсистему синхронізації**, яка впливає на завадостійкість, складність якої зростає зі збільшенням кількості каналів.

Застосування сучасних оптоволоконних ліній зв'язку з широкою смугою частот з можливістю хвильового мультиплексування (WDW) поки дозволяє нескладно компенсувати перший недолік.

Другий недолік є своєрідною платою за всі отримані переваги. Але подані далі ідеї глобальної оптимізації ЦСП з каналами синхронізації покликані пом'якшити цей недолік. Цієї ж мети досягають ідеї оптимізації, викладені в розд. 5 і у відомій літературі [87-95].

Саме такому вдосконаленню систем синхронізації у ЦСП присвячено цей підручник.

## **1.1. Основні положення про синхронізацію в цифрових системах і мережах передачі інформації**

### **1.1.1. Види синхронізації в цифрових телекомунікаційних системах**

У літературі [2-5] є декілька визначень поняття синхронізації. **Синхронізацією** прийнято називати процес **установлення й підтримки певних часових співвідношень між двома й більше процесами.**

Основне завдання синхронізації цифрової системи та мережі полягає в тому, щоб **гарантувати співпадіння значущих моментів у часі** і одержання однієї й тієї самої швидкості передачі й приймання інформації в цифрових мережах зв'язку.

Під **значущими моментами** розуміються моменти початку та кінця інтервалів часу, за який передається одиничний елемент інформації.

**Розрізняють такі види синхронізації цифрових телекомунікаційних систем і мереж: тактова, або поелементна, групова й циклова синхронізація [3, 6].**

**Тактова синхронізація** дозволяє на прийманні правильно відокремити один одиничний елемент від іншого й забезпечити найкращі умови для його реєстрації.

Якщо тактова частота приймальної системи комутації не дорівнює передавальній тактовій частоті, то можливе прослизування: зрив синхронізації за рахунок випадіння тактового інтервалу або вставлення [7, 8], що в літературі має назву *прослизування*, або від англ. Slip - *слипи*. Прослизування у свою чергу призводять до збільшення коефіцієнта помилок при прийманні сигналів у цифрових мережах. Якість функціонування тактової синхронізації життєво необхідна для ЦСП.

### **1.1.2. Методи тактової синхронізації в цифрових мережах передачі інформації, їхні переваги і недоліки**

Відомі такі основні використовувані методи синхронізації цифрових мереж передачі інформації [9-12]:

- плезіохронний метод;

- взаємна синхронізація;
- примусова синхронізація (ведучий - ведений);
- змішані методи синхронізації;
- у системах єдиного часу і в телебаченні існує також інерціальна або комбінована синхронізація з поправками.

**Плезіохронна мережа** не синхронізує комутатори, а просто використовує високоточні генератори тактових імпульсів у всіх комутаційних вузлах так, що інтенсивність прослизувань між вузлами прийнятно низькою.

Перевага – простота реалізації, оскільки плезіохронний метод дозволяє уникнути розподілу тактових імпульсів по всій мережі.

Недоліки: 1) демультіплексування одного каналу не вигідно, тому що все одно потрібен вузол з демультіплексуванням усіх каналів, тобто вони повинні бути обладнані дуже дорогими високоточними й надлишковими генераторами тактової частоти; 2) відсутність можливості маршрутизації мультіплексованих потоків нижніх рівнів, що вкрай важливо для використання систем PDH у мережах передачі даних.

Тому **плезіохронна синхронізація, як правило, використовується для взаємного з'єднання міжнародних цифрових мереж.** Рекомендація G.811 Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) встановлює норми стабільності для генераторів тактових імпульсів всіх цифрових комутаторів міжнародних шлюзів. Норма на стабільність  $10^{-11}$  припускає, що прослизування буде зустрічатися один раз у 70 днів.

При **взаємній синхронізації** загальна частота встановлюється завдяки тому, що всі вузли мережі обмінюються еталонними частотами.

Перевага – її здатність залишатися в робочому стані при збої генератора в якому-небудь вузлі мережі.

Головні недоліки – невизначеність точного значення усередненої частоти, а також чутливість до всіх змін структури мережі.

**Примусова синхронізація** передбачає синхронізацією «ведучий-ведений». Еталонна частота передається по самих лініях передачі від високостабільного генератора до декількох обраних комутаційних вузлів вищого рівня з менш стабільним

місцевим генератором (МГ) з ФАПЧ. А далі ці вузли синхронізують власні генератори за допомогою ФАПЧ по еталонній частоті й компенсують тремтіння, обумовлені лінією передачі. Еталонні тактові імпульси передаються в комутатори нижнього рівня по існуючих цифрових каналах. Комутатори наступного рівня синхронізуються у свою чергу по вхідних лініях від комутаторів верхнього рівня і передають тактові імпульси на наступний рівень комутації по їхніх вихідних лініях.

Оскільки всі комутаційні вузли в мережі синхронізовані прямо або непрямо (опосередковано) від однієї й тієї самої еталонної частоти, всі вони підтримують однакову номінальну швидкість передачі. Тому прослизування не повинні виникати.

Недоліки: 1) через різницю довжини трактів, по яких розподіляються тактові імпульси, можуть виникати незначні розходження в часі приймання і частотах на деяких вузлах; 2) якщо ці вузли синхронізуються непрямо, то зрідка можливі прослизування; 3) потрібні резервні генератори з малим дрейфом частоти, тобто основним недоліком системи «ведучий-ведений» є необхідність застосування спеціальних заходів для підвищення її завадостійкості й живучості.

*Змішаний* метод синхронізації цифрових телекомунікаційних мереж, що поєднує принципи взаємної і примусової синхронізації, не забезпечує рівності фаз генераторів і досить складний в експлуатації.

Кожен з розглянутих методів синхронізації має свої переваги й недоліки. Проте примусовий метод синхронізації забезпечує високу стабільність частоти і найбільш простий у реалізації.

### **1.1.3. Пристрої систем тактової синхронізації та їхні параметри**

До пристроїв тактової синхронізації висуваються такі вимоги [2, 3]:

- 1) висока точність синхронізації;
- 2) малий час входження в синхронізацію як при вмиканні, так і після перерви зв'язку;

3) збереження синхронізації за наявності завад і короткочасних перерв зв'язку;

4) незалежність точності синхронізації від статичної структури переданого повідомлення.

Метод примусової синхронізації може бути заснований або на використанні окремого каналу, за яким передається тільки сигнал синхронізації, необхідний для підстроювання місцевого генератора, або на використанні сумісного сигналу, що містить інформаційну послідовність [3] і сигнал синхронізації.

На практиці використовується також інший метод – введення додаткового каналу синхронізації, ефективність якого потребує подальшого дослідження.

За способом формування тактових імпульсів пристрої синхронізації з примусовою синхронізацією поділяються на розімкнені (резонансні) без зворотного зв'язку) і замкнені зі зворотним зв'язком (ФАПЧ або ЧАП).

Перевага розімкнених резонансних систем – простота реалізації.

Недоліки – сильна залежність точності синхронізації від статистичної структури інформаційного коду та від порушення синхронізму при короткочасних перервах зв'язку.

Замкнені пристрої синхронізації можуть бути з безпосереднім впливом сигналу на місцевий задавальний генератор синхроімпульсів (ЗГ) і з непрямим впливом – при використанні перед ЗГ фазозсувого кола.

Вплив цих ефектів на завадостійкість ЦСП буде детально розглянуто в розд. 3, а можливі способи боротьби з ними – у розд. 4.

## **1.2. Принципи синхронізації плезіохронної цифрової ієрархії (PDH)**

Нові технології телекомунікацій почали розвиватися в цифрових системах передачі (ЦСП) з часовим поділом каналів при використанні сигналу з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ) [7, 13-17].

ЦСП з ІКМ сигналами одержали назву «плезіохронних» (майже синхронних), а ієрархія – назву PDH (Plesiochronous

Digital Hierarchy), оскільки в них для вирівнювання швидкості вхідних і вихідних цифрових потоків застосовується метод вставлення/видалення додаткових бітів.

Характерною рисою плезіохронних мереж є відсутність загального еталонного джерела синхронізації на мережі.

Такі системи залежно від швидкості передачі й кількості каналів поділяються на *первинні й системи вищих порядків*. Системи вищих порядків поєднують кілька систем нижчого порядку.

Для нормальної роботи плезіохронних ЦСП повинні бути забезпечені такі види синхронізації: тактова синхронізація, циклова синхронізація, надциклова синхронізація.

Генераторне обладнання (ГО) забезпечує формування й розподіл усіх імпульсних послідовностей, що управляють процесами перетворення сигналів у ЦСП. У ГО передавальної станції імпульсні послідовності одержують шляхом розподілу тактової частоти високостабільного генератора ЗГ.

Звичайно передбачаються такі режими роботи ГО: внутрішньої синхронізації, при якому здійснюється робота від високостабільного автономного генератора (з відносною нестабільністю  $\pm 10^{-5} - 10^{-6}$  [13, 16]); зовнішнього запуску, при якому здійснюється робота зовнішнього ЗГ; зовнішньої синхронізації, при якій здійснюється підстроювання частоти ЗГ за допомогою ФАПЧ, що управляється зовнішнім сигналом.

Серед основних недоліків технології PDH можна виділити такі:

- порушення синхронізму на вищому рівні ієрархії призводить до тривалого процесу встановлення синхронізму на нижчому рівні;

- необхідна для цифрової комутації мережна синхронізація виконується на нижчому (першому) рівні. Цифрові потоки верхніх рівнів несинхронні через вставки, що вирівнюють швидкості поєднаних сигналів;

- за наявності багатьох користувачів (клієнтів), що вимагають введення/виведення вихідних (наприклад, 2 Мбіт/с або 64 кбіт/с) потоків, для апаратурної реалізації мережі потрібно надто велика кількість мультиплексорів, у результаті чого експлуатація мережі стає економічно не вигідною.

Інший серйозний недолік технології PDH – слабкі можливості в організації службових каналів для контролю й управління потоком у мережі й практично повна відсутність засобів маршрутизації мультиплексованих потоків нижніх рівнів, що вкрай важливо для використання систем PDH у мережах передачі даних.

### **1.3. Принципи синхронної цифрової ієрархії (SDH)**

Наявність вищевказаних недоліків PDH стала причиною розроблення нової синхронної ієрархії SDH (Synchronous Digital Hierarchy) у 80-х рр. XX ст.

Розглянемо детально принципи тактової синхронізації цієї ієрархії [7, 13-20].

Як відомо, існує два основних методи тактової синхронізації елементів мережі NE, які визначені в Рекомендації ITU-T G.810:

1) ієрархічний метод примусової тактової синхронізації з парами ведучий-ведений таймери;

2) неієрархічний метод взаємної тактової синхронізації вузлів мережі.

Обидва методи можуть використовуватись окремо й у комбінації, однак, як показує досвід, практично широко використовується перший метод. Повсюдне впровадження мереж SDH, які разом зі звичною топологією «точка-точка» широко використовують кільцеву і коміркову топології мережі, викликало додаткові труднощі в розв'язанні задач тактової синхронізації, тому що для двох останніх топологій маршрути сигналів у процесі функціонування мережі можуть змінюватись.

У загальновідомій літературі [7, 13-20] вказується, що елементи мережі SDH мають кілька дублюючих джерел тактової синхронізації:

1) сигнал зовнішнього мережного таймера, що надходить на елемент мережі NE (Network Element) центрального генератора синхроімпульсів, що визначається як первинний еталонний генератор PRC (Primary Reference Clock), – це коливання частотою 2048 кГц [21];

2) сигнал, що виділяється з первинного цифрового потоку, який надходить на інтерфейс доступу даного NE зі швидкістю



передачі 2048 кбіт/с; аналог таймера транзитного вузла TNC (Transit Node Clock) – це коливання частотою 2048 кГц [22];

3) сигнал, що виділяється з лінійного сигналу STM-N, який надходить на оптичний інтерфейс даного елемента мережі; сигнал визначається як лінійний таймер – коливання частотою 2048 кГц;

4) сигнал внутрішнього таймера, який виробляє внутрішній генератор синхроімпульсів даного NE й визначається як таймер локального вузла LNC (Local Node Clock) – коливання частотою 2048 кГц [22].

Таким чином, SDH, як правило, будується на ієрархічній схемі, що полягає у створенні ряду точок, де перебуває первинний еталонний генератор тактових імпульсів, або первинний таймер. Сигнали цього первинного джерела потім розподіляються по мережі, створюючи вторинні джерела - вторинний (ведений) еталонний генератор тактових імпульсів, або вторинний таймер. Зазначене вторинне джерело реалізується або у вигляді таймера транзитного вузла TNC, або таймера локального (місцевого) вузла LNC. Первинний таймер звичайно являє собою хронуюче джерело тактових імпульсів (рубідієві або цезієві генератори) з нестабільністю  $10^{-11}$ . Він періодично калібрується (автоматично або вручну) по сигналах універсального (світового) скоординованого часу UTC (Universal Time Coordinated). Потім ці сигнали поширюються по каналах наземних ліній зв'язку для реалізації того або іншого методу тактової синхронізації.

З огляду на те, що передані цифрові потоки зі швидкістю передачі 2048 кбіт/с розміщуються у віртуальних контейнерах (VC), які можуть «плавати» у рамках структури вкладених контейнерів і використовувати покажчики, сигнали VC-12 повинні бути виключені із системи тактової синхронізації мережі SDH. Відносна нестабільність джерела синхросигналу внутрішнього таймера невисока, близько  $(1...5) \cdot 10^{-6}$ , тому використовувати його для одержання синхроімпульсів потрібно тільки в крайньому випадку. Тоді найбільш надійними джерелами синхронізації є сигнал зовнішнього мережного таймера й лінійний таймер.

Розглянемо режими роботи джерела тактових синхросигналів. Передбачено чотири режими роботи генераторів вузлів мережі:

1) режим первинного еталонного таймера PRC (майстер-вузол);

2) режим примусової тактової синхронізації, або режим веденого генератора, що задає (транзитний і (або) місцевий вузли);

3) режим утримання з точністю утримання  $5 \cdot 10^{-10}$  для транзитного вузла та  $1 \cdot 10^{-8}$  для місцевого вузла з добовим дрейфом  $1 \cdot 10^{-9}$  і  $2 \cdot 10^{-8}$  відповідно;

4) вільний режим (для транзитного й місцевого вузлів), точність підтримки якого залежить від класу джерела.

Рекомендаціями міжнародних організацій ITU-T й ETSI запропоновано використовувати поняття «рівень якості хронуючого джерела». Цей рівень може бути переданий у вигляді повідомлення про статус синхронізації SSM (Synchronization Status Message) через заголовок сигналу STM-N, для чого використовуються біти 5, 6, 7, 8 байта синхронізації, наприклад S1, або послідовність резервних бітів у сигналі цифрового потоку E1. У цьому випадку при збої в мережі, що викликала захисне перемикання, NE має можливість послати повідомлення таймеру про необхідність використати сигнал тактової синхронізації, відновлений із сигналу, прийнятого за альтернативним маршрутом.

Створення системи розподілених первинних еталонних хронуючих джерел дозволяє не тільки збільшити надійність тактової синхронізації мереж SDH, але й усуває (при використанні повідомлень про статус синхронізації) можливість порушення тактової синхронізації при виконанні захисного перемикання в комірковій або кільцевій мережі SDH.

#### **1.4. Поняття джитера, його класифікація і причини виникнення**

Перехід до цифрових методів передачі й комутації, як було зазначено в підрозд. 1.1, крім переваг, обумовлених новими технологіями зв'язку, викликав безліч проблем, специфічно

пов'язаних із принципами передачі сигналів у цифровому вигляді. Джитер і вандер – одна з найголовніших серед цих проблем.

Джитером, або фазовим тремтінням, називається явище випадкової фазової модуляції прийнятого сигналу [24, 25]. На практиці одержали поширення два основних підходи до визначення джитера – у термінах фази й у термінах частоти. З огляду на те, що параметри частоти й фази зв'язані простим співвідношенням, обидва підходи еквівалентні. З метою практичного вимірювання параметрів джитера, його розгляд у термінах фази виявився незручним, що пов'язано з об'єктивними труднощами фазових вимірювань. У результаті з'явився прикладний розгляд джитера як варіації частоти прийнятого сигналу. У цьому випадку основними параметрами джитера стають його амплітуда й частота. Такий розгляд одержав широке практичне застосування в методиках вимірювання й технології аналізу результатів.

Припустимо, що має місце модуляція, при якій зміна частоти відбувається періодично з періодом  $T$ .

Тоді, зв'язавши частоту модуляції з періодом зміни частоти, розрізняють два типи змін частоти:

- швидкі коливання частоти, що характеризуються  $f > 10$  Гц і одержали назву власного джитера (у вітчизняній термінології фазового тремтіння);
- повільні коливання частоти  $f < 10$  Гц, що одержали назву вандера (у вітчизняній термінології дрейфу фази).

Необхідність поділу девіації частоти на джитер і вандер пов'язана з тим, що ці два параметри звичайно виникають внаслідок різних причин і по-різному впливають на параметри якості цифрової передачі.

У сучасній технології одержала поширення практика вимірювання амплітуди джитера в одиницях часу: абсолютних (звичайно, у наносекундах) або в приведених одиницях – одиничних інтервалах (Unit Interval – UI). Одиничним інтервалом називають час, необхідний для передачі одного біта інформації при заданій швидкості передачі.

Розрізняють регулярний і нерегулярний джитер. Регулярний (або постійний) джитер обумовлений звичайно

процесами мультиплексування і регенерації. Його вплив передбачуваний і компенсується регенераторами й мультиплексорами.

Нерегулярний (випадковий) джитер не може бути повністю скомпенсований.

Існує кілька основних причин виникнення джитера, які впливають на його структуру й параметри якості систем зв'язку. Зокрема, виникнення в системі регулярного й нерегулярного джиттера обумовлено різними причинами його виникнення.

*Регулярний і нерегулярний джитер, пов'язаний із зовнішніми умовами.* Регулярний (системний) джитер звичайно корельований з переданими послідовностями бітів. Оскільки затримки при передачі сигналів у скремблерах і кодерах звичайно залежать від типу прийнятої/переданої послідовності, процеси в мультиплексорах і регенераторах можуть викликати регулярний джитер. Другою причиною виникнення регулярного джитера можуть бути порушення в каналі передачі, зокрема пов'язані з наявністю перехідних завад, які також вносять регулярний, пов'язаний з послідовностями бітів, джитер.

Нерегулярний джитер звичайно обумовлений електромагнітним впливом й інтерференцією з зовнішніми джерелами сигналу, такими як шум, перехідні завади або інтерференція з колами живлення та ін.

*Джитер у системах PDH.* Як зазначалося, у технології PDH прийнята методика вирівнювання вхідних у мультиплексор потоків за рахунок позитивної вставки бітів (методика бітового стафінгу), що відбувається в певні проміжки часу зчитування інформації з еластичного буфера. Для того щоб процес бітового стафінгу міг працювати, інформація, що надходить у приймальний еластичний буфер мультиплексора, приймається зі швидкістю, меншою від швидкості передачі. Тому двома основними принципами бітового стафінгу є:

- швидкість зчитування з приймального еластичного буфера повинна бути більше від швидкості запису в буфер;
- вставлення бітів має виконуватись у заздалегідь установлені інтервали часу для забезпечення ефективного видалення стафінгових бітів.

У результаті бітовий стафінг призводить до того, що навіть у випадку, якщо вхідний у мультиплексор потік був ідеально

дискретизований, на виході мультиплексора потік буде містити значний джитер (justification jitter). Цей джитер компенсується на приймальному боці еластичним буфером приймача, принцип роботи якого заснований на використанні петлі ФАПЧ. Після видалення стафінгових бітів ФАПЧ підстроюється під середню швидкість прийнятої інформації й робить зчитування з цією швидкістю. Для найбільш повної компенсації стафінгового джитера використовуються вузькосмугові петлі ФАПЧ. Однак, незважаючи на вузькосмуговість, петлі ФАПЧ мають кінцеву смугу, тому потік на виході містить джитер стафінгу, що звичайно має регулярну структуру.

*Джитер у системах SDH. Джитер по зсуву показників і джитер завантаження.* Технологія SDH передбачає використання для процесів вирівнювання швидкостей алгоритм зсуву показників, що можна розглядати як процедуру байтового стафінгу (оскільки розмір показника становить один байт або вісім бітів). Зсув показника призводить до появи імпульсного джитера у 24 біти. Потім цей джитер компенсується компонентами системи. Такий джитер називається джитером по зсуву показників (pointer jitter).

Для компенсації розсинхронізації вхідного потоку при завантаженні плезіохронного трафіка у віртуальний контейнер SDH використовується частина заголовка - показники. Якщо буде потреба збільшити кількість цифрових даних, що завантажують в один контейнер (варіант, коли швидкість прийнятих даних вище стандартної), з показника віддаляється три байти і замість них завантажуються дані. Такий зсув показників називається негативним зсувом. Якщо прийнятий мультиплексором потік має швидкість нижче від стандартної, для компенсації розсинхронізації необхідно зменшити кількість цифрових даних, що завантажують в один контейнер. У цьому випадку в поле корисного навантаження вставляється показник. Такий зсув показника називається позитивним зсувом. Вказівка на зсув показника передається в складі показника H2 інверсією біта D. У цей час має місце практика зсуву всього показника H3 (3 байти). У результаті при вивантаженні плезіохронного трафіка зсув показника буде еквівалентним сплеску джитера на 24 UI. Цей імпульсний джитер повинен бути компенсований частково

мультиплексором уведення/виведення (MMB), однак повністю компенсувати джитер практично неможливо, і він зберігається в переданому по мережі SDH трафіку.

Крім джитера по зсуву показників, у системах SDH має місце джитер завантаження (mapping jitter), що пов'язаний із процесами стафіngu, що має місце при завантаженні плезіохронного сигналу в систему SDH. У процесі вивантаження сигналу PDH з SDH виникає джитер завантаження, аналогічний джитеру PDH.

Слід зазначити, що питання впливу джитера та вандера на завадостійкість цифрових систем передачі майже не розглядається в літературі телекомунікаційних систем і мереж. Як правило, існують рекомендації та методи щодо вимірювань їхніх параметрів [23-25], але практичні методи та способи боротьби з випадковими фазовими тремтіннями, такими як зазначалось вище, і з дрейфом фази – не зустрічаються. Тим більш, що випадковий джитер, як відображено в літературі, вважається практично неможливо компенсувати.

У розд. 3 буде детально досліджено механізми впливу випадкового джитера та вандера на завадостійкість ЦСП, а в розд. 4 буде запропоновано способи компенсації цих факторів.

### **1.5. Завадостійкість ЦСП з урахуванням впливу функціонування підсистеми синхронізації**

Завадостійкість цифрових систем зв'язку характеризується ймовірністю помилки  $P_{\text{пом}}$  [26-28]. Вона залежить від сигналів, які застосовуються, і методу приймання.

Як правило, розглядають приймання повністю відомих сигналів, тобто коли всі параметри сигналу (його форма, амплітуда, частота, затримка в часі і початкова фаза) відомі в точці приймання. Коли відома початкова фаза, то приймання називається когерентним. Невідомим є тільки те, який сигнал знаходиться на інтервалі спостереження. Визначення номера сигналу є завданням приймача. Оптимальний приймач мінімізує ймовірність помилки.

Якщо відомі всі параметри сигналів, за винятком початкової фази, то приймання називається некогерентним.

Оцінюють імовірність помилки при когерентному прийманні (розпізнавання двох сигналів) таким чином [26-28]:

$$P_{\text{пом}} = 1 - F(\beta \cdot q), \quad (1.1)$$

де  $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  – інтеграл ймовірності;

$q$  – відношення сигнал/шум, що припадає на одну двійкову одиницю інформації;

$\beta$  – коефіцієнт виду модуляції ( $\beta = \sqrt{2}$  для ФМ,  $\beta = 1$  при ОМ,  $\beta = 1/\sqrt{2}$  для АМ).

При цьому оговорюється, що тактова синхронізація ідеальна, тобто при визначенні  $P_{\text{пом}}$  якість функціонування пристроїв синхронізації не враховується.

Також існує оцінювання залежності ймовірності помилки символу від середньоквадратичної помилки тактової синхронізації [26].

Для цього оцінюють ймовірність помилкового приймання символу при передачі двійкової послідовності у вигляді потенційного сигналу по гаусовому каналу за умови, що помилка тактової синхронізації становить  $\varepsilon$ :

$$P_{\text{пом}}(\varepsilon) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{q}) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{q}(1 - 2|\varepsilon|)), \quad (1.2)$$

де  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$ .

Потім імовірність помилки символу обчислюють шляхом усереднення за всіма можливими значеннями похибки синхронізації:

$$P_{\text{пом}} = \int P_{\text{пом}}(\varepsilon) p(\varepsilon) d\varepsilon, \quad (1.3)$$

де  $p(\varepsilon)$  – щільність розподілу  $\varepsilon$ ,

$$p(\varepsilon) = \frac{\exp(\cos 2\pi\varepsilon / (2\pi\sigma_\varepsilon)^2)}{f_\delta (1/(2\pi\sigma_\varepsilon)^2)}, \quad (1.4)$$

де  $\sigma_\varepsilon$  – дисперсія помилки тактової синхронізації  $\varepsilon$ .

Вказані результати Спілкера носять локальний характер, тому що розраховують на однаковий енергетичний потенціал інформаційного і вимірювального каналів і не вказують на метод вимірювання похибки синхронізації і спосіб отримання рішень про логічну одиницю в інформаційному каналі.

### Висновки

Розгляд існуючої літератури показав, що в жодному з джерел не зустрічається оцінювання впливу ймовірності зриву тактової синхронізації на завадостійкість цифрових систем передачі інформації, яка залежить також від методу вимірювання і взаємозв'язку (або від взаємної кореляції) сигналів інформаційного та вимірювального каналів у суміщеній ЦСП.

У будь-якому випадку остаточну оцінку доцільності структур ЦСП і каналу синхронізації можна далі отримати, якщо врахувати сучасні результати оцінки ефективності систем [89].

У цьому розділі коротко проаналізовано сучасні основні види, методи, пристрої синхронізації; розглянуто принципи синхронізації сучасних цифрових телекомунікаційних систем SDH і PDH, а також види фазових спотворень (джитера та вандера) і причини їх виникнення; наведено існуючі методи оцінювання завадостійкості ЦСП.

Тактова синхронізація є необхідною умовою роботи ЦСП і одним з найважливіших видів синхронізації, оскільки її зрив і поява прослизувань призводить до зриву також групових видів синхронізації.

Окремий канал для примусової синхронізації звичайно краще, якщо опирається на високостабільні джерела, і більш надійний для застосування в сучасних системах SDH, але це ще не факт, що вона з економічної точки зору краще за інші варіанти синхронізації від суміщеного лінійного сигналу.



Для з'ясування впливу джитера та вандера на завадостійкість ЦСП при різних видах синхронізації необхідно дослідити ці процеси і їхній вплив на ефективність сумісних ЦСП.

### **Контрольні питання**

1. Що таке синхронізація?
2. Які ви знаєте види синхронізації?
3. Переваги і недоліки цифрових систем зв'язку.
4. Яку синхронізацію використовують для з'єднання мереж?
5. Що таке цифрова ієрархія?

## **2. Метод підвищення завадостійкості цифрових систем передачі інформації**

Стрімке зростання швидкостей обміну даних у сучасних цифрових системах передачі (ЦСП) SDH, радіорелейних, тропосферних, супутникових системах зв'язку, обумовлене також збільшенням мультимедійного трафіка на залізничному транспорті, призводить до необхідності підвищення вимог до якості підсистем синхронізації для збереження високої завадостійкості передачі інформації. Однак при цьому сучасні проекти не достатньо враховують вплив підсистеми синхронізації на показники якості цифрових систем передачі при організації окремого каналу синхронізації.

### **2.1. Метод оптимізації розподілу енергії інформаційного й синхронізуючого каналів цифрових систем передачі за умовним критерієм мінімальної помилки передачі**

#### **2.1.1. Оцінювання впливу функціонування підсистем синхронізації на завадостійкість цифрових систем передачі**

Завадостійкість, як найбільш важливий показник якості, можна охарактеризувати ймовірністю бітової помилки (BER) у цифровій системі передачі інформації  $p_{\text{BER}}$ , що залежить не тільки від схеми прийняття рішення про інформаційний символ,

але й від схем утримання тактової синхронізації в смузі утримання, схем циклової і надциклової синхронізації. Тобто в загальному випадку  $p_{BER}$  є суміщенням усіх зазначених подій, обумовлених відповідно ймовірністю помилкового прийняття рішення про інформаційний символ ( $p_{пом}$ ), ймовірностями зриву тактової ( $p_{\tau}$ ), циклової ( $p_{\text{цс}}$ ), зверхциклової ( $p_{\text{зцс}}$ ) синхронізації і ймовірністю відмови ЦСП ( $p_{\epsilon}$ ):

$$p_{BER} = 1 - (1 - p_{пом})(1 - p_{\tau})(1 - p_{\text{цс}})(1 - p_{\text{зцс}})(1 - p_{\epsilon}). \quad (2.1)$$

Ймовірність помилки приймання символу у схемі прийняття рішень  $p_{пом}$  відома й повинна відповідати критерію ідеального спостерігача.

Спростимо модель і оцінимо ймовірність зриву тактової синхронізації тільки за рахунок каналу тактової синхронізації.

При розрахунку середньоквадратичної похибки каналу тактової синхронізації  $\sigma_{\gamma}$  будемо виходити з відомих вимог до системи синхронізації. З практичної точки зору правильної роботи схеми прийняття рішень вважається допустимим, якщо середньоквадратична похибка тремтіння (джитера) фази гармоніки тактової частоти не перевищує 15-20 % тривалості інформаційного імпульсу. При перевищенні такої норми зростає взаємна завада і помилки BER в інформаційному каналі. Таке відхилення фази будемо називати смугою утримання часу або фази у схемі тактової синхронізації.

У каналах кабельного зв'язку, де нормовані рівні сигналу на всіх сегментах лінії зв'язку, найбільші завади спостерігаються за рахунок взаємного впливу скручених пар у кабелі або за рахунок наведення суміжних полів. Захист від суміжних полів нормується захисним відношенням у межах 30-40 дБелл.

Оцінимо дисперсію  $\sigma_{\tau}^2$  джитера часу або фази тактової частоти. Відповідно до зазначеного вище середньоквадратичне значення джитера фази мале порівняно з тривалістю такту  $\frac{\sigma_{\tau}}{t_i}$ .

Припускаючи зв'язок досить надійним, будемо вважати, що згасання сигналу і його дисперсія знаходиться в межах відомої норми і взаємні завади сусіднім каналам малі.

**Система синхронізації** – це система автоматичного регулювання, де є вимірювач розладнання синхронізації, схема регулювання і об'єкт регулювання.

Для правильної роботи інерційність системи регулювання синхронізації (стала часу  $T$ ) не повинна перевищувати значення [29]

$$T \leq \frac{\Delta\tau(t)}{\Delta\tau'_{\max} e^2},$$

де  $\Delta\tau'(t)$  – похідна розладнання синхронізації.

Вимірювач може бути різних типів за часом розладнання  $\Delta\tau(t)$  або за фазою розладнання  $w\Delta\tau(t)$  при тактовій частоті  $w$ .

Якщо брати прямий функціональний вимірювач розстройки за часом, то згідно теорії радіовимірювань [29, 87-95] можна скористатися виразом для оцінювання дисперсії зсуву фронту сигналу  $\sigma_\tau^2$ :

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_s^2}{[U_t^1(t)]^2} \quad (2.2)$$

де  $\sigma_s^2$  – дисперсія або потужність нормально розподіленої суми завад;

$U_p^1(t)$  – крутість, похідна фронту сигналу в точці порога, де відбувається відлік його положення. Якщо вимірювачем є фазометр, то принципова (метрологічна) характеристика фазометра для перетворення значення зсуву фази у відповідну напругу відповідає виразу

$$u_\varphi = U_m \sin \varphi.$$

Розрахуємо значення крутості фронту імпульсу в точці відліку на рівні порога:

$$U_t^1(t_0) = U_m [1 - \exp(-wt)]_{t_0}^1 = U_m w \exp(-wt_0), \quad (2.3)$$

де  $t_0$  – точка відліку фази гармоніки тактових імпульсів;

$w$  – колова тактова частота зрізу, або смуга пропускання фільтра НЧ чи відеоприймача.

При відліку фази на початку відфільтрованого сигналу приймальної системи можна вважати, що  $t_0=0$ . Підстановкою формули (2.3) перетворимо формулу (2.2):

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_s^2}{U_m^2 w^2} = \frac{1}{w^2 q_1} \quad (2.4)$$

де  $a \leq 0,2$  – відносний діапазон утримання процесу синхронізації;

$q_1$  – відношення потужностей сигналу до шуму, яке може досягати 30 дБ;

$w$  – тактова частота вхідного сигналу після фільтрації.

Уявімо фізичну модель сумісного сигналу без шуму, який використовується в інформаційному каналі і каналі синхронізації (рис. 2.1).

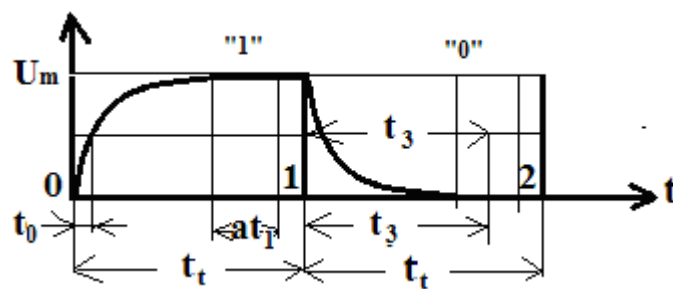


Рис. 2.1. Фізична модель сигнального символу 1

Для інформаційного каналу важливо, щоб символи 1 або 0 у моменти прийняття рішення при зсуві  $t_3$  співпадали з інтервалами  $at_1$ , коли потужність сигналу при символі 1 досягає максимуму, а вплив на сусідній канал – мінімальний.

Для каналу синхронізації потрібно визначити з достатньою точністю значущі точки 0, 1, 2, і т. ін. (рис. 2.1) для приймання та регенерації передаваного сигналу.

**Фізична модель процесу** враховує вплив зсуву фази або часу імпульсу з символом 1 за рахунок дії корельованої завади на рівні порога на надійність прийняття рішення. При дії корельованої завади імпульс відповідно до випадкового нормального закону піднімається або опускається. Тому fronti імпульсу на рівні порога в інтервалі часу  $at_1$  прийняття рішень

зсуваються у середньому також за нормальним законом у часі від імпульсу до імпульсу, а за рівнем у середньому за законом (2.2):

$$\sigma_t = \frac{\sigma_z}{(U')^2}.$$

Вважається, що рівень сигналу значно падає за межами даного інтервалу і зростає як завада в сусідніх інтервалах при зсуві на  $at_1/2$

**Оцінювання** впливу волатильності, ненадійності енергетичного потенціалу інформаційного каналу від джитера фази синхронізації для плезіохронних ЦСП **можливе при формулюванні сумісної ймовірності похибки** при одночасній дії двох каналів. Буде показано, що для **синхронних ЦСП** з незалежними каналами **це також можливо** з використанням цих же результатів.

У розд. 1 сказано, що для цього при примусовій синхронізації існує два конкуруючих методи: 1) резонансний з контуром ударного збудження; 2) з використанням ФАПЧ.

**Перевага резонансного методу** – простота реалізації. Значущі точки отримуються за рахунок диференціювання сигналу, роботи блокінг-генератора і вузькосмугового фільтра. **Недоліки** – не всі удари кодованих тактових імпульсів одиниць сфазовані з коливаннями контура ударного збудження, що ускладнює роботу схеми.

**Перевага схем із ФАПЧ** у тому, що є можливість звужувати смугу фільтра тактової частоти сигналу і тим самим підвищувати стабільність частоти і завадостійкість ЦСП. **Недоліки** – складність схеми і залежність від коду і спектра сигналу.

Далі показано також, що подолати цю залежність доцільно застосуванням манчестерського коду.

За будь-яким методом вимірювання процес похибки зсуву в часі синхронізації на виході ФАПЧ після осереднення (рис. 2.2), за центральною теоремою теорії ймовірності, є нормально розподіленим, стаціонарним процесом, функція кореляції якого досягає декількох циклів.

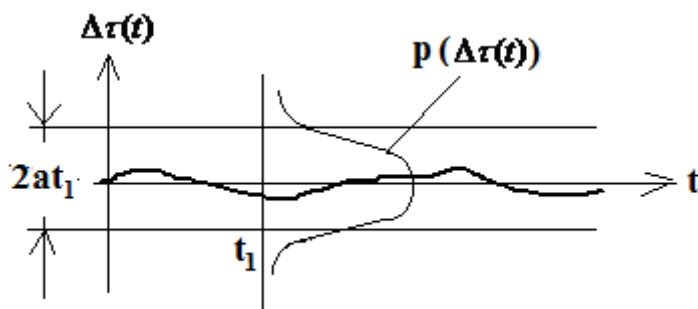


Рис. 2.2. Процес похибки синхронізації

За межами інтервалу  $2at_1$  процес прийняття рішення про символ може спотворюватись за рахунок зменшення рівня сигналу і появи взаємних завад у сусідніх інтервалах часу. Оцінимо ймовірність незриву тактової синхронізації систем SDH та спотворення рішення самого каналу або сусідніх каналів від величини цього інтервалу. Інтервал часу при автоматичному супроводі розладнання, у якому приймається рішення про символ, як у системі ІКМ-30, має довжину  $\tau_0 = at_i$ . Тоді

$$F(at_1) = \int_{-at_1/2\sigma_\tau}^{at_1/2\sigma_\tau} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-x_3)^2}{2}\right] dx, \quad (2.5)$$

де  $F(at_1)$  – інтеграл імовірності;

$\frac{\Delta t}{\sigma_\tau} = x$  – відносне розладнання в часі сигналів приймальної і передавальної систем синхронізації;

$\frac{t_3}{\sigma_\tau} = x_0$  – зсув відносного інтервалу часу приймання рішень (рис. 2.1);

$\sigma_\tau$  – середньоквадратична похибка системи синхронізації.

Оскільки реальні відносні розладнання сигналів є

$$x = \frac{0,15t_0\sqrt{q}}{t_0} = 5,$$

то з великою точністю можна застосувати формулу в першому наближенні для розрахунку ймовірності синхронізації або

безпомилкового рішення про інформаційний символ за рахунок незриву тактової синхронізації:

$$F(x_0) = 1 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^{1/2} \frac{(-x_0^2/2)}{x_0} \left(1 - \frac{1}{x_0^2} + \dots\right)$$

При  $q = 10^3$  і  $x_0 = 5$  імовірність безпомилкового прийому інформації за рахунок незриву тактової синхронізації дорівнює  $p_\tau + p_{ном} = 1 - 1,6 \cdot 10^{-7}$ . Або ймовірність загальної помилки  $p_{BER} = 1,6 \cdot 10^{-7}$ .

Необхідна ймовірність помилки одного біта інформації повинна бути не гірше  $10^{-9}$  для систем ЦСП [7, 18]. Це означає, що ймовірність зриву синхронізації по тактовій частоті майже на два порядки гірше, ніж власне потрібна ймовірність помилкового рішення про інформаційний символ, навіть без огляду на вплив циклової й надциклової синхронізації. Якщо врахувати також час відновлення синхронізму, то стане зрозумілою роль системи синхронізації на всіх етапах роботи систем SDH.

При постановці задачі оптимального розподілу енергетичного потенціалу між інформаційними й синхронізуючими каналами будемо припускати таке:

- інформаційні сигнали являють собою послідовності відеоімпульсів за кодом, що реєструються на приймальному боці на рівні (порога)  $U_m/2$ , де  $U_m$  – максимальний рівень напруги сигналу;

- система повинна бути економічною і здатною працювати з досить малими енергетичними потенціалами на вході приймача, що справедливо для радіорелейних, тропосферних, супутникових систем зв'язку, які працюють з одним передавачем для незалежних інформаційних і синхросигналів, тобто розглядається обмеження за піковою потужністю передавача;

- інформаційні сигнали й сигнали синхронізації передаються по окремих каналах, розподілених за частотою, або в часі;

- враховується примусова синхронізація суміщеним сигналом, але результати оптимізації придатні і для систем з окремим синхросигналом.

## 2.1.2. Визначення ймовірності помилкового прийняття рішення про інформаційний символ

Оцінимо завадостійкість для двійкової системи з адитивним білим гаусовим шумом у каналі, коли рішення про прийняття імпульсу відбувається при зрівнянні з порогом  $U_m/2$ .

Ймовірність помилкової тривоги, тобто ймовірність помилки при переході логічного нуля в логічну одиницю, обумовлена впливом позитивної завади  $n(t)$ , коли вона перевищує граничний рівень реєстрації символу, визначається як

$$p_{\text{пом1}} = p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_3} \int_{\frac{U_m}{2}}^{\infty} e^{\left(-\frac{n^2}{2\sigma_3^2}\right)} dn = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{U_m}{2\sigma_3}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_3}\right), \quad (2.6)$$

де  $\sigma_3^2$  – дисперсія завади  $n(t)$ ;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} [1 - F(x)] \text{ – додаткова функція помилок;}$$

де  $F(x)$  – інтеграл ймовірності.

Ймовірність пропускання сигналу, тобто ймовірність помилки при переході логічної одиниці в логічний нуль, що виникає в результаті впливу негативної завади  $n(t)$ , коли спотворений сигнал не досягає рівня реєстрації символу, визначається таким чином:

$$p_{\text{пом2}} = p(0/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\frac{U_m}{2\sigma_3}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(-\frac{U_m}{2\sigma_3}\right). \quad (2.7)$$

Для критерію ідеального спостерігача ці ймовірності (2.6) і (2.7) рівні, тому що

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-x} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q(-x).$$



Таким чином, імовірність помилки приймання відео-імпульсу буде визначатися як сума ймовірностей  $p_{\text{пом1}}$  і  $p_{\text{пом2}}$  :

$$p_{\text{пом}} = p(1/0) + p(0/1) = p_{\text{пом1}} + p_{\text{пом2}} = 2Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_3}\right) = 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right), \quad (2.8)$$

де  $q_2$  – відношення сигнал/шум на виході інформаційного каналу.

### 2.1.3. Визначення ймовірності зриву тактової синхронізації

Імовірність зриву тактової синхронізації з урахуванням співвідношення (2.4) (і появи бітової помилки в ЦСП) визначається за допомогою такого виразу:

$$p_\tau = 1 - F\left(\frac{\tau_{\text{пор}}}{\sigma_\tau}\right) = 2Q\left(\frac{at_1}{\sigma_3} U_m w\right) = 2Q(a\sqrt{q_1}), \quad (2.9)$$

де  $\sigma_3^2$  – дисперсія шуму;

$\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_3^2}{q}$  – дисперсія похибки вимірювань, тобто дисперсія

синхронізації;

$\frac{at_1}{\sigma_\tau} = \frac{at_1 U_m w}{\sigma_3} = at_1 w \sqrt{q_1} = a\sqrt{q_1}$  – за формулою (2.2) та  $w = \frac{1}{t_1}$ ;

$\tau_{\text{пор}} = \alpha t_1$  – допустимий діапазон утримання часу прийняття рішень у процесі синхронізації;

$at_1 = \beta \sigma_\tau$  – умова стійкості синхронізації, тобто довірчий інтервал покриває дисперсію синхронізації, тобто утримання часу приймання рішень, у кількість разів, рівних квантилю  $\beta$ ;

$t_1$  – період тактової частоти;

$\alpha$  – відносна смуга фази, або часу утримання синхронізації без спотворення рішень.

При підвищенні точності, або при зменшенні  $\sigma_\tau$ , при тому самому діапазоні утримання часу прийняття рішень імовірність синхронізації відповідно зростає. Фізичний сенс роботи синхронізації в тому, що відповідно з квантилем зростає

ймовірність безвідмовності системи, яка впливає на результуючу ймовірність прийняття рішень про символ  $P_{BER}$ .

#### 2.1.4. Визначення мінімальної бітової помилки цифрових систем передачі інформації при обмеженні за піковою потужністю передавача

Заданням цього пункту є знаходження цільової функції для постановки задачі оптимального розподілу енергетичного потенціалу між інформаційними й синхронізуючими каналами.

Підставляючи вирази (2.8) і (2.9) у вираз (2.1), ми знаходимо ймовірність загальної помилки передачі інформації  $P_{BER}$ , що визначає завадостійкість ЦСП з урахуванням впливу каналу тактової синхронізації, тобто цільову функцію даної задачі:

$$P_{BER} = 1 - \left[ 1 - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) \right] \left[ 1 - 2Q(a\sqrt{q_1}) \right], \quad (2.10)$$

$$P_{BER} = 2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right)Q(a\sqrt{q_1}) \right]. \quad (2.11)$$

Суміщення в одній загальній смузі частот вимірювального службового та інформаційного каналів може бути в радіотехнічних системах як з частотним розподілом інформаційних каналів, так і з часовим розподілом каналів у складних, у тому числі супутникових, інформаційних та інших системах.

Фізичний сенс дії службового каналу – за рахунок підвищення енергетичного потенціалу зменшувати похибку синхронізації до того моменту, коли вона повільно зменшується і коли нею можна взагалі знехтувати. Треба знайти таке значення енергетичних потенціалів каналів, при якому завадостійкість системи стане найкращою при певних втратах загального потенціалу.

При суміщенні каналів у радіотехнічних системах часто є обмеження на пікову потужність передавача, а на приймальному боці – обмеження на динамічний діапазон вхідного сигналу, який

суттєво впливає на боротьбу з продуктами нелінійності: блокуванням, інтермодуляцією і перехресними спотвореннями. Обмеження можуть бути за смугою частот при частотному розподілі каналів або за часом передачі сигналів при часовому розподілі каналів.

Вплив обмеження на пікову потужність передавача  $P_n$  або на динамічний діапазон підсилювача радіочастот приймача можна представити таким чином:

$$P_1 + P_2 \leq P_n, \quad (2.12a)$$

де  $P_1$  і  $P_2$  – потужності синхронізуючого та інформаційного каналів відповідно.

У радіотехнічних і супутникових системах з часовим розподілом загального інформаційного і службового каналів аналогічний вплив обмеження за смугою частот:

$$\Pi_1 + \Pi_2 \leq \Pi_0. \quad (2.12b)$$

У плезіохронних ЦСП з примусовою синхронізацією за типом ІКМ-30 використовується контур ударного збудження для виділення зі спектра інформаційного сигналу гармоніки тактової частоти для синхронізації. У такому разі амплітуда гармоніки синхронізації залежить від вузькосмугової фільтрації (за час циклів, що змінюються за кодом амплітуд сигналу), корельованих завад і вандера. А енергетичний потенціал каналу синхронізації плезіохронних ЦСП у першому наближенні може дорівнювати

$$q_1 = \frac{P_2 n_1}{(N_0 + \frac{E_{y2}}{\Pi_{02}}) \Pi_1}, \quad (2.13)$$

де  $n_1$  – кількість символів 1, які співпадають з позитивною півхвилею гармоніки тактової частоти;

$\frac{E_2}{\Pi_{02}}$  – спектральна щільність інформаційного каналу;

$N_0$  – спектральна щільність завади.

У синхронних ЦСП канал тактової синхронізації, як правило, незалежний від інформаційного каналу.

Для цифрових, і для будь-яких систем з впливаючим на роботу системи каналом автопідстроювання якогось параметра, важливо знайти таку пару енергетичних потенціалів головного і службового каналів, при якій досягається найменша ймовірність зриву роботи.

Будь-якій парі енергетичних потенціалів каналів відповідає певне значення  $q$  - загального енергетичного потенціалу:

$$q_1 + q_2 = q, \quad (2.14)$$

У загальному випадку рівняння (2.14) може набути вигляду

$$\frac{P_1}{N_0\Pi_1} + \frac{P_2}{N_0\Pi_2} = \frac{P_0}{N_0\Pi_0}, \quad (2.15)$$

де  $P_i$ ,  $\Pi_i$ ,  $N_0$  – відповідно потужності синхронізуючого та інформаційного каналів, їхньої смуги пропускання і спектральна щільність шуму. При частотному ущільненні каналів  $\Pi_0$  – це загальна смуга, для часового ущільнення сигналів смуги однакові, або сигнал примусової синхронізації фільтрується з загального спектра  $\Pi_2$  вузькосмуговим фільтром зі смугою  $\Pi_1$ .

Якщо врахувати залишки неортогональності синхронізуючого та інформаційного сигналів, рівність (2.15) можна уточнити. У випадку роботи радіоканалів із сумарним сигналом середня енергія сумарного сигналу  $E$  за однаковий досить великий інтервал часу, приведена до одиниці опору, дорівнює

$$E = E_1 + E_2 + 2\sqrt{E_1 E_2} \rho_{a_i - b_i}, \quad (2.16)$$

де  $E_1$  й  $E_2$  – енергії синхронізуючого та інформаційного каналів відповідно;

$$\rho_{a_i - b_i} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{-j(a_i - b_i)\pi} \quad - \text{знакова нормована взаємкореляційна}$$

функція синхронізуючого та інформаційного каналів;

$a_i$  і  $b_i$  – елементи (1 або 0), відповідні кодам синхронізуючого та інформаційного каналів.

У випадку, коли сигнали ортогональні,  $\rho_{a_i-b_i} \approx 0$ . Тоді вираз (2.16) буде виглядати так:

$$E = E_1 + E_2. \quad (2.17)$$

Тоді задача форсулюється так: необхідно знайти оптимальну пару, тобто оптимальний розподіл енергетичного потенціалу між інформаційним і синхронізуючим каналами за умовним критерієм мінімальної помилки передачі інформації при обмеженні на пікову потужність передавача.

Математично дану науково-технічну **задачу 1** можна подати так.

Треба знайти оптимальне співвідношення енергетичних потенціалів двох каналів. Прямий метод розрахунків для двох змінних досить громіздкий. Тому задачу для двох змінних перетворемо в умовну задачу однієї змінної, якщо уявімо, що сума  $q_1 + q_2$  фіксована і дорівнює заданому значенню  $q$ .

$$\min p_{BER} = 2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right)Q(a\sqrt{q_1}) \right] \quad (2.18)$$

при  $q_1 + q_2 \leq q$ ;

Проаналізувавши функцію (2.18), можна зробити висновок, що величина добутку  $2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right)Q(a\sqrt{q_1}) \right]$  значно менша (може на декілька порядків), ніж сума доданків  $2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) \right]$ .

Таким чином, нею можна знехтувати і з високою точністю записати умову задачі 1:

$$\min p_{BER} = 2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q_1}) \right] \text{ при } q_1 + q_2 = q.$$

Позначимо відносні величини:

$$y_2 = \frac{q_2}{q}; y_1 = \frac{q_1}{q}.$$

Методом підстановки отримаємо залежність загальної завадостійкості ЦСП від розподілу енергетичних потенціалів:

$$\min p_{BER}(y_2) = 2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q(1-y_2)}) \right]. \quad (2.19)$$

Оскільки дві складові функції опуклі зверху, то задача (2.18) або вираз (2.19) не має класичного мінімуму при диференціюванні. Можна лише знайти розподіл, при якому складові виразу дорівнюють

$$\frac{\sqrt{qy_2}}{2} = a\sqrt{q(1-y_2)}. \quad (2.20)$$

Тоді

$$Y_{2opt} = \frac{4a^2}{1+4a^2}, Y_{1opt} = \frac{1}{(1+4a^2)}.$$

Якщо  $4a^2 \leq 1$ , то  $Y_{2opt} \leq Y_{1opt}$ , чи навпаки.

Оптимальне значення (мінімум) імовірності похибки ЦСП, отримане за формулою (2.19), з урахуванням впливу каналу синхронізації показано на рис. 2.3–2.5 для різних значень параметрів системи. Оскільки значення параметрів довільні, то, як видно, оптимум завадостійкості при розподілі енергії сигналів по каналах завжди є.

Як видно з формули (2.20),  $Y_{2opt}$  залежить від параметра  $a_1$  або від довірчого інтервалу фази, або затримки каналу синхронізації  $at_1$ .

Спочатку вибирається за рис. 2.3 загальний енергетичний потенціал ЦСП, далі - відносний, а потім реальний оптимальний енергетичний потенціал інформаційного каналу і енергетичний потенціал каналу синхронізації.

Таким чином, за умови підвищення точності підсистем тактової синхронізації, тобто за умови збільшення надійності

утримання смуги часу або фази  $at_1$ , можна підвищити оптимальну загальну завадостійкість ЦСП.

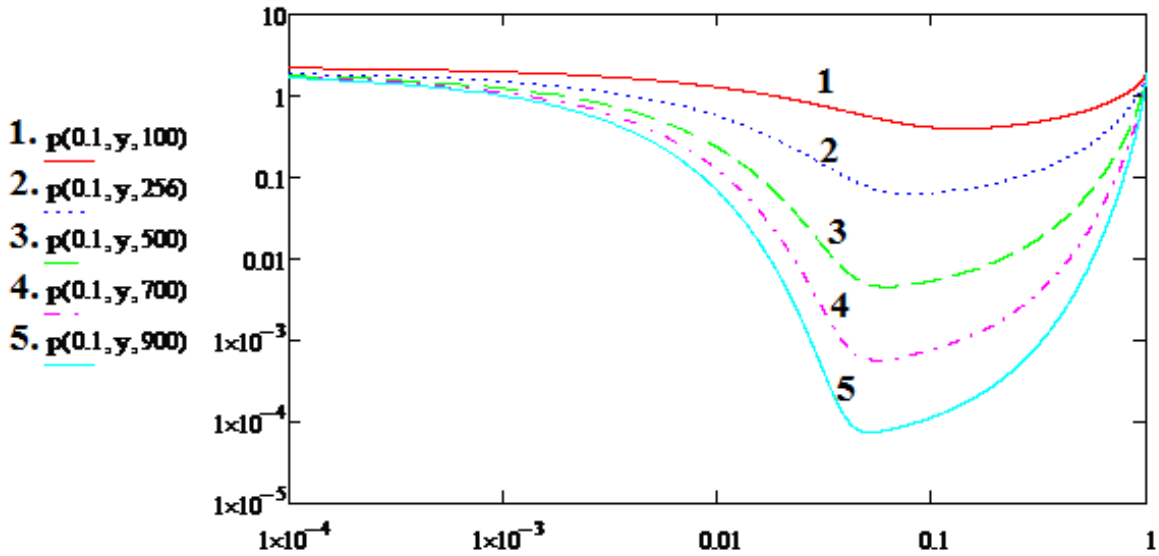


Рис. 2.3. Залежності  $p_{\text{BER}}$  від значень  $y_2$  і  $q$  при фіксованому значенні  $\alpha = 0,1$

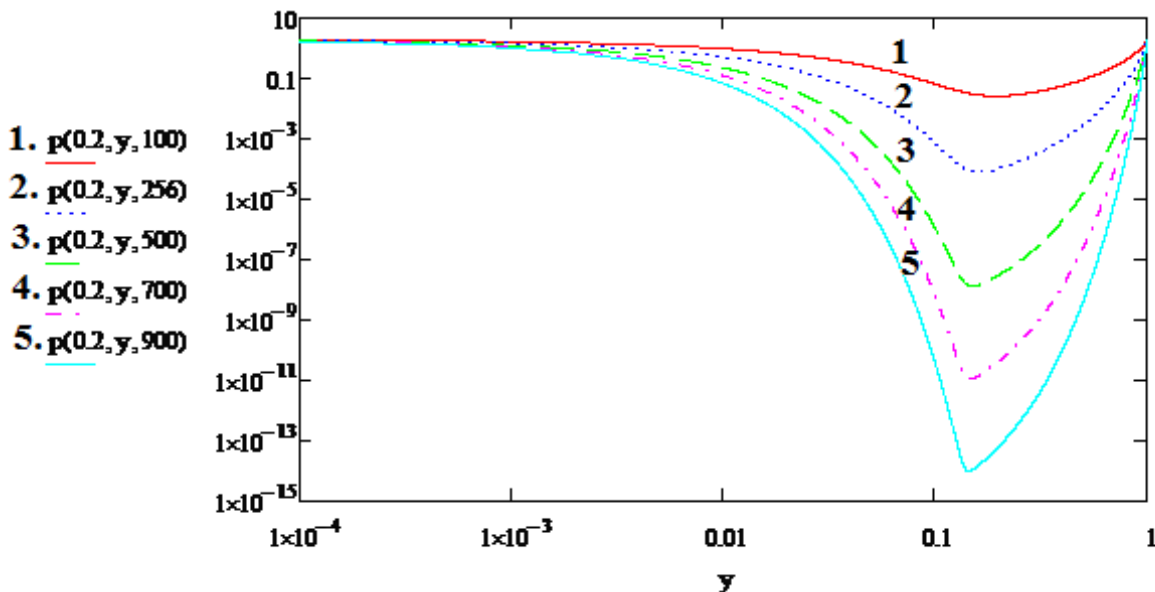


Рис. 2.4. Залежності  $p_{\text{BER}}$  від значень  $y_2$  і  $q$  при фіксованому значенні  $\alpha = 0,2$

Якщо вимірювання зсуву імпульсів або фронтів символу «1» виконується у складі ФАПЧ фазовим дискримінатором, то при малому діапазоні зсувів шкалу при відсліджування фази можна

вважати практично лінійною. Похибка перебудови фази у САК не повинна перевищувати похибку вимірювань ФАПЧ.

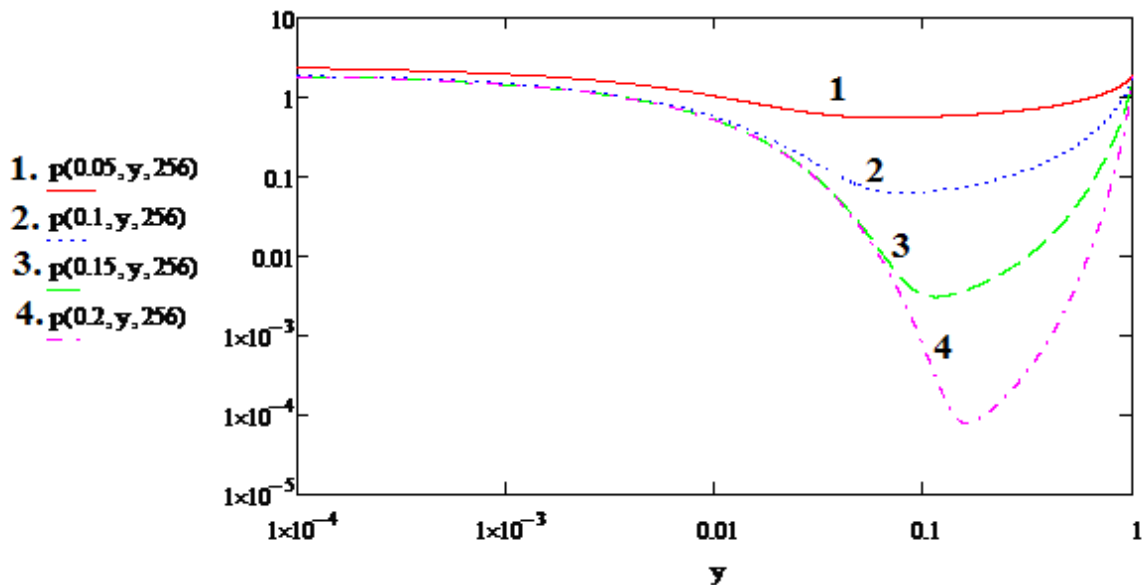


Рис. 2.5. Залежності  $p_{\text{BER}}$  від значень  $y_2$  і  $\alpha$  при фіксованому значенні  $q = 256$

На рис. 2.3–2.5 показано вплив відношення потужностей сигналу й завади  $q$  на залежності ймовірності помилки передачі інформації  $p_{\text{BER}}$  від  $y_2$  при фіксованих значеннях відносної смуги утримання  $\alpha$ , а на рис. 2.5 – вплив відносної смуги утримання  $\alpha$  на залежність ймовірності помилки передачі інформації  $p_0$  від  $y_2$  при фіксованому значенні відношення сигналу й завади  $q = 256$ , тобто наведені, наприклад, залежності справедливі для ІКМ систем з 256 рівнями квантування сигналу.

Аналіз результатів дозволяє дійти таких висновків:

- оптимальна завадостійкість системи передачі критична (чутлива) до розподілу енергетичного потенціалу в системі передачі, тому при створенні та експлуатації систем необхідно враховувати вплив такого розподілу;

- найкраща завадостійкість інформаційного каналу досягається при оптимальному розподілі енергетичного потенціалу між каналами;

- зліва інтервал від значення оптимуму  $y_{2opt}$  – це відносний оптимальний потенціал інформаційного каналу, а праворуч – каналу синхронізації;



- відносний інтервал утримання  $\alpha$  відображує властивості завадостійкості каналу синхронізації: чим він менший, тим кращим повинен бути енергетичний потенціал каналу синхронізації і його точність (завадостійкість) (рис. 2.3–2.5), але гірше завадостійкість інформаційного каналу;

- при підвищенні вимог до якості функціонування підсистеми тактової синхронізації, тобто зменшуючи відносну смугу утримання систем ФАПЧ  $\pm 3\sigma_e$  від 0,2 до 0,1 при збереженні оптимуму, відбувається значне збільшення завадостійкості ЦСП;

- для рухомих радіоліній, ліній з федінгами та нестационарними завадами, де параметри змінюються, доцільна адаптація до відношення сигнал/шум з регулюванням зазначеного розподілу;

- визначення оптимуму розподілу енергетичного потенціалу інформаційного і допоміжного каналів завжди доцільне для систем з будь-яким підстроюванням частоти або часу синхронізації – хоча б для того, щоб оцінити загальну завадостійкість і визначити шляхи її корекції;

- підвищення загального енергетичного потенціалу при оптимальних значеннях параметра  $\alpha$  призводить до різкого підвищення завадостійкості передачі інформації (рис. 2.5). Так, для ІКМ систем при  $\alpha = 0,1$  можливо досягти виграшу в завадостійкості у декілька порядків, збільшуючи  $q$  з 256 до 500;

- при високій завадостійкості каналу синхронізації, при малому параметрі  $\alpha = 0,1$  завадостійкість всієї системи передачі визначається тільки інформаційним каналом (рис. 2.5), що позначається зміною мінімуму оптимального розподілу  $Y_{2opt}$  між інформаційним і синхронізуючим каналами праворуч (у бік виділення більшої частини енергії інформаційному каналу);

- при підвищенні точності синхронізації (при зменшенні параметра  $\alpha = 0,1$ ) відбувається «відкачування» енергетичного потенціалу від інформаційного каналу і зменшення загальної завадостійкості (рис. 2.5);

- якщо при роботі або розрахунку системи точність оптимуму не буде гарантована, то для цього рекомендується дещо підвищити загальний та інформаційний енергетичний потенціал таким чином, щоб одержати ті самі дані при новому, але гарантованому інтервалі оптимуму  $Y_{2opt}$ .

За рівнями  $q_1$  і  $q_2$  згідно з виразом (2.15) далі розраховують обмежені оптимальні параметри.

У фізичній моделі роботи системи синхронізації визначається, що похибка є кодозалежною.

Далі показано, як у загальній задачі оцінити внесок каналу синхронізації в досягненні оптимуму енергетичного потенціалу інформаційного та синхроканалів і вирішити проблему врахування завад та інших паразитних явищ, нестабільностей, неідеальностей і збуджень аналогічно [87] і при обробці кодованих сигналів [89].

## **2.2. Оптимальний метод і засіб кодування сигналу за критерієм мінімуму похибки каналу синхронізації**

Спочатку треба вибрати найкращий вид кодування для примусового методу та засобу лінійного кодування суміщеного сигналу за критерієм мінімуму похибки каналу синхронізації. Візьмемо до уваги таке.

Відомо [1], що різні види кодів у перспективних оптичних лініях по-різному впливають на джитер тактової частоти. Для поліпшення стабільності тактової частоти застосовують або скремблювання, або коди RZ з поверненням до нуля за час періоду інформаційного такту. Код RZ являє собою трирівневий код, що забезпечує повернення до нульового рівня після передачі кожного біта інформації. При цьому логічному нулю відповідає позитивний імпульс, логічній одиниці – негативний.

Істотними недоліками кодів RZ є необхідність подвоєння тактової частоти, а також наявність трьох рівнів кодування, що вимагає ускладнення генераторного обладнання порівняно з простими кодами без повернення до нуля (NRZ).

Однак переваги таких кодів також значні, оскільки пов'язані з самосинхронізацією. Особливістю коду RZ є те, що в центрі біта завжди є перехід (позитивний чи негативний), тобто кожен біт позначений. Приймач може виділити синхроімпульс (строб), що має частоту проходження імпульсів з самого сигналу.

Коди RZ не єдині коди, здатні до самосинхронізації.

Існує також манчестерський код, у якому, на відміну від кодів RZ, не три, а два рівні, що сприяє його кращій

завадостійкості та спрощенні приймальних і передавальних вузлів. Логічному нулю відповідає позитивний перехід у центрі бітового інтервалу (тобто перша половина бітового інтервалу – низький рівень, друга половина – високий), а логічній одиниці відповідає негативний перехід у центрі бітового інтервалу (або навпаки). Як і в кодах RZ, обов'язкова наявність переходу в центрі біта дозволяє приймачу манчестерського коду легко виділити з приймального сигналу синхросигнал і передати інформацію без втрат через розсинхронізацію.

Манчестерський код має такі переваги перед іншими лінійними кодами:

- він гарантовано забезпечує рівень виділеної гармоніки тактової частоти майже на 50 %, у той час як інші коди NRZ мають рівень тактової частоти на виході виділювача приблизно на два порядки менше, якщо йдеться про економну витрату енергетичного потенціалу;

- для нього не потрібно скремблювання, а це економія матеріальних і програмних витрат;

- точність відліку й установлення тактів у два рази вище за рахунок більшої крутості суміші сигналу з шумом при тому самому енергетичному потенціалі.

Ці переваги пов'язані з такою особливістю манчестерського коду, як позиційний розподіл одного розряду коду чітко на першій і другій такти. Тобто на першій часовій позиції завжди знаходиться імпульс, якщо є інформаційна одиниця, а на другій позиції завжди знаходиться імпульс, якщо є інформаційний нуль. Отже, на першій часовій позиції в кожному розряді можуть бути імпульси для інформаційних одиниць, а на других позиціях завжди знаходяться імпульси для інформаційних нулів. Це дозволяє застосувати пристрій фізичного перетворення дворівневого манчестерського коду в такий тривірневий код, при якому кожен імпульс підтримує коливання в контурі ударного збудження, у фільтрі тактової частоти або системі фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ).

Для звичайних кодів NRZ можливі фільтрові схеми виділення тактової частоти, а також цифрові схеми, засновані на диференціюванні фронтів. Цифрові схеми неекономічні й вимагають значного енергетичного потенціалу. Фільтрові ж схеми економічні й дозволяють також боротися з джитером.

У звичайних кодах NRZ для економічних стосовно енергетичного потенціалу фільтрових схем навіть після скремблювання не всі імпульси, що відповідають символам одиниць, працюють у фазі з підтримуваним коливанням у високодобротних контурах виділювача тактової частоти (ВТЧ), оскільки їхнє часове положення випадкове. Навпаки, для використовуваних лінійних кодів майже половина імпульсів працює в протифазі з коливаннями у високодобротних контурах. Гармоніка тактової частоти на часовій діаграмі пачки імпульсів показана у вигляді синусоїди (рис. 2.6), що відповідає основному коливанню у високодобротному контурі. Лише одиниці відсотків сприяють коливанню у схемі ВТЧ.

На рис. 2.6 точкою позначені позитивні імпульси, які знаходяться у протилежній фазі відносно першої гармоніки тактової частоти в коливальному контурі. Для манчестерського коду - це всі імпульси нульового символу. Відзначені точкою імпульси не підтримують коливання в контурі, а послабляють їх. Будь-який код може виявитися таким, коли більшість імпульсів знаходиться в протифазі з коливаннями в контурі або, коли навпаки, у фазі. Звідси зрозуміло, що динамічний діапазон, тобто діапазон рівнів гармоніки тактової частоти на виході високодобротного контуру у виділювачі тактової частоти, досить великий і становить від нуля до 50 % амплітуди імпульсів. Нестабільність рівнів гармоніки тактової частоти впливає на джитер сигналу, завадостійкість і стабільність зв'язку. А в середньому кількість імпульсів, що сприяють коливанням у ВТЧ, становить одиниці відсотка. І тільки манчестерський код (рис. 2.6), де імпульси нуля завжди на другій часовій позиції (у другому напівтакті), дозволяє уникнути цього недоліку.

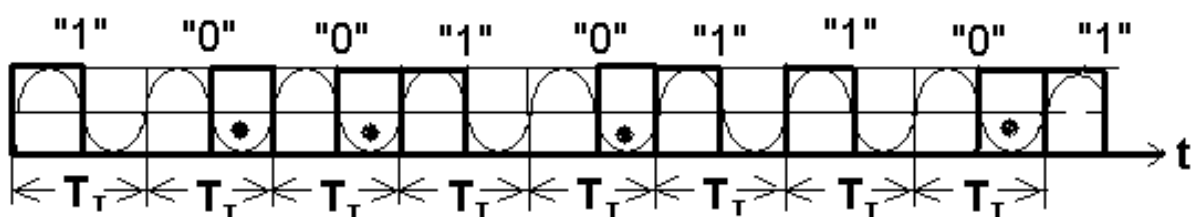


Рис. 2.6. Манчестерський код, у якому всі імпульси нуля протифазні коливанням у високодобротному контурі

На рис. 2.6 зображений варіант манчестерського коду, у якому повинні бути інвертовані протифазні імпульси, тобто імпульси нуля. Тоді всі імпульси можуть працювати у фазі з коливаннями у високодобротному контурі, якщо використати додатковий пристрій такого перетворення сигналу (рис. 2.7), коли всі нульові імпульси набувають негативного значення.

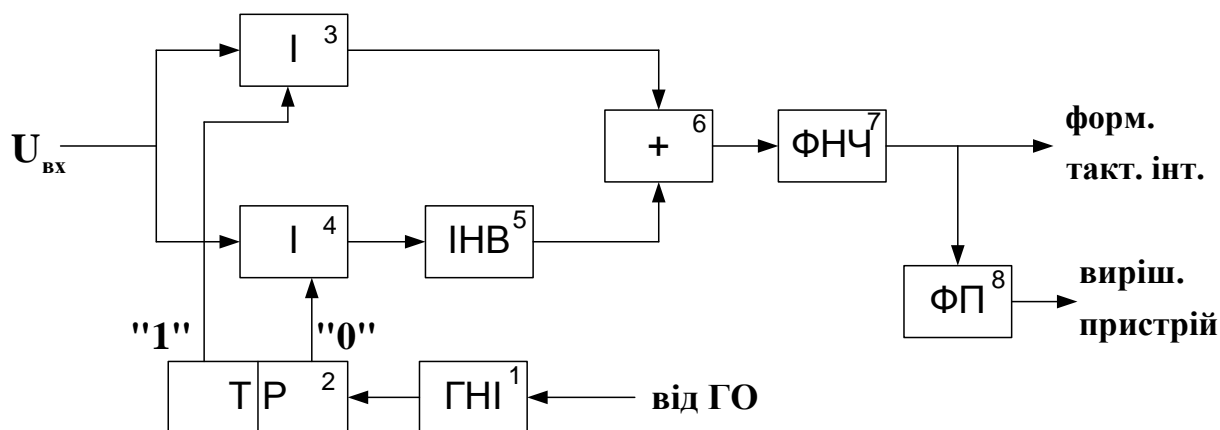


Рис 2.7. Пристрій інвертування імпульсів нулів манчестерського коду

Пристрій інвертування полярності імпульсів нуля (рис. 2.7) працює таким чином. Від генераторного обладнання на генератор напівтактових імпульсів (ГНІ) 1 подається стабільна частота, що дорівнює подвоєній тактовій частоті системи. ГНІ періодично за допомогою тригера 2 (ТР) і схем «І» (3) і «І» (4) поперемінно підключає то перший канал імпульсів одиниці, то другий канал імпульсів нуля. При цьому всі імпульси нуля інвертуються по полярності, щоб не гасити, а підтримувати коливання у високодобротному контурі. Після інвертування всі імпульси підтримують коливання в коливальному контурі. Тому вони підсумовуються в суматорі 6. А потім весь сигнал фільтрується високодобротним контуром 7 і йде на генераторне обладнання для формування тактових інтервалів, на формувач порогової напруги 8 та на пристрій, що вирішує. При цьому гарантується майже 50 % підтримуючої енергії сигналу, на відміну від інших кодів, які не можуть забезпечити такого рівня й такої стабільності амплітуди сигналу на виході пристрою й на вході таймера.

Таким чином, вибір манчестерського коду й запропонована схема пристрою інвертування імпульсів нулів мають такі переваги перед іншими кодами й системами синхронізації:

1) забезпечується використання 50 % енергії сигналу, у той час, коли для інших кодів використовуються одиниці або частки відсотків;

2) забезпечується стабільність амплітуди гармоніки (подвійної) тактової частоти, що виділяється;

3) не потрібно скремблювати манчестерський код.

Недолік манчестерського коду – вимога подвоєння тактової частоти, що робить дещо дорожчими елементи системи.

Кодування манчестерським кодом відбувається на довжині символів  $n_{\text{ман}}$ , що дорівнює 8 для одного інформаційного каналу.

Для врахування в задачі оптимального розподілу енергетичного потенціалу розрахуємо втрати  $n_{\text{втрат}}$ , що виникають при переході символів інформаційної одиниці в інформаційний нуль. Для цього скористаємося таким виразом:

$$n_{\text{втрат}} = \sum_{i=1}^4 n_i p_i, \quad (2.21)$$

де  $n_i$  – кількість переходів інформаційної 1 в інформаційний 0 на довжині кодування манчестерським кодом;

$p_i$  – імовірність появи відповідного  $n_i$ .

Максимальна кількість  $n_i$  становить 4 для найгіршого випадку, тобто для випадку чергування 1 й 0, тобто для коду 10101010.

Для підрахунку можливої кількості сполучень  $n_i$  на довжині кодування манчестерським кодом можна використати формулу:

$$N_i = 2 \cdot C_n^i, \quad (2.22)$$

де  $N_i$  – можлива кількість сполучень  $n_i$  на довжині кодування манчестерським кодом;

$$C_n^i = \frac{n!}{(n-i)!i!} - \text{кількість сполучень із } n \text{ по } i.$$

Множник 2 враховує можливість виникнення переходів символів 1 в 0 між двома підряд комбінаціями манчестерського коду.

Використовуючи вираз (2.22), розрахуємо можливу кількість сполучень  $n_i$  на довжині кодування манчестерським кодом:

$$N_1 = 2 \cdot C_4^1 = 2 \cdot \frac{4!}{(4-1)! \cdot 1!} = 8,$$

$$N_2 = 2 \cdot C_4^2 = 12,$$

$$N_3 = 2 \cdot C_4^3 = 8,$$

$$N_4 = 2 \cdot C_4^4 = 2.$$

Імовірність появи відповідного  $n_i$  можна визначити так:

$$p_i = \frac{N_i}{N_\Sigma}, \quad (2.23)$$

де  $N_\Sigma$  – сумарна кількість можливих комбінацій з переходами символів 1 в 0,

$$N_\Sigma = N_1 + N_2 + N_3 + N_4 = 30.$$

Знаючи  $N_\Sigma$  і  $N_i$ , розрахуємо ймовірності (2.23):

$$\text{При } n_1 = 1 \quad p_1 = \frac{8}{30} = 0.267;$$

$$\text{при } n_2 = 1 \quad p_2 = \frac{12}{30} = 0.4;$$

$$\text{при } n_3 = 1 \quad p_3 = \frac{8}{30} = 0.267;$$

$$\text{при } n_4 = 1 \quad p_4 = \frac{2}{30} = 0.0067.$$

Таким чином, втрати, що виникають при переході символів інформаційної 1 в інформаційний 0, становлять

$$n_{\text{втрат}} = n_1 p_1 + n_2 p_2 + n_3 p_3 + n_4 p_4 = 2,136 \text{ симв.}$$

Оригинальна енергетичного спектра біполярного сигналу визначається за допомогою співвідношення

$$G(f) = A^2 T \left( \frac{\sin \frac{2\pi f T}{2}}{\frac{2\pi f T}{2}} \right) = A^2 T \left( \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right), \quad (2.24)$$

де  $A$  – амплітуда імпульсу;

$f$  – частота проходження імпульсів.

З урахуванням втрат, обумовлених переходами 0 в 1, співвідношення (2.24) можна уточнити:

$$G(f) = \left( A \cdot \frac{(n_{\text{ман}} - n_{\text{втрат}})}{n_{\text{ман}}} \right)^2 T \left( \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right) = 0,5373 \cdot A^2 T \left( \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right). \quad (2.25)$$

Таким чином, гарантовано зберігається 50 % енергії сигналу при використанні манчестерського коду порівняно з 1 % енергії при звичайному резонансному методі в системі ІКМ-30. Це дозволяє зробити висновок про оптимальність методу застосування манчестерського коду за рахунок використання пристрою інвертування імпульсів нулів, який забезпечує максимум енергетичного потенціалу каналу синхронізації.

Енергія  $n_{\text{ман}}$  тактових імпульсів визначається так:

$$E_0 = P_0 t_3 (n_{\text{ман}} - n_1), \quad (2.26)$$

де  $E_0$  – енергія тактового імпульсу;

$P_0$  – потужність тактового імпульсу;

$t_3$  – тривалість тактового імпульсу,

$n_1$  – кількість символів 1 коду.

$$E_{\text{NRZ}} = E_0 n_{\text{NRZ}}, \quad (2.27)$$

де  $n_{\text{NRZ}}$  – кількість імпульсів, що сприяють коливанню у ВТЧ для кодів NRZ.



Таким чином, енергетичний потенціал  $E_r$  у фільтрових схемах ВТЧ для манчестерських кодів приблизно оцінюється співвідношеннями (2.25), (2.26), а енергетичний потенціал  $E_{NRZ}$  для кодів NRZ – співвідношеннями (2.25), (2.27).

Для порівняння візьмемо примусовий резонансний метод і пристрій виділення тактової частоти як у системі ІКМ-30 (рис. 2.8).

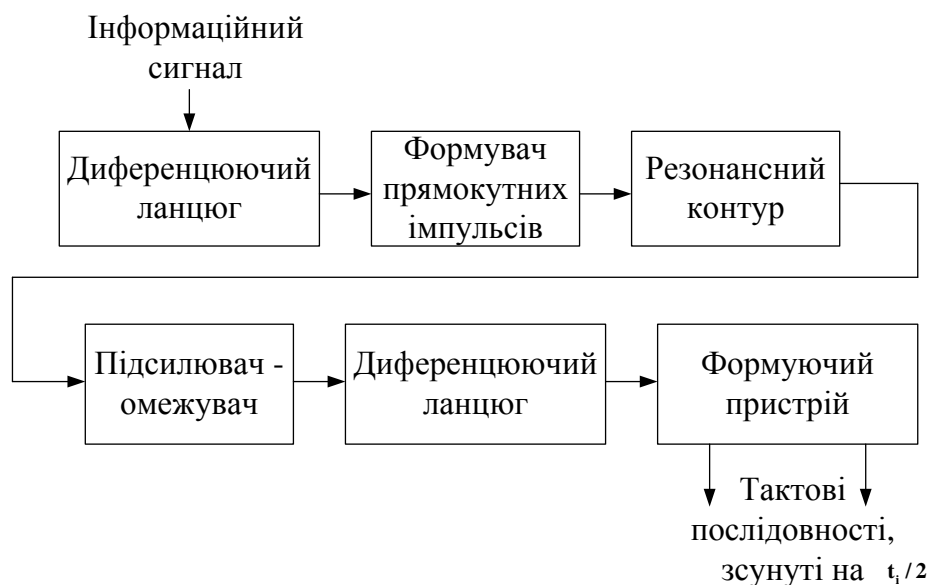


Рис. 2.8. Структурна схема резонансного пристрою тактової синхронізації

У резонансних пристроях синхронізації (рис. 2.8) синхросигнал і тактові імпульси виділяються безпосередньо з інформаційної послідовності елементів за допомогою вузькосмугових фільтрів, як правило, високовибіркових резонансних контурів, налаштованих на тактову частоту  $\omega = \frac{2\pi}{t_1}$ , де, як і раніше,  $t_1$  – довжина тактового інтервалу. Однак у спектрі двополярних інформаційних сигналів такої складової нема. У цих умовах для селекції синхросигналу необхідно здійснити нелінійне перетворення, що зводиться до того, що сигнали інформаційної послідовності диференціюють, випрямляють і формують у прямокутні сигнали тривалістю  $t_1$ . У цій послідовності підтримується частота  $\omega$ . Напруга з частотою  $\omega$  виділяється резонансним контуром і формується підсилювачем-

обмежувачем. Далі коливання прямокутної форми знову диференціюють і формуючим пристроєм перетворюють у дві послідовності тактових сигналів, зсунутих одна відносно одної на  $t_i/2$ . Наявність двох тактових послідовностей необхідно для забезпечення роботи пристроїв реєстрації й регенерації одиничних елементів.

Оцінимо похибку резонансного пристрою, маючи на увазі, що завада корельована за час імпульсу і некорельована між імпульсами. Значущі точки  $t_i$  на своїх місцях випадкові за рахунок джитера. Вузкосмуговий контур у першому наближенні можна вважати інтегратором.

Тоді

$$\bar{t}_p = \frac{1}{n/2} \sum_{i=1}^{n/2} t_i + \frac{1}{n/2} \sum_{i=1}^{n/2} (t_i + \Delta t_0) = \frac{2}{n/2} \sum_{i=1}^{n/2} t_i + \frac{n/2}{n/2} \Delta t_0 = \bar{t}_1 + \Delta t_0,$$

де  $\bar{t}_p$ ,  $\bar{t}_1$ ,  $\Delta t_0$  – відповідно результуюча похибка, похибка, згладжена резонансним контуром за час  $n/2$  значущих точок, систематична похибка при формуванні прямокутних імпульсів.

Таким чином, резонансний метод відрізняється від манчестерського систематичною похибкою, яка дорівнює одиночній оцінці, але з більшим часом спостереження.

До переваг резонансних систем слід віднести простоту реалізації. До недоліків – сильну залежність точності синхронізації від статистичної структури інформаційного коду, спотворень одиничних елементів і порушення синхронізму при короткочасних перервах зв'язку.

Для зменшення впливу статистичної структури коду на точність і час підтримки синхронізму використовують також *скремблювання*.

### **2.3. Вплив похибки фазової синхронізації на якість ФАПЧ з синхронним детектором і схемою АРП**

У цьому підрозділі розглядається фізичний ефект у когерентній радіотехніці і ЦСП – вплив джитера фази в каналі ФАПЧ (з певною точністю стеження за фазою) на втрати енергії сигналу в процесі його передачі в синхронному каналі.

Модель ефекту в першому наближенні придатна для оцінювання впливу точності каналу синхронізації ЦСП на втрати енергії сигналу в інформаційному каналі, на оцінювання розподілу рівня сигналу, який по суті є корельованою завадою для інформаційного каналу.

Майже та сама модель ефекту спостерігається в процесі стеження за цілями чи абонентами за кутами. Виявлено зв'язок втрат енергії сигналу, його розподілу і моментів від відношення ширини діаграми спрямованості до дисперсії стеження за кутами.

Доцільно оцінити енергетичні втрати в синхронному каналі, що виникають у результаті використання однієї з кращих структур ФАПЧ з затримкою з синхронним детектором і схемою автоматичного регулювання підсилення (АРП). Урахування їх у задачі оптимального узгодження параметрів інформаційного і синхронізуючого каналів ЦСП здійснюється за умовним критерієм мінімальної похибки передачі.

Вплив похибки фазової синхронізації на якість синхронного детектування не настільки великий, щоб його враховувати у звичайних схемах, де потрібен амплітудний детектор. Але якщо синхронне детектування використовується для автоматичного регулювання підсилення з метою стабілізації амплітуди сигналу для схем фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) (рис. 2.9), то саме використання синхронного детектування з цією самою метою стає проблематичним.

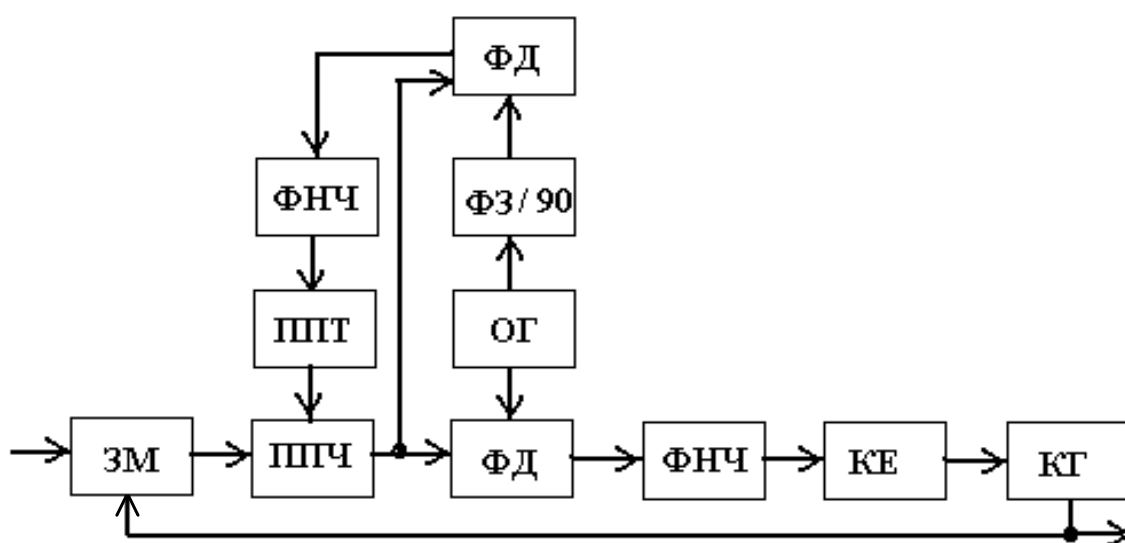


Рис. 2.9. ФАПЧ із запізнюванням і схемою АРП

В одній з кращих структур ФАПЧ [1] (рис. 2.9), що містить попередній підсилювач проміжної частоти (ППЧ) і синхронний детектор, є свої переваги в завадостійкості за рахунок використання синхронного детектора і ППЧ.

Але, крім недоліку з погіршенням стійкості за рахунок ППЧ, є ще й недолік, що теж погіршує стійкість. Він пов'язаний з впливом нестабільності фази ФАПЧ на нестабільність амплітуди, що у свою чергу впливає на нестабільність фази.

На рис. 2.9 позначено: ЗМ – змішувач, ППЧ – підсилювач проміжної частоти, ФД – фазовий детектор, ФНЧ – фільтр низької частоти, КЕ – керуючий елемент, КГ – керований генератор, ОГ – опорний генератор, ФЗ – фазозсувач, ППТ – підсилювач постійного струму.

Відомо, що когерентність сигналу доцільно використовувати у всіх випадках для боротьби з ортогональною складовою (по відношенню до фази сигналу) вузькосмугової завади. За рахунок цього можна збільшити відношення сигнал/шум у 2 рази. Але у випадку використання синхронного детектора для АРП ППЧ системи ФАПЧ це може сприяти збільшенню стабільності роботи ФАПЧ.

Оцінимо вплив похибки синхронізації в системі ФАПЧ на середню амплітуду синхронного детектора.

Припустимо, що похибка ФАПЧ невелика. Тоді детекторну характеристику синхронного детектора навколо точної настройки ФАПЧ за фазою можна розкласти у ряд Тейлора з точністю 10 %:

$$u(\varphi) = U_m \cos \varphi \approx U_m (1 - \varphi^2/2 + \varphi^4/4! - \dots) \approx U_m (1 - \varphi^2/2) \approx U_m \exp(-\frac{\varphi^2}{2}), \quad (2.28)$$

де  $U_m$  – максимальне значення напруги;

$\varphi$  – різниця фаз прийнятого та опорного сигналів.

Похибка ФАПЧ при відношенні потужностей сигналу до шуму більше 5 ( $q > 5$ ), за роботою [1], має практично нормальний розподіл імовірності, що обумовлено вузькою смугою утримання та дією декількох рівномірних факторів.

$$p(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_x}} \exp(-\frac{\varphi^2}{2D_x}), \quad (2.29)$$

де  $D_x$  – дисперсія шумової складової похибки ФАПЧ.

У режимі автосупроводу сигналу за фазою природно, що дисперсія флуктуацій повинна бути менше  $\pi$ , що відповідає півперіоду сигналу. Для цього випадку в межах максимуму доброю апроксимацією характеристики синхронного детектора, тобто з тією самою точністю, може бути закон

$$G = \frac{u(\varphi)}{U} = \exp\left(-\frac{\varphi^2}{2}\right), \quad (2.30)$$

тому що справедлива рівність (2.28) у першому наближенні.

Цей ефект з точністю до позначень співпадає з ефектом нормальних флуктуацій діаграми спрямованості антени з майже гаусовою діаграмою спрямованості [29].

Скористаємось тим же методом перетворень співвідношень.

Знайдемо щільність розподілу ймовірності відносного рівня сигналу, використовуючи якобіан перетворень.

$$p(G) = 2p(\varphi) \left| \frac{\partial \varphi}{\partial G} \right|. \quad (2.31)$$

Оскільки

$$\varphi = \sqrt{2 \ln \frac{1}{G}}, \quad (2.32)$$

то

$$p(G) = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \frac{G^{\alpha-1}}{\sqrt{\ln \frac{1}{G}}}, \quad (2.33)$$

де  $\alpha = \frac{1}{D_x}$ .

Вперше отримане сімейство  $p(\alpha, G)$  подано на рис. 2.10. Звідси математичне сподівання відносного рівня сигналу дорівнює:

$$M[G] = \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha+1}}, \quad (2.34)$$

а n-й початковий момент

$$M[G^n] = \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha+n}}. \quad (2.35)$$

Залежності  $M[G]$  і  $M[G^2]$  подано на рис. 2.11.

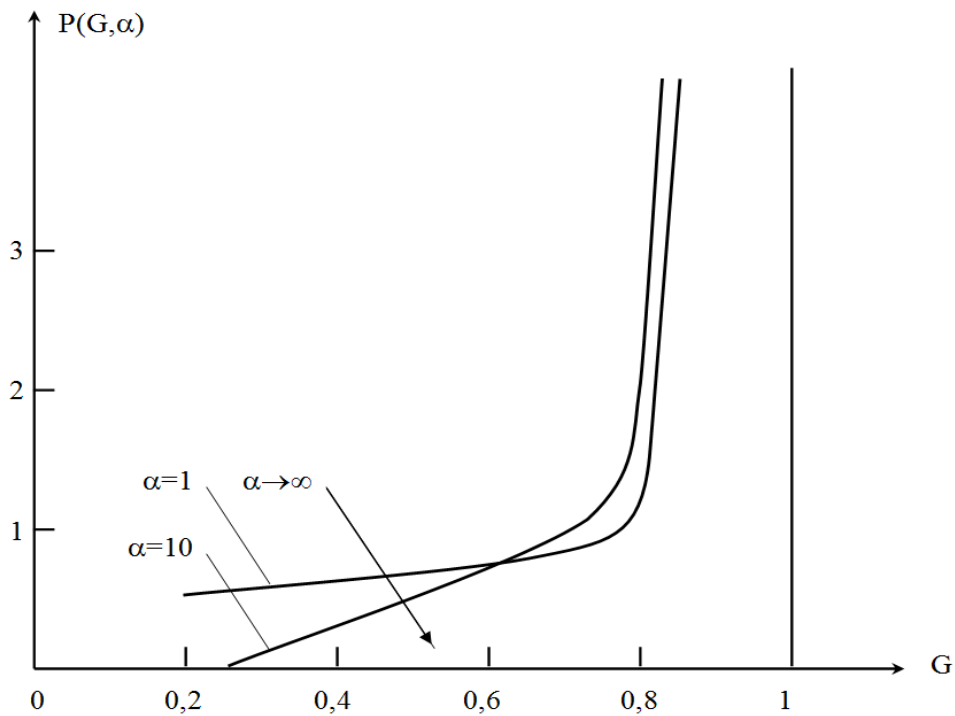


Рис. 2.10. Щільність розподілу рівня сигналу

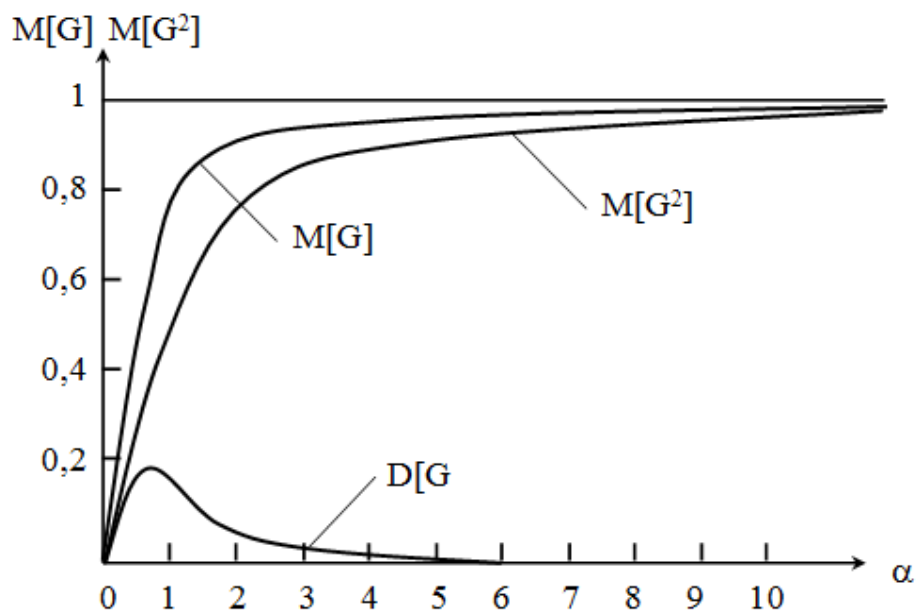


Рис. 2.11. Математичне сподівання рівнів сигналу

Стосовно енергетичних втрат, то потрібно вирішити таке. Принцип синхронного детектування зменшує середній рівень шуму у  $\sqrt{2}$  рази. Але для цього потрібне синхронне детектування з його нестабільністю фази, що вже зменшує рівень сигналу на виході фазового детектора згідно з виразами (2.34), (2.35) і рис. 2.11. При нестабільності 0,5 радіан виграшу може не бути. Але це нереально погана робота.

З виразів (2.34), (2.35), а також з рис. 2.11 видно, що врахування зменшення відносної амплітуди за рахунок фазової похибки доцільне вже при  $\alpha \leq 8$ , а при  $\alpha \approx 1$  воно просто необхідне, оскільки при  $\alpha = 8$  середні енергетичні втрати складають 10 %, а при  $\alpha = 1$  - 50 %. Очевидно, що зі зменшенням  $\alpha$  зростає роль мультиплікативної завади АРП за рахунок флуктуацій фази ФАПЧ, що має розподіл (2.33), обумовлений формами розподілу флуктуацій фази і характеристики синхронного детектора.

У роботі [2] доведено, що вплив допустимої нестабільності амплітуди сигналу для системи ФАПЧ не повинен перевищувати відношення шум/сигнал.

$$G = \frac{u}{U} \leq \frac{1}{q}. \quad (2.36)$$

Це умова, за якою похибка системи ФАПЧ, обумовлена нестабільністю амплітуди, не перевищує флуктуаційну похибку. Якщо нам потрібна високоточна система, то треба відповідно стабілізувати амплітуду сигналу, Наприклад, якщо потрібна середня флуктуаційна похибка ФАПЧ у  $5^0$ , то відносна нестабільність повинна бути меншою за  $1/36$ .

Таким чином, виникає ситуація, коли за рахунок завади чомусь фаза керованого генератора зменшується. Тоді за рахунок синхронного детектора зменшиться напруга на його виході. Зменшення середньої напруги сигналу на вході фазового детектора призведе до наступного додаткового зменшення фази на його виході. Можливий зрив синхронізму. Тобто АРП за наявності синхронного детектора зменшує стійкість ФАПЧ. Потрібен або амплітудний детектор і відмовитись від виграшу в боротьбі з завадою, або синхронний детектор і ускладнена боротьба за стійкість ФАПЧ.

Без урахування оцінок нестабільностей амплітуди та флукуаційної складової фази сигналу керованого генератора і без заходів до підвищення стійкості не можна отримати значний вигравш у відношенні потужностей сигнал/завада при використанні синхронного детектування в системі ФАПЧ з підсиленням.

## **Висновки**

Таким чином, для систем з розподіленими інформаційним і синхронізуючим каналами було враховано вплив каналу тактової синхронізації на завадостійкість ЦСП, що дозволило поставити і розв'язати задачу оптимального розподілу енергетичного потенціалу між вказаними каналами при обмеженні по піковій потужності передавача.

Розроблений метод оптимального узгодження параметрів інформаційного й синхронізуючого каналів цифрових систем передачі за умовним критерієм мінімальної помилки передачі дозволяє стверджувати таке.

Існують оптимальні значення параметрів ЦСП, при яких досягається мінімальна ймовірність зриву або помилкової роботи ЦСП; недотримання оптимальних значень енергетичного потенціалу інформаційного каналу на 30 % загального енергетичного потенціалу загрожує підвищенням імовірності зриву роботи ЦСП на один-два й більше порядків; при підвищенні вимог до якості підсистем синхронізації ( $\alpha$ ) енергетичний потенціал каналу синхронізації істотно зростає. Показано, що при підвищенні вимог до якості підсистеми тактової синхронізації відбувається збільшення завадостійкості на 4 порядки для ІКМ систем при  $q = 256$ .

Отримані співвідношення й залежності допоможуть оптимально вибирати відповідні параметри ЦСП при проектуванні і модернізації реальних систем передачі інформації.

Також було доведено і обґрунтовано доцільність вибору манчестерського коду з використанням запропонованої схеми пристрою інвертування імпульсів нулів. При збереженні переваг у завадостійкості манчестерські коди забезпечують стабільність амплітуди гармоніки тактової частоти, що виділяється, збільшується точність схеми ВТЧ, а також зменшується вплив



швидкого джитера, обумовленого завадами. Використання оптимального методу і засобу кодування сигналу за критерієм максимуму енергетичного потенціалу каналу синхронізації дозволяє гарантовано зберегти 50 % енергії сигналу тактової частоти, що не може забезпечити жодний з інших методів лінійного кодування через можливість роботи у протифазі з виділювачем тактової частоти.

Була акцентована необхідність підвищення уваги до стабілізації амплітуди сигналу на вході фазового детектора однієї з кращих систем ФАПЧ з попереднім ППЧ і синхронним детектором. Для доведення цього твердження отримано залежності щільності та числових характеристик розподілу ймовірності середньої відносної амплітуди сигналу від дисперсії флуктуаційної складової похибки ФАПЧ, що дозволяють робити відповідні оцінки. Показано взаємозв'язок параметрів ФАПЧ.

Залишаються відкритими питання щодо врахування негативного впливу фазових дрижань і дрейфу фази у задачі оптимального розподілу енергетичного потенціалу між інформаційним і синхронізуючим каналами за умовним критерієм мінімальної помилки передачі інформації при обмеженні по піковій потужності передавача, чому буде присвячений наступний розділ підручника.

### **Контрольні питання**

1. Які задачі оптимізації пропонуються у другому розділі?
2. Як розв'язується задача про оптимальний розподіл енергії сигналу між інформаційним каналом і каналом синхронізації?
3. Яка ефективність оптимізації розподілу енергії між каналами?
4. Чому манчестерський код інформаційного каналу найбільш доцільний для підвищення якості каналу синхронізації?
5. Які переваги каналу ФАПЧ із затримкою?
6. Як впливає джитер на завадостійкість ЦСП?

### 3. Системний аналіз впливу джитера фронту і вандера на завадостійкість цифрових систем зв'язку

#### 3.1. Вплив рівнів порога й завад на параметри джитера в цифрових системах

Для будь-яких стандартів і систем передачі необхідна тактова синхронізація прийнятих імпульсних сигналів з генераторним обладнанням приймача. Найбільш поширений і прийнятний вид синхронізації – це синхронізація веденого хронізатора, або приймального обладнання вузлів і пунктів, за сигналом ведучого, більш стабільного генератора.

При цьому в системі **PDH** на точність синхронізації впливають такі фактори: 1) **флуктуаційна завада** на вході приймача; 2) **часові інтервали** ведучого генератора, які зумовлені завадою в попередньому вузлі і мають таку саму природу; 3) **нерівномірність коду** цифрового сигналу; 4) **вандер** у системі з контуром ударного збудження (**інерційність** компаратора при цифровому вимірюванні фази, яка в нашій моделі вважається достатньо малою).

Зі спектра сигналу виділювачем тактової частоти, або високочастотним контуром, фільтрують гармоніку тактової частоти або за допомогою ФАПЧ.

Потрібно також визначити, на якому рівні вимірювати джитер пристроями або **око-діаграмами**, як впливає рівень порога або його відхилення (або помилки відхилення) на результати точного вимірювання тактів з усіма негативними факторами і які статистичні характеристики тактових значень за їх наявності.

##### 3.1.1. Вплив порога й завади на відносну тривалість вихідного імпульсу

Для вибору правильного режиму обробки імпульсного сигналу потрібне дослідження впливу порога й завади на відносну тривалість вихідного імпульсу, на її математичне очікування й дисперсію.

**Потрібно знайти залежність джитера фази сигналу від завади на приймальному кінці лінії зв'язку і вплив його на прийняття рішень.**

При дослідженні такого впливу на параметри джитера далі використовується випробуваний метод У. Окама [1]: від простої моделі процесу й головних факторів до складних моделей і факторів шляхом поетапного їх ускладнення.

Спочатку передбачається, що передані імпульси були прямокутної форми, завад нема або вони досить малі.

Тоді форма переднього й заднього фронтів вихідного імпульсу напруги  $U_c(t)$  відома (рис. 3.1) і відповідає залежностям інерційного кола:

$$U_{\text{п}}(t) = U_m [1 - \exp(-t_1/T)], \quad U_{\text{з}} = U_m \exp(-t_1/T), \quad (3.1)$$

де  $T$  – постійна часу фільтра;

$t_1$  – змінна часу;

$U_m$  – амплітуда імпульсу при  $t_1 \leq T$ . Це умова практичного досягнення максимуму імпульсу.

Модель форми вихідного імпульсу, точніше заднього його фронту, може не збігатися тільки для оптичних високошвидкісних ліній зв'язку, коли час рекомбінації зарядів може бути більше. Однак тоді запізнювання можна відраховувати тільки за переднім фронтом на деякому рівні від максимального значення.

Крім цього, у моделі передбачається **ідеальний спостерігач, або пристрій компаратор** з досить малою інерційністю.

Для відповіді на питання про кращий рівень  $\alpha$ , на якому варто відраховувати запізнювання імпульсу, визначимо на підставі формул (3.1) моменти часу  $t_1, t_2$ , при яких досягається цей рівень відповідно для переднього фронту від нуля напруги й від його вершини для заднього фронту:

$$t_1 = T \cdot \ln \frac{1}{1-\alpha}, \quad t_2 = T \cdot \ln \frac{1}{\alpha}. \quad (3.2)$$

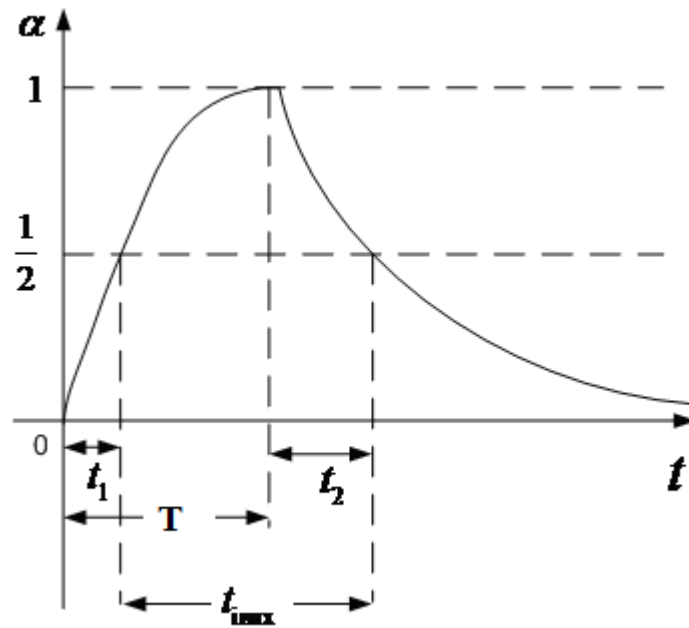


Рис. 3.1. Графічна залежність зміни відносного рівня імпульсу  $\alpha$  від часу  $t$

Тривалість вихідного імпульсу, за рис. 3.1, визначається так:

$$t_{\text{ивх}} = t_{\text{ивх}} - t_1 + t_2. \quad (3.3)$$

Підставляючи формули (3.2) у формулу (3.3), одержимо залежність зміни тривалості  $\Delta t_i$  вихідного імпульсу напруги від його рівня  $\alpha$ :

$$\Delta t_i = T \cdot \ln \frac{1-\alpha}{\alpha}. \quad (3.4)$$

Залежність зміни відносної тривалості вихідного імпульсу  $\eta = \frac{\Delta t_i}{T}$  від рівня порогу  $\alpha$  подана на рис. 3.2.

Звідси випливає, що вимірювати запізнювання найкраще на рівні  $1/2$ , оскільки вплив перешкод менше, а тривалість вихідного імпульсу дорівнює тривалості вхідного імпульсу, що допоможе використати і задній фронт вихідного імпульсу.

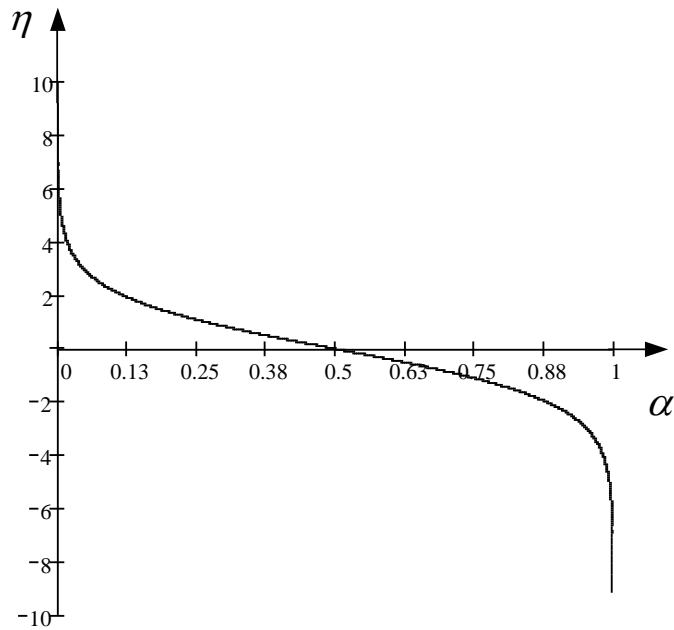


Рис. 3.2. Графічна залежність зміни  $\eta$  від  $\alpha$

Оцінимо вплив завад на тривалість вихідного імпульсу, що впливає на результат вимірювань джитера методом око-діаграми.

У цьому випадку вирази для переднього й заднього фронтів вихідного імпульсу відповідно зміняться:

$$U_{\text{п}}(t) = U_m \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T}\right) + \delta_1 \right], U_{\text{з}}(t) = U_m \left[ \exp\left(-\frac{t}{T}\right) - \delta_2 \right], \quad (3.5)$$

де  $\delta_1, \delta_2$  – відповідно відношення рівней середньої напруги завади до рівня сигналу в моменти часу  $t_1, t_2$ .

На рівні  $\alpha$  зміняться також положення переднього й заднього фронтів вихідного імпульсу. У цьому випадку, коли  $\delta$  – величина випадкова, нормально розподілена, тривалість імпульсу також стає випадковою величиною. Звичайно завада корельована, тобто мало змінюється за час дії імпульсу, і відносна тривалість імпульсу на рівні  $\alpha$  має вигляд

$$\eta = \frac{\Delta t_i}{T} = \ln \frac{1 - \alpha + \delta}{\alpha - \delta}. \quad (3.6)$$

Для найцікавішого випадку, коли  $\alpha = 1/2$ ,

$$\eta = \ln \frac{1/2 + \delta}{1/2 - \delta}.$$

Якщо  $\delta < 10^{-1}$ , що в кабельних лініях звичайно виконується, то

$$\eta = 2\ln(1 + 2\delta) \approx 4 \cdot \delta.$$

Звідси для середніх значень

$$\sigma_{\eta} = 4\sigma_{\delta}. \quad (3.7)$$

Очевидно, що змінна затримки фронту імпульсу  $\eta$  має майже гаусів характер з нульовим середнім значенням і дисперсією  $\sigma_{\eta}^2 = 16\sigma_{\delta}^2$ , де  $\sigma_{\delta}^2$  – відношення середньої потужності шумів до потужності сигналу в моменти часу  $t_1, t_2$ .

**Тобто відносний джитер обернено пропорційний відношенню сигнал/завада.**

Це дає змогу оцінювати в першому наближенні джитер методом **око-діаграми**, урахувавши товщину ліній за величину  $3\eta$ , а потім – заваду.

Визначимо щільність розподілу ймовірності відносної тривалості вихідного імпульсу  $\eta$  для будь-яких значень параметра  $\delta$  за формулою

$$p(\eta) = \left| \frac{\partial \delta}{\partial \eta} \right| p(\delta), \quad (3.8)$$

де  $\left| \frac{\partial \delta}{\partial \eta} \right|$  – якобіан перетворень;

$$p(\delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\delta^2}{2\sigma_{\delta}^2}\right).$$

Використовуючи формулу (3.7), знайдемо вираз для визначення параметра  $\delta$ :

$$\delta = \frac{e^{\frac{\eta}{2}} - 1}{2}. \quad (3.9)$$

Далі знаходимо похідну виразу (3.9):

$$\left| \frac{\partial \delta}{\partial \eta} \right| = \left| \frac{e^{\frac{\eta}{2}} - 1}{2} \right|_{\partial \eta} = \frac{e^{\frac{\eta}{2}}}{4}. \quad (3.10)$$

Підставляючи вирази (3.9) і (3.10) у вираз (3.8), отримаємо

$$p(\eta) = \frac{e^{\frac{\eta}{2}}}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{\left(\frac{e^{\frac{\eta}{2}} - 1}{2}\right)^2}{2\sigma^2}\right];$$

$$p(\eta) = \frac{e^{\frac{\eta}{2}}}{4\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{\left(\frac{e^{\frac{\eta}{2}} - 1}{2}\right)^2}{8\sigma^2}\right]. \quad (3.11)$$

Формула (3.11) ілюструється графіками, наведеними на рис. 3.3, що відображують залежність щільності розподілу ймовірності  $p(\eta)$  зміни відносної тривалості вихідного імпульсу від відношення дисперсії шуму до потужності сигналу  $\sigma$  при  $\eta > 0$ .

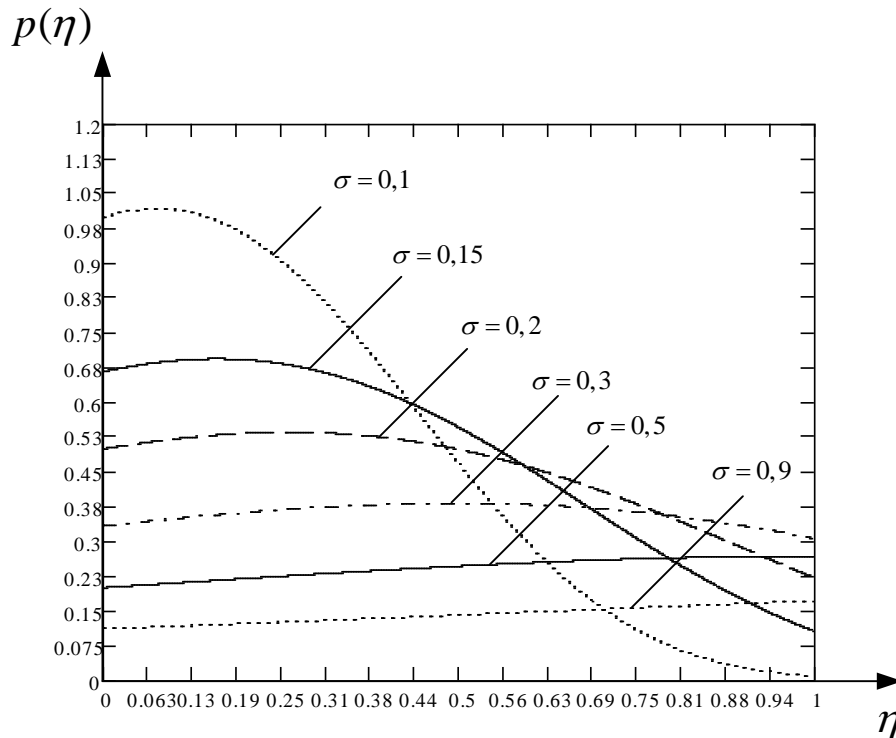


Рис. 3.3. Графічна залежність зміни  $p(\eta)$  від  $\sigma$

Математичне очікування  $M[\eta]$  й дисперсію відносної тривалості вихідного імпульсу  $D[\eta]$  можна визначити з таких виразів:

$$M[\eta] = \int_0^1 \eta p(\eta) d\eta = \bar{\eta} \quad \text{і} \quad D[\eta] = \int_0^1 [\eta - \bar{\eta}]^2 p(\eta) d\eta \quad (3.12)$$

Використовуючи формули (3.12), побудуємо залежності  $M[\eta]$  й  $D[\eta]$  також від  $\sigma$ , наведені на рис. 3.4.

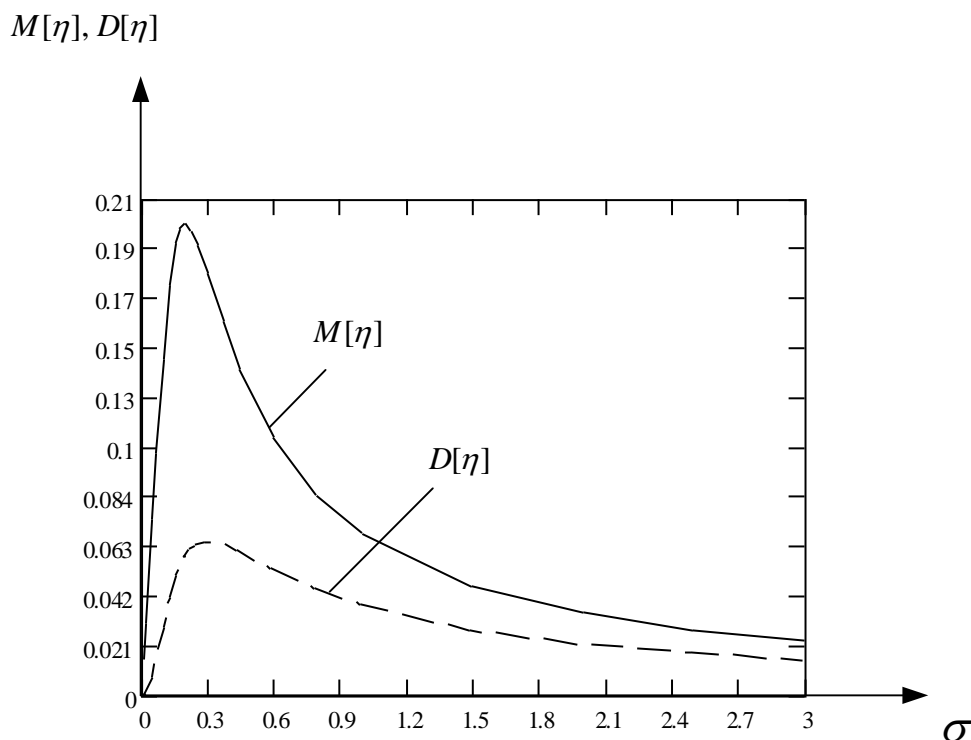


Рис. 3.4. Графічна залежність зміни  $M[\eta]$  й  $D[\eta]$  від  $\sigma$

Знайдемо математичне очікування для  $\sigma = 0,1; 0,14; 0,17; 0,21$ :

$$\eta(\sigma = 0,1) = 0,142,$$

$$\eta(\sigma = 0,14) = 0,181,$$

$$\eta(\sigma = 0,17) = 0,96,$$

$$\eta(\sigma = 0,21) = 0,199$$

і дисперсію розподілу відносної тривалості вихідного імпульсу:

$$D(\sigma = 0,1) = 0,03,$$

$$D(\sigma = 0,14) = 0,47,$$

$$D(\sigma = 0,17) = 0,55,$$

$$D(\sigma = 0,21) = 0,75.,$$



а також побудуємо щільність розподілу для цих значень (див. рис. 3.5).

Розглянемо вплив відносного джитера  $\eta$  на завадостійкість цифрових систем передачі інформації.

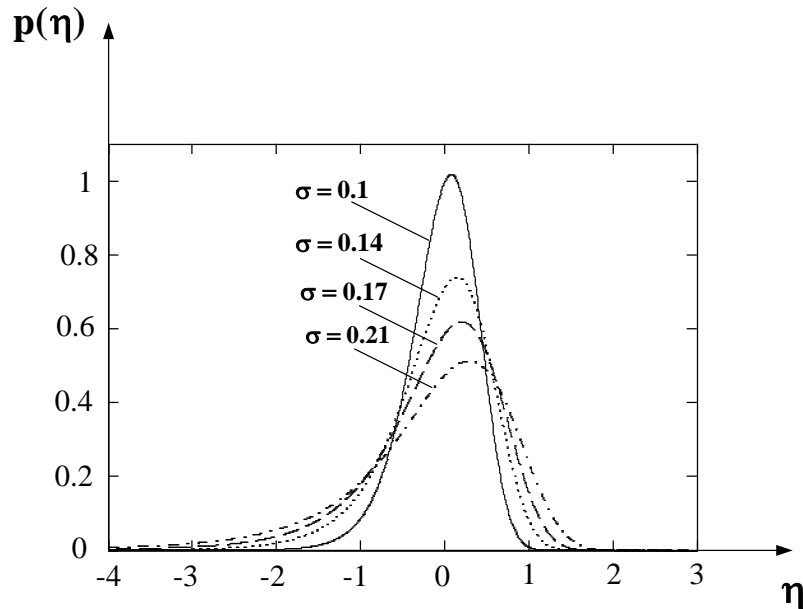


Рис. 3.5. Щільність розподілу відносного джитера при  $\sigma = 0,1; 0,14; 0,17; 0,21$

Оскільки при зсуві центра інтервалу прийняття рішень про символ у межах  $-\frac{a}{2} \leq \eta \leq \frac{a}{2}$  канал синхронізації не вносить похибку, то вірогідність помилки приймання відеоімпульсу за рахунок каналу синхронізації можна визначити за допомогою формул (2.18):

$$p_{ber} = 2Q\left(\frac{U_m}{\sigma_3}\right) = 2Q\left(\frac{a}{2}\sqrt{q_1}\right), \quad (3.13)$$

де  $\sigma_3^2$  – дисперсія завади  $n(t)$ , джитер  $\eta = 4\delta$ , який обернено пропорційний відношенню сигнал/завада;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \text{ або } \operatorname{erfc}(x) \text{ – додаткова функція помилок.}$$

Інтервал прийняття рішення про символ змінюється на величину впливу джитера. Розладнання випадкового джитера в

межах виразу (3.14) не впливає на достовірність інформаційного каналу, тому що рівень сигналу практично не змінився.

$$|\eta| = 4|\delta_3| \leq \frac{a}{2}, \quad (3.14)$$

де  $\eta$  – відносний джитер фази або зсуву затримки імпульсу на рівні порога  $\alpha$ .

На практиці вплив загального джитера можна оцінити також за допомогою **око-діаграми**.

Оцінимо **вплив джитера на канал прийняття рішення** про символ сигналу.

Будемо вважати, що пороговий рівень схеми прийняття рішень стабільний. Сумарний джитер двох сусідніх вузлів при заданій затримці інтервалу часу прийняття рішень призводить до додаткової флуктуації амплітуди інформаційних імпульсів за час інтервалів прийняття рішень про символ. Тоді до завади на приймальному вузлі додається відповідна флуктуація амплітуди сигналу на межах інтервалу прийняття рішень, яка дорівнює

$$\sigma_{\eta 1}^2 = 16\sigma_3^2 + 16\sigma_3^2.$$

До цього потрібно врахувати також дисперсію джитера фази сигналу, який зумовлений сигналом з його кодом:

$$\sigma_{\eta 2}^2 = \sigma_{\eta 1}^2 + \sigma_{\kappa}^2 + \sigma_3^2.$$

Сумарні втрати енергетичного потенціалу інформаційного каналу  $q_2$  в задачі оптимізації розподілу енергій каналів можна врахувати множником  $g^2$ .

Тоді задачу мінімізації вірогідності помилки передачі інформації  $p_{BER}$  з урахуванням джитера (3.14) можна подати як

$$p_{ber} = 2 \left[ Q\left(\frac{g\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q\left(\frac{a}{2}\sqrt{q_1}\right) \right]$$

при обмеженні  $q_1 + q_2 = q$ .

Для спрощення розв'язання скористуємось методом підстановки змінних:

$$\min p_{ber} = 2 \left[ Q\left(\frac{g\sqrt{qy_2}}{2}\right) + Q\left(\frac{a}{2}\sqrt{q(1-y_2)}\right) \right], \quad (3.15)$$

де  $y_1 = \frac{q_1}{q}, y_2 = \frac{q_2}{q}, \sigma_\eta = 4\sigma_s \leq a/2$ .

Або

$$p(a, g, y, q) = 2 \left[ \operatorname{erfc}\left(\frac{g\sqrt{qy}}{2}\right) + \operatorname{erfc}\left[a\sqrt{q(1-y)}\right] \right]$$

Нескладно побачити, що рішенням рівняння (3.15) є вираз:

$$y_{2opt} = \frac{a^2}{g^2/4 + a^2}.$$

З рис. 3.6 видно, що втрати енергії сигналу від відносного джитера майже не впливають на оптимальний розподіл енергії інформаційного каналу при  $q = 256$  і різних значеннях відносного інтервалу  $a$  прийняття рішень про передаваний символ, але його зміна сильно впливає на загальну завадостійкість ЦСП.

$a=0.0001, 0.0002..1$   
 $g=0.9$   
 $q=256$

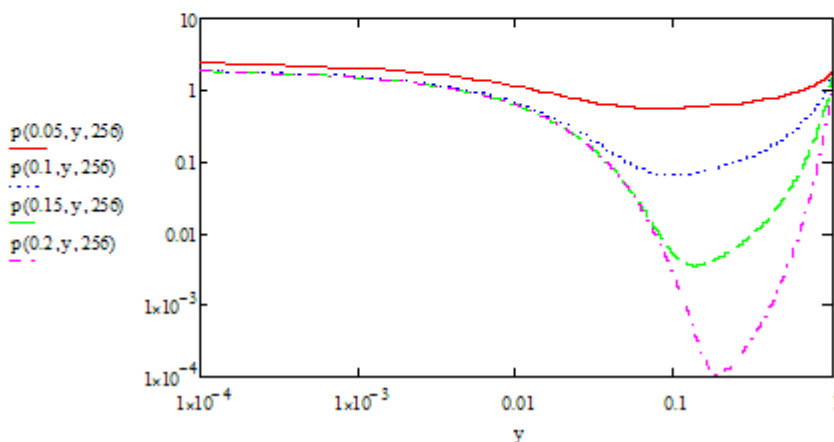


Рис. 3.6. Залежності  $p_{BER}$  від значень  $y_2$  при різних  $a$  і втратах енергії  $g^2 = 0.81$

Урахування випадкового джитера зсуває мінімум оптимального розподілу енергії між синхронізуючим та інформаційним каналами. Чим більше втрати енергії сигналу в інформаційному каналі за рахунок джитера, тим більше потрібно енергії для каналу синхронізації.

### 3.1.2. Оцінювання впливу рівня сигналу і завади на джитер фронту імпульсу

У цьому випадку справедливі вирази (3.5).

Звідси відносне положення переднього фронту в момент  $t_1$  дорівнює

$$\eta_1 = \ln \frac{1}{1 - \alpha + \delta}. \quad (3.16)$$

Визначимо щільність розподілу ймовірності переднього фронту при заданому рівні  $\alpha$  й при заданому значенні відносного рівня завад.

Спочатку знайдемо вираз для  $\delta$  з виразу (3.13):

$$\delta = e^{-\eta_1} - 1 + \alpha. \quad (3.17)$$

Далі знаходимо похідну (якобіан перетворень) для виразу (3.17):

$$\left| \frac{\partial \delta}{\partial \eta_1} \right| = \left| e^{-\eta_1} - 1 + \alpha \right|_{\partial \eta_1} = \left| -e^{-\eta_1} \right| = e^{-\eta_1} = 1 - \alpha + \delta,$$

а також щільність розподілу ймовірності переднього фронту:

$$p(\eta_1) = \frac{\exp(-\eta_1)}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\frac{(\exp(-\eta_1) - 1 + \alpha)^2}{2\sigma^2} \right]. \quad (3.18)$$

Формула (3.18) ілюструється графіками, наведеними на рис. 3.7–3.10, що відображують залежності  $p(\eta_1)$  від дисперсії шуму  $\sigma$  при заданих  $\alpha$ .

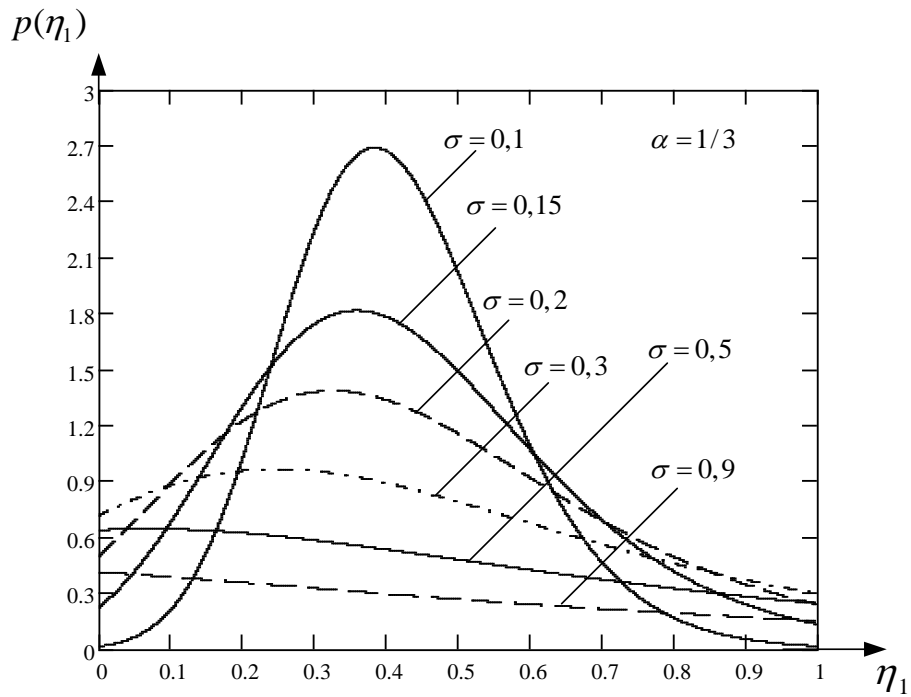


Рис. 3.7. Залежність зміни  $p(\eta_1)$  від  $\sigma$  при  $\alpha = 1/3$

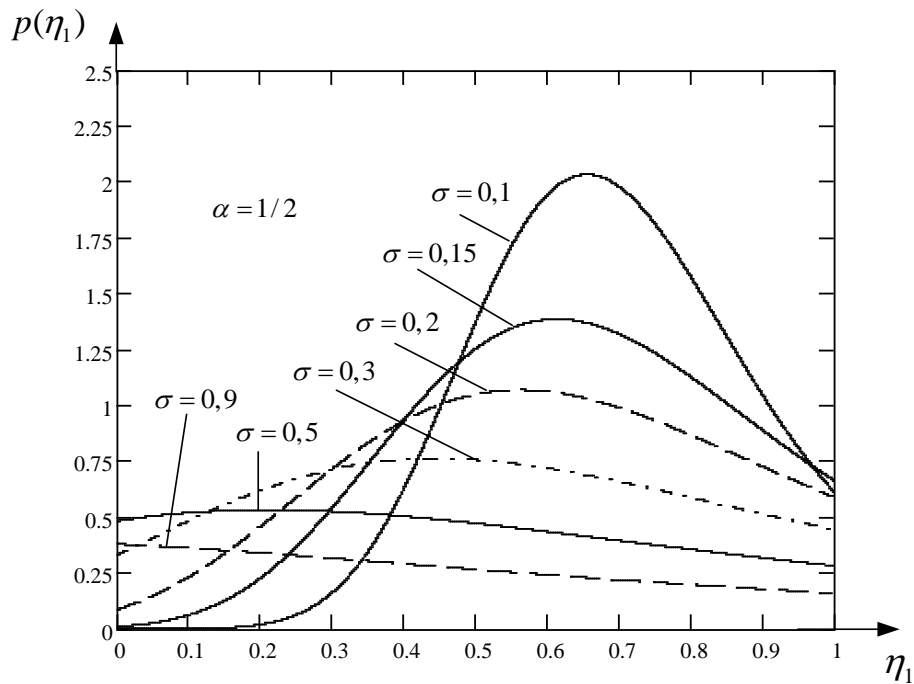


Рис. 3.8. Залежність зміни  $p(\eta_1)$  від  $\sigma$  при  $\alpha = 1/2$

На рис. 3.9–3.12 наведені графіки математичного сподівання й дисперсії фронту імпульсу при заданих рівнях  $\alpha = 1/3, 1/2, 3/4$ .

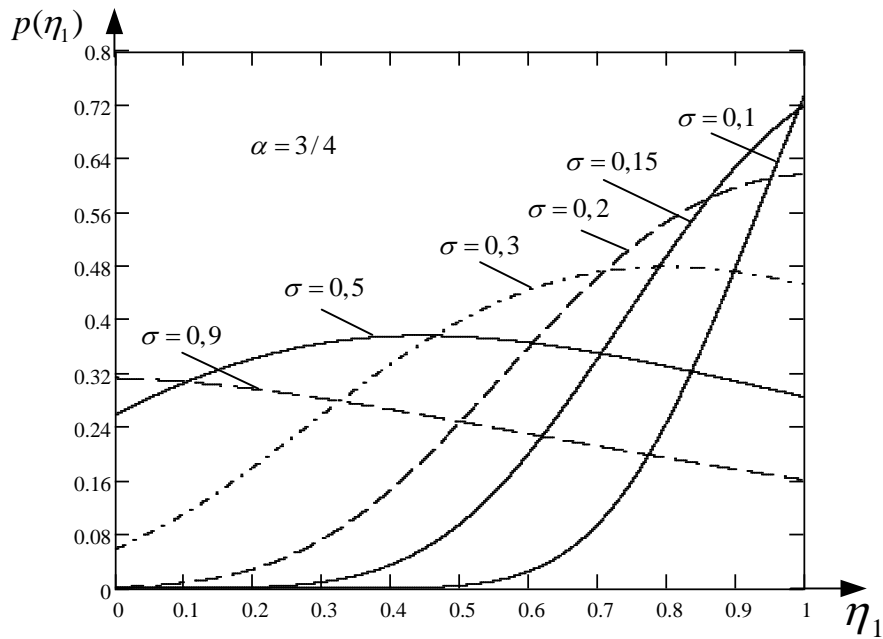


Рис. 3.9. Залежність зміни  $p(\eta_1)$  від  $\sigma$  при  $\alpha = 3/4$

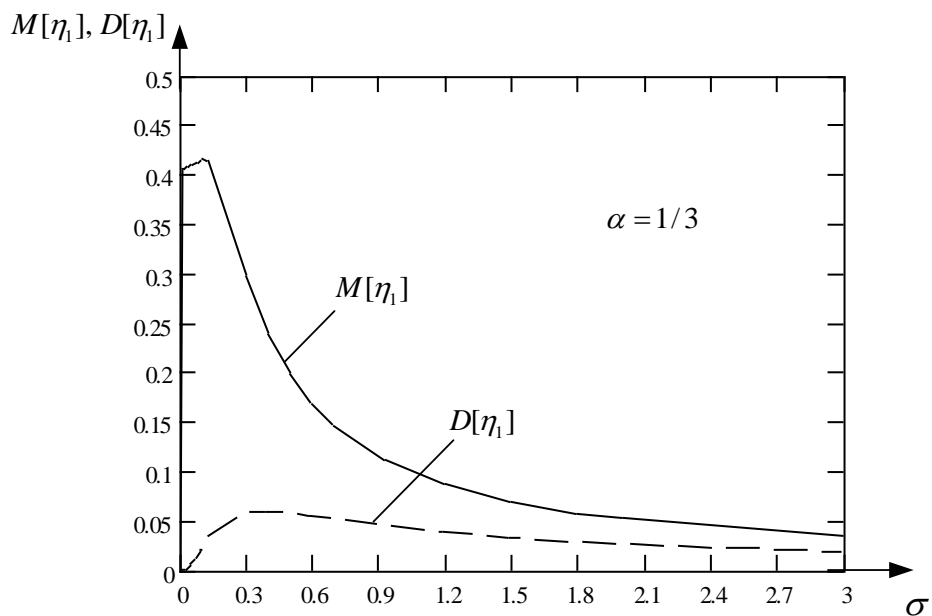


Рис. 3.10. Залежність зміни  $M[\eta_1]$  й  $D[\eta_1]$  від  $\sigma$  при  $\alpha = 1/3$

На підставі отриманих результатів при розгляді випадку малих спотворень прямокутних імпульсів можна зробити такі висновки:

- вибір рівня порога й вплив завад при вимірюванні джитера вносять додаткові похибки, наведені на відповідних рисунках;

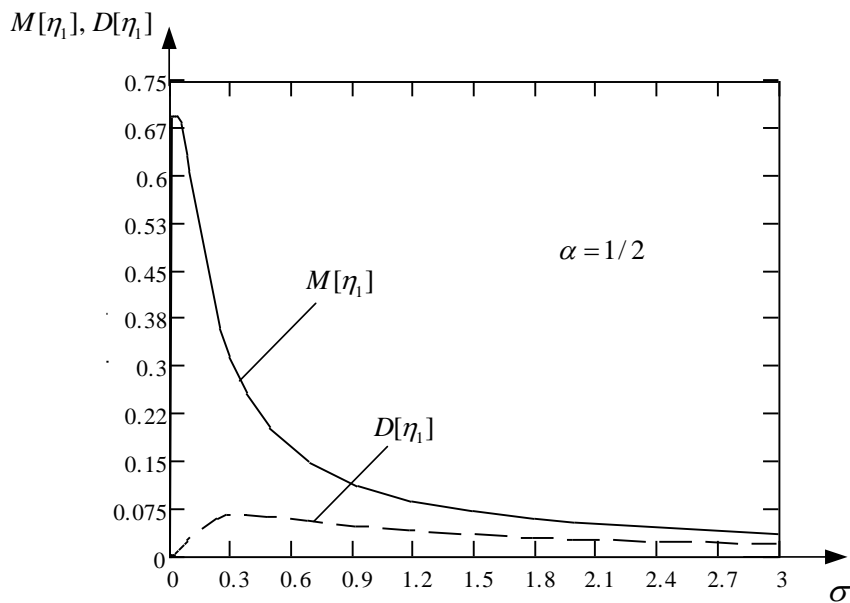


Рис. 3.11. Залежність зміни  $M[\eta_1]$  й  $D[\eta_1]$  від  $\sigma$  при  $\alpha = 1/2$

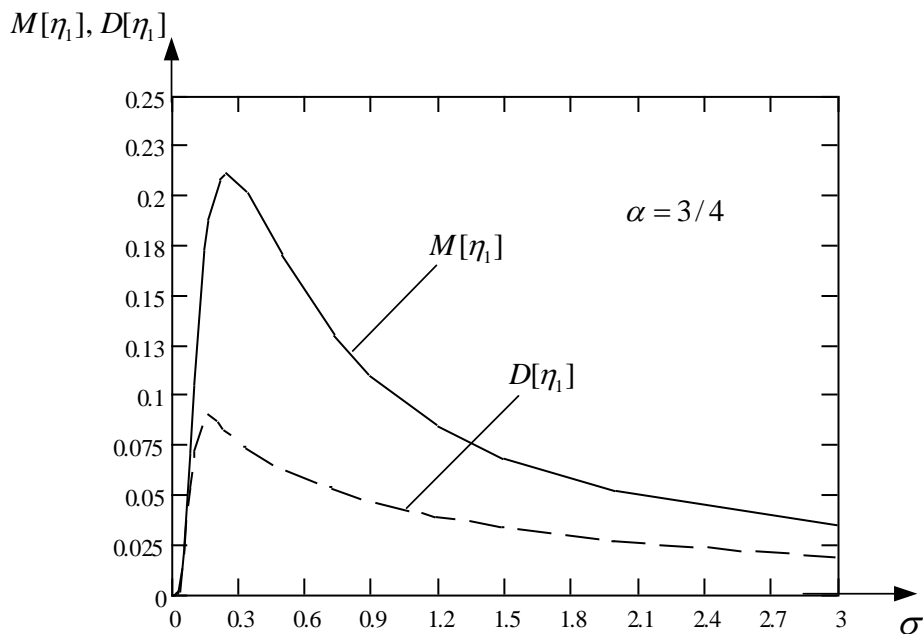


Рис. 3.12. Залежність зміни  $M[\eta_1]$  й  $D[\eta_1]$  від  $\sigma$  при  $\alpha = 3/4$

- найбільш імовірні значення джитера істотно зсуваються вліво, у бік менших  $\eta$  при низьких рівнях порога й вправо при рівнях порога, більших  $1/2$ ;
- математичне сподівання джитера сильно залежить як від рівня завад, так і рівня порога;
- остання властивість може бути використана для оцінювання відношення завада/сигнал;

- параметр  $p_{BER}$  цифрових систем передачі дуже чутливий до впливу джитера гармоніки тактової частоти. Завадостійкість ЦСП при цьому може зменшуватись більше до 12 разів;

- врахування випадкового джитера призводить до зсуву мінімуму оптимального розподілу енергії між синхронізуючим та інформаційним каналами в бік виділення більшої частини енергії інформаційному каналу при незмінній завадостійкості.

### **3.2. Вплив вандера на завадостійкість системи передачі інформації**

Завадостійкість цифрових систем передачі (ЦСП) SDH супутникових, радіорелейних, тропосферних систем зв'язку при організації окремого каналу синхронізації, а також при обмеженому енергетичному потенціалі досить чутлива до розподілу енергії між інформаційним і синхронізуючим каналами [3]. Незначне відхилення від оптимального розподілу енергії між вказаними каналами призводить до зниження завадостійкості на декілька порядків. Однак залишається відкритим питання, як дрейф фази може вплинути на цей оптимальний розподіл і завадостійкість ЦСП в цілому.

У цифрових системах передачі інформації для найбільшої завадостійкості вибирається у схемі прийняття рішення про символ інформації такий момент часу, коли відношення сигнал/завада найбільше. Завадостійкість каналу синхронізації від вандера звичано досягається в системах ФАПЧ використанням схеми астатизму першого порядку або комбінованих схем ФАПЧ і ЧАП. Але не виключена можливість цифрової оцінки періоду і регулювання частоти.

В умовах впливу вандера цей момент може швидко зсуватись на таку недопустиму величину, коли пристрій, що вирішує, почне помилятись. Тому існує проблема оцінювання впливу вандера на завадостійкість інформаційної системи.

На рис. 3.13 зображено ефект зсуву моментів прийняття рішення про символ у пристрої, що вирішує, за рахунок впливу вандера.



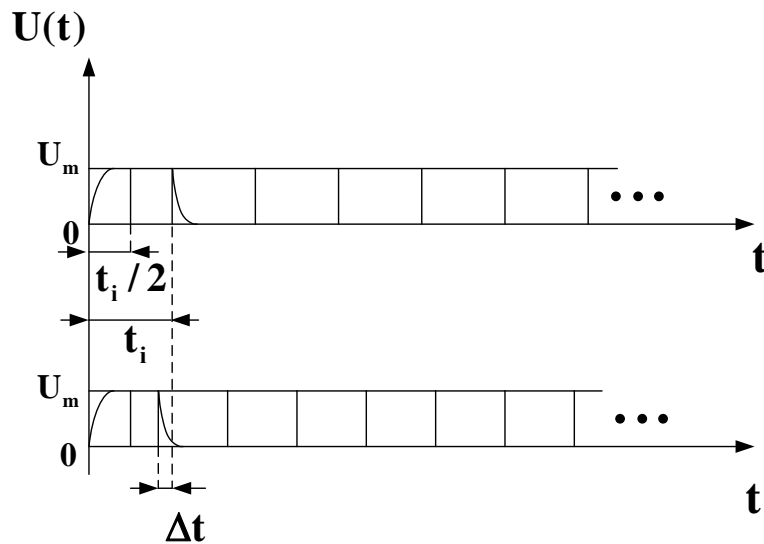


Рис. 3.13. Механізм впливу вандера

Оскільки існує відоме приблизне співвідношення між відносною величиною систематичного зсуву тактової частоти  $f_T$  і відносною величиною періоду цієї тактової частоти  $t_T$ , то

$$\frac{\Delta f}{f_T} = \frac{\Delta t}{t_T}, \quad (3.19)$$

де  $\Delta f$  – зсув тактової частоти;

$\Delta t$  – зсув моменту прийняття рішення про символ у пристрої, що вирішує.

Тобто вплив вандера за частотою будемо розглядати як зміну періоду і відповідно зміну моментів прийняття рішення про символ у пристрої, що вирішує.

Будемо вважати, що джерелом вандера є довгострокова нестабільність генераторів або обмежена смуга пропускання ФАПЧ (П).

Очевидно (рис. 3.13), що вибіг тактової частоти призводить до зсуву моменту прийняття рішення про символ. Якщо один період зсув моменту рішення дорівнює  $\Delta t_T$ , то за час  $N$  періодів зсув накопичується до

$$\Delta t_B = \frac{1}{\Pi} = N \Delta t_T. \quad (3.20)$$

Будемо вважати, що інформаційний канал якісний, і відносний рівень імпульсу у заданий момент часу  $\alpha = \frac{U(t+t_i/2)}{U_m}$ , де  $t_i$  – тривалість тактового імпульсу,  $U_m$  – максимальний рівень сигналу, на вході пристрою, що вирішує, дорівнює

$$\alpha(t + t_i/2 + \Delta t) = 1 - \exp[-\Pi(t + t_{1/2} + \Delta t)]. \quad (3.21)$$

Тоді зсув моменту прийняття рішення про символ можна визначити з виразк (3.21) як

$$\Delta t = \frac{1}{\Pi} \ln\left(\frac{1}{1-\alpha}\right) - t - t_u/2 = \frac{1}{\Pi} \left[ \ln\left(\frac{1}{1-\alpha}\right) - b \right], \quad (3.22)$$

де  $b = \Pi(t + t_i/2)$ .

Для вузької смуги каналу ФАПЧ природно вважати, що зсув за рахунок вандера моментів прийняття рішення про символ відповідає нормальному закону щільності розподілу ймовірності:

$$p(\Delta t_B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_t} \exp\left(-\frac{\Delta t^2}{2\sigma_t^2}\right). \quad (3.23)$$

Визначимо щільність розподілу ймовірності відносного рівня імпульсу за формулою

$$p(\alpha) = 2 \left| \frac{d(\Delta t)}{d\alpha} \right| p(\Delta t), \quad (3.24)$$

де  $\left| \frac{d(\Delta t)}{d\alpha} \right|$  – якобіан перетворення.

Для цього визначимо похідну  $\frac{d(\Delta t)}{d\alpha}$ :

$$\frac{d\Delta t}{d\alpha} = \left( \frac{1}{\Pi} \left[ \ln\left(\frac{1}{1-\alpha}\right) - b \right] \right)' = \frac{1}{\Pi(1-\alpha)}. \quad (3.25)$$

Підставляючи вирази (3.23) і (3.25) у вираз(3.24), отримаємо

$$p(\alpha) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_t} \exp\left(-\frac{\Delta t^2}{2\sigma_t^2}\right) \cdot \frac{1}{\Pi(1-\alpha)}. \quad (3.26)$$

Позначимо величини  $\beta = \frac{\sigma_t}{t_i} = \sigma_t \Pi$ ,  $\gamma = \beta \sigma_t$ ,  $\gamma \Pi = \frac{\gamma}{t_i} = \frac{\sigma_t}{t_i} = \beta^2$ .

Тоді вираз (3.26) набуде вигляду

$$p(\alpha) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\beta} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_t^2} ((\Delta t - \gamma)^2 - \gamma^2) + b\right). \quad (3.27)$$

Розв'язуючи рівняння відносно величини  $\Delta t$  і підставляючи вираз (3.22) у рівняння (3.27), отримаємо

$$p(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\beta} \exp\left[-\frac{1}{2\beta^2} \left(\ln \frac{1}{1-\alpha} - b - \beta^2\right)^2 + \frac{1}{2}\beta^2 + b\right]. \quad (3.28)$$

Для  $b=1/2$  і для  $\beta=0,01; 0,03; 0,06; 0,1$  знайдемо математичне очікування

$$\bar{\alpha}(\beta) \cong \int_0^{0,9} \alpha p(\alpha) d\alpha \quad (3.29)$$

$$\bar{\alpha}(\beta = 0.01) = 0.787;$$

$$\bar{\alpha}(\beta = 0.03) = 0.786;$$

$$\bar{\alpha}(\beta = 0.06) = 0.785;$$

$$\bar{\alpha}(\beta = 0.1) = 0.781$$

і дисперсію розподілу відносного рівня сигналу

$$\sigma_\alpha^2(\beta) = \int_0^{0,9} (\alpha - \bar{\alpha})^2 p(\alpha) d\alpha; \quad (3.30)$$

$$\sigma_\alpha^2(\beta = 0.01) = 0.31;$$

$$\sigma_\alpha^2(\beta = 0.03) = 0.3105;$$

$$\sigma_\alpha^2(\beta = 0.06) = 0.311;$$

$$\sigma_\alpha^2(\beta = 0.1) = 0.312,$$

а також побудуємо щільність розподілу для цих значень (рис. 3.14).

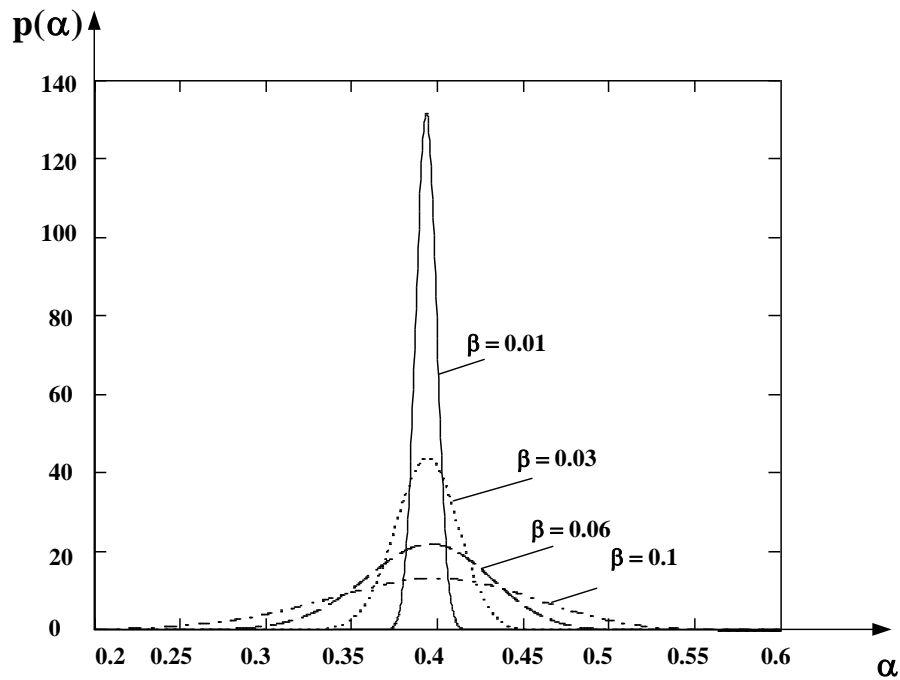


Рис. 3.14. Щільність розподілу ймовірності відносного рівня сигналу  $\bar{\alpha} = 0,1$

Розглянемо вплив відносного вандера  $\beta$  на завадостійкість цифрових систем передачі інформації.

З рис. 3.14 видно, як величина відносного вандера впливає на завадостійкість цифрових систем передачі при  $q=500$ .

Зміна енергії сигналу за рахунок вандера впливає при тому самому відношенні сигнал/завада на мінімум оптимального розподілу енергії між синхронізуючим та інформаційним каналами.

Відношення сигнал/завада, що зменшується за час його кореляції, можна врахувати за допомогою виразу

$$q_{2\gamma} = \frac{g_e^2 U_m^2}{N_0 \Pi_2} = g_e^2 q_2. \quad (3.31)$$

Вірогідність помилки передачі інформації  $P_{BER}$  з урахуванням коефіцієнта помилок вандера (3.31) за час кореляції сигналу в системі ФАПЧ можна визначити за рис. 2.4 або аналогічно п. 3.1.2:

$$\min p_{ber} = 2 \left[ Q\left(\frac{g_s \sqrt{qy_2}}{2}\right) + Q(a\sqrt{q(1-y_2)}) \right] \quad (3.32)$$

при  $y_1 + y_2 = 1$ .  $g_s = 0,9; a = 0,1$ .

Виходячи з вищевикладеного, слід зазначити, що вандер значно впливає за час кореляції тактової частоти на оптимальний розподіл енергії між синхронізуючим та інформаційним каналами при обмеженні на пікову потужність передавача і завадостійкість у цілому:

- збільшення відносного вандера призводить до збільшення вірогідності помилки передачі інформації  $p_{BER}$ , а також до зсуву мінімуму розподілу енергії між синхронізуючим та інформаційним каналами на користь виділення більшої енергії інформаційному каналу;

- найбільший вплив вандера позначається при великих відношеннях сигнал/завада, а при низьких відношеннях він майже не помітний;

- при збільшенні  $\beta$  при значних відношеннях сигнал/завада (256 і більше) відбувається монотонне незначне збільшення  $p_{BER}$ , не більше, ніж на порядок;

- врахування випадкового характеру вандера призводить до необхідності виділення більшої частини енергетичного потенціалу (практично всього) інформаційному каналу; при цьому завадостійкість ЦСП зменшується на декілька порядків при значних відношеннях сигнал/завада.

## Висновки

Таким чином, проблема оптимального розподілу енергії між інформаційним і синхронізуючим каналами потребує врахування ефекту впливу фазового дрижання і дрейфу фази на завадостійкість ЦСП. Платою за вигреш у завадостійкості за рахунок такого розподілу енергії є чутливість до джитера і вандера, які призводять до збільшення вірогідності помилки, що можна компенсувати, збільшуючи відношення сигнал/завада, або живляючи заходи з боротьби з вказаними явищами.

При розрахунках реальних систем необхідно враховувати зміну рівня сигналу, зсуву екстремумів оптимального розподілу енергії між інформаційним і синхронізуючим каналами, спричиненими впливом вандера, який призводить до збільшення  $p_{BER}$ . Отримані залежності оптимальних характеристик систем PDH або SDH дозволяють упередити негативний вплив фазового дрижання і дрейфу фази на завадостійкість ЦСП.

### **Контрольні питання**

1. Роль стабільності порогів у ЦСП.
2. Яка природа джитера фази?
3. Що таке вандер?
4. Чи можна розрахувати щільність розподілу джитера фази сигналу?
5. Чому в системах ІКМ-30 дозволяється ручна підстроювання кращого часу для прийняття рішень про символ одиниці або нуля?

#### **4. Синтез пристроїв тактової синхронізації, що послабляють вплив джитера та вандера фази гармоніки тактової частоти**

Як було зазначено в розд. 1, серед існуючих пристроїв синхронізації (замкнених і резонансних) одними з найточніших і досконаліших є замкнені пристрої виділення тактової частоти на основі ФАПЧ. Проте в них існує суттєвий недолік: генератор, що синхронізується, реагує як на випадковий джитер, так і на вандер сигналів синхронізації. Крім того, їм властива інерційність, відсутність адаптації по відношенню до характеру змін сигналу і джитера і великий час входження в синхронізм, особливо для систем високої інтеграції. Тому існує науково-технічне завдання усунення або зменшення (компенсації) вказаних недоліків.

Виходячи з викладеного можна зробити такі зауваження:

- необхідно знайти досить точний датчик (фазовий детектор, дискримінатор), здатний до вимірювань у будь-якому діапазоні спектра фазових тремтінь, або вимірювач джитера і вандера;
- вимірювач має бути з гнучкою програмою, за можливістю адаптивний до характеру параметрів процесу, тобто, швидше за все, він має бути цифровим;
- вимірювач повинен контролювати процес синхронізації, відображувати його і управляти ним у поточному масштабі часу;
- вимірювач має бути здатний до швидких вимірювань;
- результат вимірювань повинен мати можливість досить швидко управляти фазою тактової частоти;
- вимірювач має бути універсальним по відношенню до будь-якої міри інтеграції і стандартів комунікаційних систем.

##### **4.1. Методи та засоби компенсації джитера і вандера гармоніки тактової частоти**

Спочатку приймемо спрощену модель коливань тактової частоти. Вважатимемо, що амплітуда імпульсного сигналу на передачу, у тому числі амплітуда коливань самої гармоніки тактової частоти, стабілізована хоч би з відносною точністю, що не перевищує відношення потужності шуму до потужності сигналу. Про це йдеться в новій теорії вимірювань [29].

У цьому випадку на виході приймача сигналу і пристрою виділення тактової частоти буде присутньою суміш гармоніки тактової частоти з флуктуаційним шумом і залишками спектра сигналу після виділення фільтром тактової частоти. Оскільки кількість шумів і залишків фільтрації досить велика і шуми та відфільтровані складові спектра сигналу одного порядку малості, то згідно з центральною граничною теоремою теорії ймовірності спостерігатимемо значну за рівнем гармоніку тактової частоти на фоні випадкової нормально розподіленої шумової завади, яка має нульове середнє значення і дисперсію, рівну потужності завади.

За роботою Р. Л. Стратоновича [30], або за рис. 3.5, щільність розподілу випадкової фази суміші синусоїди, або гармоніки тактової частоти з нормальним шумом, також має нормальний розподіл. Причому дисперсія фази спадає зі зростанням відношення потужності сигналу до потужності шуму.

Оцінимо вплив шумової завади з нормальною щільністю розподілу ймовірності рівня на дисперсію фазового джитера гармоніки тактової частоти. При цьому передбачається, що лінійний код сигналу, що використовується, забезпечує умову достатньої стабільності рівня гармоніки тактової частоти [29]. Ця умова звичайно має вигляд

$$q \gg 1. \quad (4.1)$$

Цю умову можна задовольнити, використовуючи манчестерський код з пристроєм інвертування нулів (див. підрозд. 2.2).

Відповідно до положень роботи [29] метрологічну, або функціональну, залежність напруги  $u(t)$  гармоніки тактової частоти від вимірюваної фази  $\varphi = \omega t$  тактової частоти, або від часу відліку тремтіння тактів при заданій тактовій частоті  $\omega$ , слід шукати в такому вигляді:

$$u(t) = U_m \cos \omega t. \quad (4.2)$$

Тоді дисперсія тремтіння фази (джитера)  $\sigma_\tau^2$ , за роботою [29], дорівнює

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{\omega^2 q \cos^2 \omega t_0}, \quad (4.3)$$



де  $t_0$  – момент часу, що відповідає порогу для ухвалення рішення про наявність інформаційного символу.

Таким чином, процес тремтіння фази навколо тактових точок у часі, або навколо тактів, являє собою, за умови (4.1), практично нормальний процес з нульовим математичним очікуванням і дисперсією (4.3). При цьому умова (4.1) передбачає лінійність фронту на рівні порога в межах практичної дії завад.

Фільтрована разом з сигналом завада має ту особливість, що час кореляції її обвідної обернено пропорційний смузі пропускання високочастотного контура. Це дає можливість для додаткового послаблення впливу завад на джитер фази тактової частоти.

Оцінимо вплив завад, що фільтруються разом з сигналом (рис. 4.1). Якщо припустити, що амплітуда гармоніки тактової частоти  $U(t)$  досить стабільна і діє вузькосмугова завада, то сумарна напруга  $U_1(t)$  буде синусоїдою, зміщеною за рівнем на розмір завади  $n(t)$  (рис. 4.1) у момент порівняння з порогом.

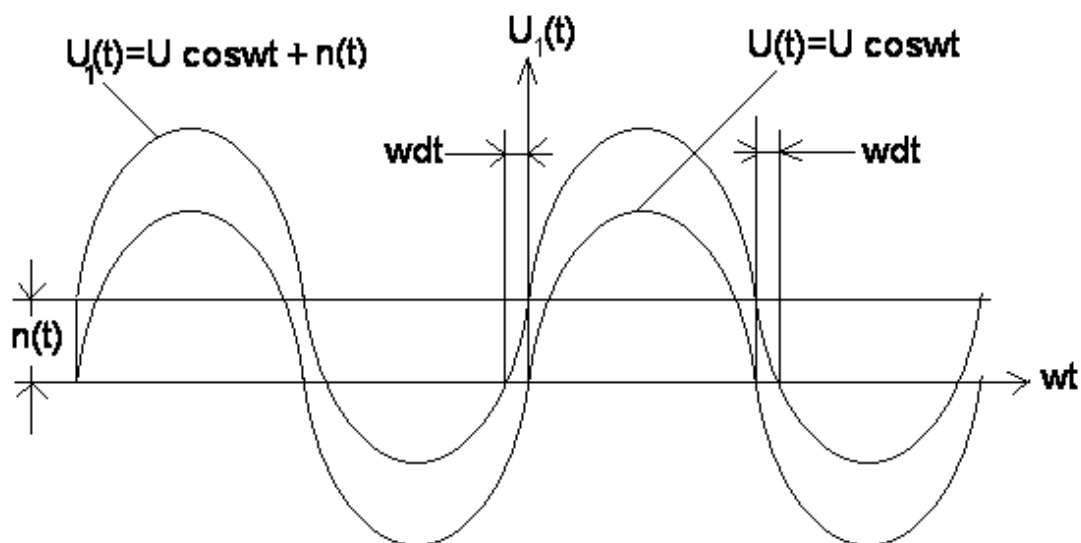


Рис. 4.1. Вплив корельованих завад на джитер

На рис. 4.1 показано, що зсув гармоніки тактової частоти на величину вузькосмугової завади, що мало змінюється за декілька періодів тактової частоти, призводить до негативного джитера (зсуву) переднього фронту сигналу і його заднього фронту.

Оскільки завада впродовж періоду змінюється мало, то відповідно змінюється джитер обох фронтів напівперіоду сигналу.

Можливі два метода боротьби з джитером, що обумовлений корельованою завадою: компенсація завади або відлік значущих моментів на рівні завади. Другий метод може бути більш ефективним при малій заваді.

Звідси випливає спосіб послаблення впливу адитивної корельованої завади на джитер гармоніки тактової частоти. Принцип дії полягає в такому. Який би рівень вузькосмугової завади не був, тобто наскільки б не піднялась колишня вісь синусоїди - гармоніки тактової частоти, на такий самий рівень (рівень завади) слід піднімати рівень відліку тактів суміші сигналу з цією завадою. Наприклад, з рис. 4.1 випливає, що при заваді, рівній  $n(t_1)$ , у тактовій точці, де гармоніка без завади дорівнює нулю, джитер стане рівним  $wt_1$ . Але взявши поріг, більший на рівень завади  $n(t_1)$ , якщо завада позитивна, і, навпаки, менший, якщо вона негативна, ми відлічуємо такт такий самий, начебто не було завади.

Очевидно, що при позитивній заваді зсув сигналу позитивний.

Рівень завади в тактових точках гармоніки, на передніх і задніх фронтах напівперіодів гармоніки може бути різним, хоча і корельованим. Це не заважає усунути вплив завад на джитер викладеним способом. Запропонований спосіб послаблення або усунення джитера, що виник за рахунок завад, фактично вимагає знання рівня завади в моменти початку тактового інтервалу, або в околах тактових точок. Проте це вже відома боротьба з завадами за типом компенсації завад [31-34]. Щоб заваду компенсувати, фактично її треба виміряти. Щоб її виміряти, треба якось її відділити за якими-небудь параметрами селекції: за формою енергетичного спектра, його параметрами, часовими параметрами і т. д.

Оскільки гармоніка тактової частоти виділена з шумів з відносно великою точністю, заваду можна вимірювати методом виключення цього сигналу з його суміші з шумом.

Проте при цьому відносна похибка компенсації сигналу в суміші його з шумом має бути помітно менше відношення потужностей завади і сигналу. Для боротьби з завадою можна звужувати смугу ФАПЧ або вузькосмугового фільтра. Але це до деякої межі, що визначається джитером фази тактової частоти

високостабільного передавального генератора, усунення якого вважається проблемою в точці приймання.

Але можливості боротьби з джитером за рахунок боротьби з завадою все-таки не вичерпані. Пропонується використати нелінійний метод боротьби з завадою за типом блокування. Це фізичний принцип подавлення слабкого коливання сильним коливанням у нелінійному елементі. Спочатку суміш сильного сигналу з шумом значно посилюється. Потім ця суміш зазнає граничного двостороннього обмеження по амплітуді. Отриманий меандр з шумом на фронтах напівперіодів, або в тактових точках, значно подавляє енергію завади і істотно змінює її спектр. При цьому подавляється більшою мірою низькочастотна енергія шумів. Подавляється і сигнал. Спектр його також розширюється. Подальша вузькосмугова фільтрація виділяє першу гармоніку тактової частоти і подавляє її інші гармоніки. Зате спектр завади, що переривається з подвійною тактовою частотою, розширюється. І гармоніка тактової частоти завади зменшується.

Тобто отримана суміш меандра з шумом не зменшує джитер цієї суміші в моменти переходу через 0, оскільки рівні завади в тактових точках залишилися тими самими. Тому потрібна додаткова вузькосмугова фільтрація суміші, яка додатково подавляє шум, спектр якого істотно змінився, - розширився і знизився по рівню. Тому повторна у ВТЧ вузькосмугова фільтрація тактової гармоніки з меандра з ослабленою завадою, що змінилася по спектру, послабляє її додатково за рахунок відфільтрування її високочастотних складових. Саме друга фільтрація зменшує і послабляє рівні завади в околі тактових моментів часу.

Друга фільтрація, крім того, зменшує в середньому на інтервалі постійної часу фільтра також власний джитер сигналу на передачу, оскільки усереднює, згладжує його. Підвищувати подавлення завади доцільно до тих пір, поки рівень подавленого шуму не зрівняється з залишковим рівнем подавлених гармонік меандра.

Схема подавлення шумів подібним методом відома як схема Ш-О-В (підсилювач з широкосмуговим фільтром - обмежувач - вузькосмуговий фільтр) [31-34]. Проте пропонується і доцільніше використати схему Ш-О-В (підсилювач з вузькосмуговим

фільтром - обмежувач - вузькосмуговий фільтр). Це істотна пропозиція, оскільки спектр завади слід принципово змінювати вже при першій фільтрації перед обмежувачем. Саме це не лише знижує рівень завади, але і знижує рівень завади в околі тактових моментів часу і відповідно джитер гармоніки тактової частоти.

Оцінимо вплив схеми Ш-О-В на процес подавлення завад з метою зменшення джитера гармоніки тактової частоти.

Або через безпосередній вплив завади, або через зручність організації порівняння в компараторі напруги порога з вхідною сумішшю сигналу з шумом використати нульовий поріг у пристрої виділення тактової частоти може виявитися недоцільним. Хоча тут, у цій схемі, не вирішується завдання виявлення імпульсів, а вирішується завдання послаблення джитера і уточнення тактів при формуванні регенованого сигналу. Тому поріг порівняння можна підняти, але на рівень, де крутість сигналу ще досить велика, тобто на рівень, не більший  $\cos 30^\circ$ . Цей принцип впливає з вимоги найбільшої точності визначення тактів при заданій чутливості компаратора (4.3).

На рис. 4.2 зображено пристрій для послаблення джитера, що працює за принципом Ш-О-В.

На рис. 4.2 позначено пристрій виділення тактової частоти ВТЧ 1, двосторонній обмежувач ОБМ 2, вузькосмуговий фільтр ВФ 3, підсилювачів з регулюванням рівня ПІД 1 і 2, ГО – генераторне обладнання.

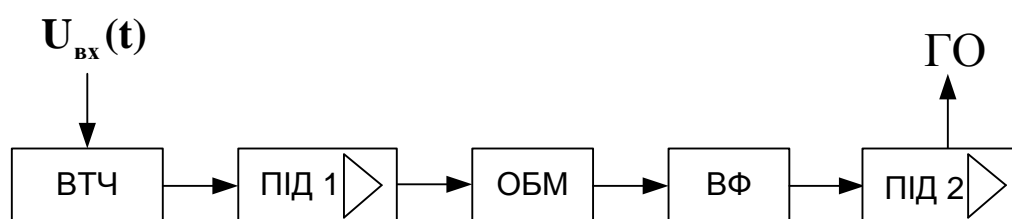


Рис. 4.2. Функціональна схема пристрою для послаблення джитера

Пристрій формування порога має такий вигляд, як на рис. 4.3, і містить такі функціональні елементи: пристрій виділення тактової частоти (ВТЧ), двосторонній обмежувач рівня сигналу (ОБМ), вузькосмуговий фільтр (ВФ), схему "Г",

випрямляч (ВИПР) сумішей обмеженої гармоніки тактової частоти і завади, тригер (ТР), компаратор (КОМ).

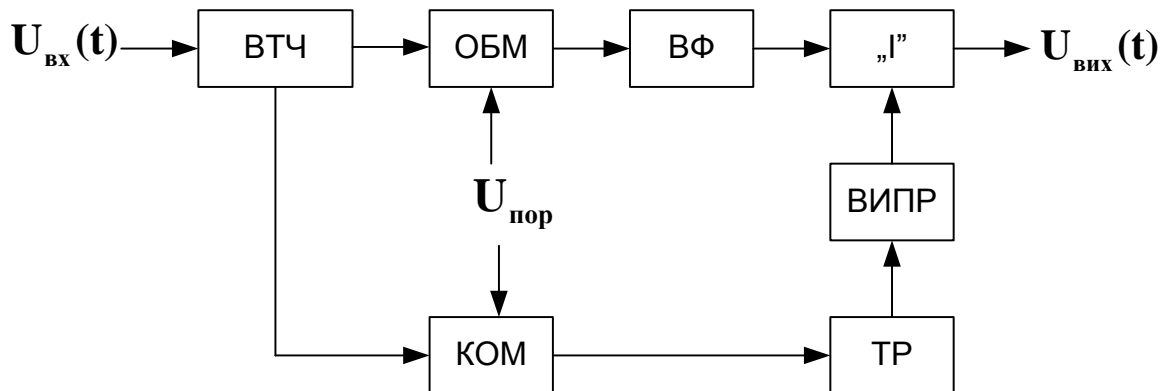


Рис. 4.3. Функціональна схема пристрою формування порога (ФП)

Принцип дії пристрою формування порога полягає в такому. З виходу пристрою виділення тактової частоти (ВТЧ) на вхід двостороннього обмежувача амплітуди (ОБМ) поступає напруга порога і суміші гармоніки тактової частоти з відфільтрованою завадою, отриманою з лінії зв'язку. Завада збільшує джитер, обумовлений нестабільністю синхрогенератора на передавальному кінці лінії зв'язку, компенсувати який вважається неможливим. Двосторонній обмежувач виконує такі функції: по-перше, заздалегідь перед стробуванням ослабляється гармоніка тактової частоти; по-друге, строб-імпульси в часі повинні відповідати часовим інтервалам сигналу; по-третє, обмежений по амплітуді сигнал краще усувається стробуванням у схемі «І». Завада залишається тільки на фронтах, де відбуваються перехідні процеси. Рівень завад на фронтах залишається таким самим, проте спектр завади розширюється. Подальший фільтр ВФ, настроєний на гармоніку тактової частоти, додатково ослабить рівень завади на тактовій частоті в стільки разів, у скільки разів тривалість перехідних процесів на виході двостороннього обмежувача (ОБМ) буде менше від періоду тактової частоти.

Наступне стробування сигналу схемою «І» видаляє сигнал з суміші з завадою. Вихідний сигнал після підсилювача можна використати безпосередньо для подальшої компенсації завади, якщо точно підстроїти його рівень.

На підставі викладеного компенсатор джитера, обумовлений дією завад у лінії зв'язку, можна усунути двома способами.

Перший спосіб поданий на рис. 4.4 з такими функціональними елементами: 1) пристрій виділення тактової частоти; 2) формувач порога (ФП) із структурою (рис. 4.3); 3) компаратор (КОМП); 4) тригер 4; 5) фільтр гармоніки тактової частоти (Ф).

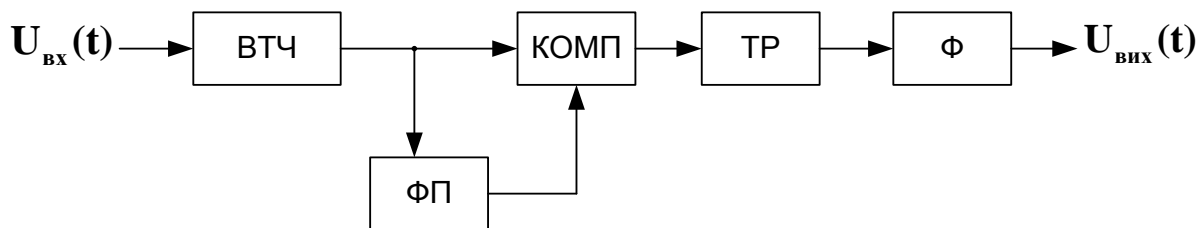


Рис. 4.4. Компенсатор джитера

Принцип дії компенсатора джитера полягає в такому. Пристрій виділення тактової частоти зі спектра сигналу з шумом фільтрує гармоніку тактової частоти. Ця гармоніка з фільтрованим шумом поступає на вхід формувача порога для виділення відфільтрованого шуму і на вхід компаратора.

Компаратор видає імпульс при рівності напруги суміші сигналу з шумом і напруги порога, що управляється, близького за рівнем до шуму. Тригер перекидається імпульсами компаратора при переходах суміші сигналу з шумом через поріг. Чим ближче до рівня шуму буде напруга порога, тим точніше компенсація джитера, обумовленого відфільтрованим шумом лінії зв'язку.

Другий спосіб компенсації джитера, показаний на рис. 4.5, полягає в тому, що спочатку використовується та сама схема компенсації сигналу (рис. 4.2). А потім напруга завади, що періодично переривається, віднімається з суміші сигналу з тією самою завадою. Недоліком такої компенсації є наявність сигналу, що не компенсується в околі переходів через 0. Це дещо спотворює сигнал в околі нуля, проте при великому відношенні сигнал/шум подальший вузькосмуговий фільтр ВФ-2 точно виділяє гармоніку тактової частоти.

На рис. 4.5 зображено пристрій виділення тактової частоти ВТЧ, обмежувач рівня ОБМ, вузькосмугові фільтри ВФ-1 та

ВФ-2, схема «І», випрямляч (ВИПР), тригер (ТР), компаратор (КОМП), пристрій віднімання.

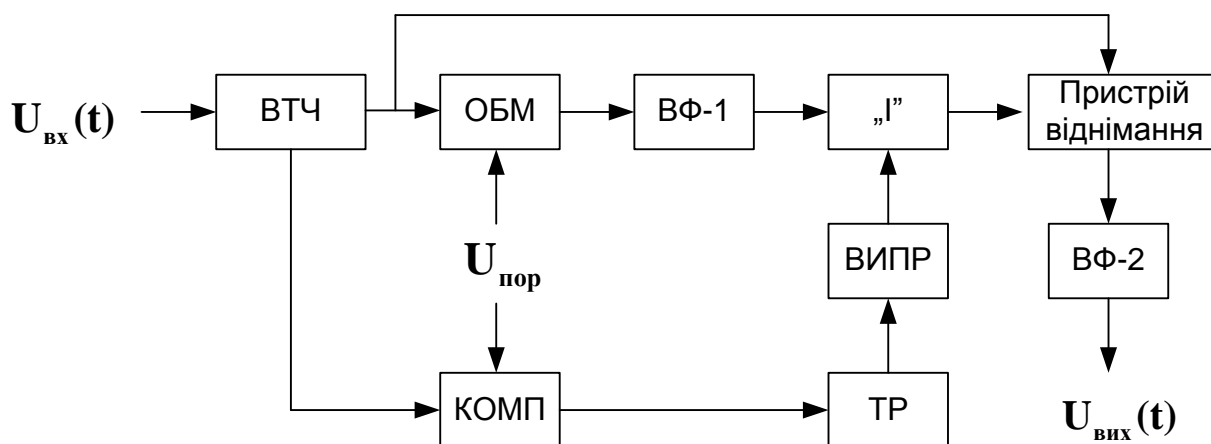


Рис. 4.5. Компенсатор джитера

Таким чином, було вдосконалено метод компенсації імпульсної завади, відомий як Ш-О-В, а також розроблено на його основі два способи компенсації джитера гармоніки тактової частоти.

#### 4.2. Розроблення завадостійкого фазового дискримінатора

Серед розглянутих джерел літератури [2-3, 11, 35] є схеми завадостійкого фазового дискримінатора, найстійкішого з боку впливу джитера і вандера (рис. 4.6). Він обладнаний ключовою схемою (схемою «І») і дільником частоти рахункових імпульсів, причому до входів ключової схеми підключено виходи формувача опорного колювання (формувача опорних імпульсів), генератора рахункових імпульсів і вихід з негативним імпульсом формувача сигналу (формувача сигнальних імпульсів), що приймається, вихід ключової схеми підключено через електронний комутатор до входу дільника частоти імпульсів на 2 і до входу лічильника імпульсів, вихід з позитивним імпульсом формувача сигналу, що приймається, підключено до управляючого входу електронного комутатора, а вихід дільника частоти рахункових імпульсів на 2 – до входу лічильника імпульсів.

Основною перевагою цього пристрою є те, що він компенсує дію низькочастотних завад і дрейф нуля у підсилювачах, які погано згладжуються та впливають на результат вимірювань фази сигналу, проте йому притаманний суттєвий недолік – він працює лише в обмеженому діапазоні різниці фаз, або в нециклічному режимі.

Тому метою розроблення нового завадостійкого цифрового фазового детектора є розширення можливостей використання відомого фазового дискримінатора при збереженні високої точності та оперативності вимірювань різниці фаз.

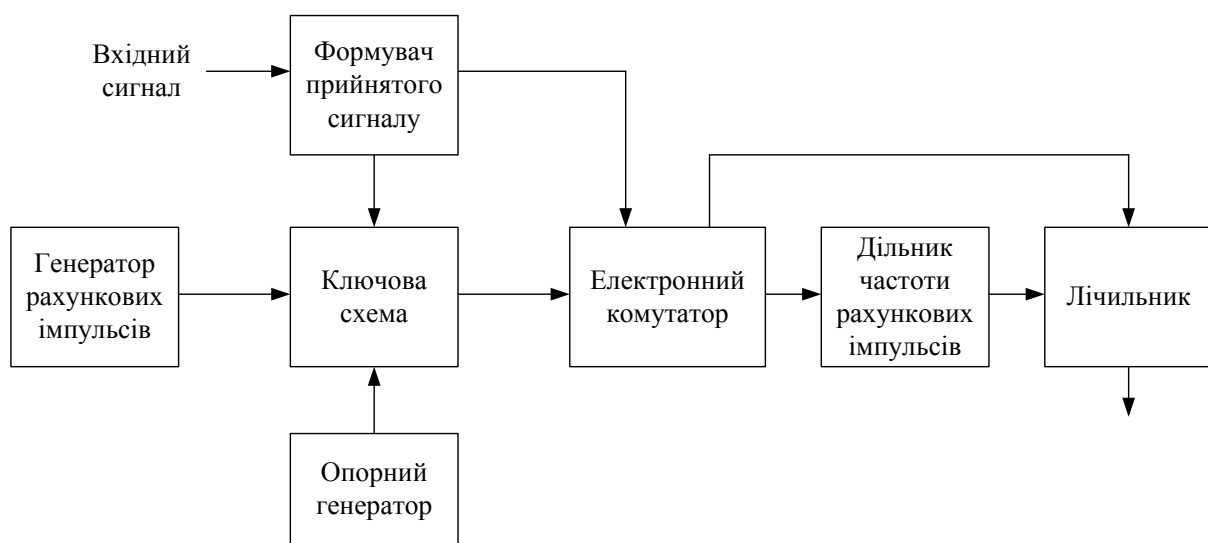


Рис. 4.6. Функціональна схема відомого завадостійкого фазового дискримінатора

Поставлене завдання вирішується за допомогою відомого фазового дискримінатора [86, 87] (рис. 4.6), що додатково обладнується послідовно з'єднаними з формувачем сигнальних імпульсів діодом, схемою затримки, другою схемою «І» та першим тригером, що з'єднаний з першою схемою «І», послідовно з'єднаним з формувачем опорних імпульсів блокінг-генератором, третьою схемою «І», другим тригером, з'єднаним з другою схемою «І», причому, вихід першого тригера підключений до лічильника для виведення результату і для його обнуління, вихід формувача опорних імпульсів підключений до першого тригера, вихід діода підключений до входу третьої схеми «І», а вхід – до управляючого входу комутатора. Таким





формувача сигнальних імпульсів, тобто моменту закінчення вимірювання, якщо б не було завади. Початок координат відповідає опорному імпульсу.

На виході формувача сигнальних імпульсів 2 є позитивні та негативні імпульси.

Алгоритм детектора такий. Імпульс формувача опорних імпульсів 4 перекидає перший тригер 12 і відкриває першу схему «І» 3 для проходження рахункових імпульсів з генератора 1 через комутатор 5 на лічильник 7 в обхід дільника частоти 6 до тих пір, поки не з'явиться перший сигнальний імпульс з формувача сигнальних імпульсів 2. Водночас імпульс формувача опорних імпульсів 4 запускає блокінг-генератор 8 з довжиною імпульсу  $\pi + \Delta$  та відкриває третю схему «І» 11.

Якщо першим у часі після опорного імпульсу (у момент 2 на рис. 4.8, б) буде позитивний імпульс сигналу з формувача сигнальних імпульсів 2, то він поступає на комутатор 5, який перемикає вихід через дільник частоти 6 на лічильник (рис. 4.8, в). У момент 4 (рис. 4.8, б) формувачем сигнальних імпульсів 2 формується негативний імпульс закриття підрахунку через другу схему «І» 11.

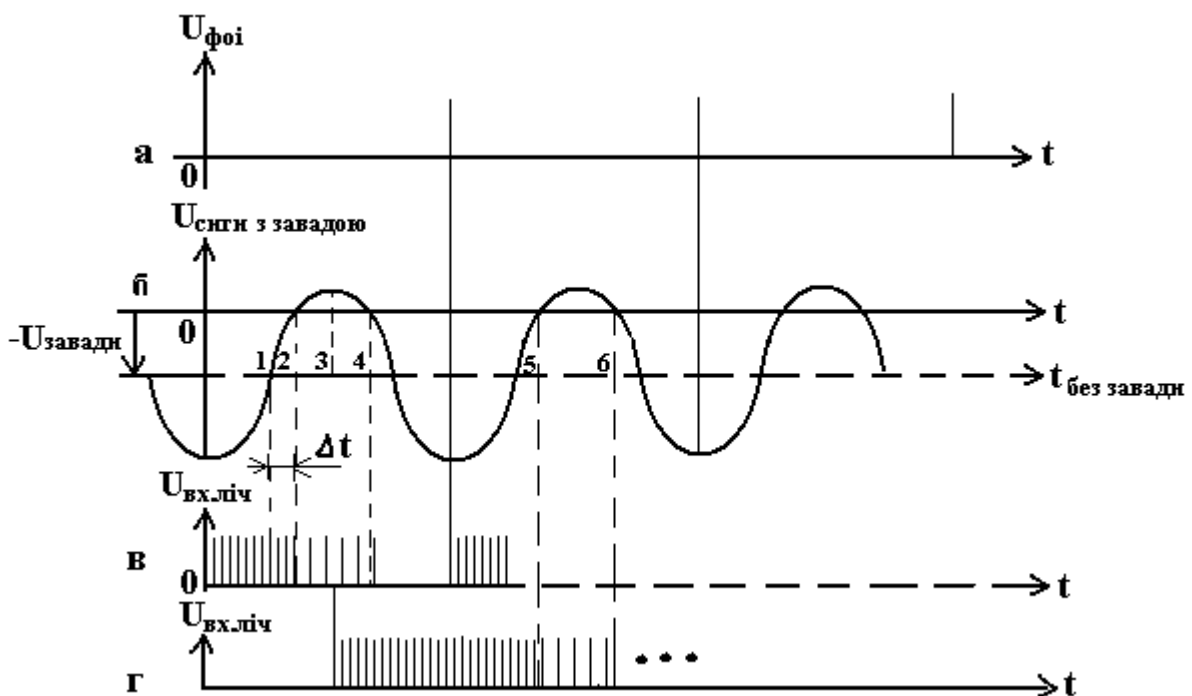


Рис. 4.8. Часова діаграми роботи цифрового завадостійкого фазового дискримінатора

Оскільки частота підрахунку імпульсів удвічі менша, у лічильнику 7 накопичувалася кількість імпульсів, відповідна інтервалу від 0 до 3. Якщо з числа, відповідного інтервалу від 0 по 3, відняти  $\frac{\pi}{2}$ , то в лічильнику залишиться кількість імпульсів, відповідна інтервалу від 0 по моменту 1. Тобто ніби не було завад.

Якщо першим у часі після опорного імпульсу буде негативний імпульс, то схема спрацьовує таким чином. Наприклад, опорний імпульс буде у момент 3 (рис. 4.8, б). Негативний імпульс від формувача сигнальних імпульсів 2 через відкриту на час  $\pi + \Delta$  третю схему «І» 9 перекидає другий тригер 10, що закриває другу схему «І» 11. Тому затриманий лінією затримки 13 негативний імпульс не проходить до першого тригера 12 і не закриває підрахунок рахункових імпульсів першою схемою «І» 3. Рахування лічильником 7 продовжується в такому самому алгоритмі, поки не прийде другий негативний сигнальний імпульс. Другий негативний імпульс з формувача сигнальних імпульсів 2 проходить через діод 14, лінію затримки 13 і через другу схему «І» 11 для закриття підрахунку на перший тригер 12, тому що з виходу діода трохи раніше цей імпульс пройшов через третю схему «І» 9, перекинув удруге другий тригер 10, який відкрив другу схему «І» 11.

Затримка на один-два періоди рахункових імпульсів не заважає вимірюванням, тому що з лічильника знімається результат без молодшого розряду. Параметр  $\Delta$  вибирається з формули  $\sin \Delta \leq \frac{1}{q}$ , де  $q$  – відношення сигнал/завада.

### **4.3. Розроблення пристрою синхронізації тактової частоти, здатного компенсувати вплив джитера та вандера гармоніки тактової частоти**

Сучасні ЦСП працюють в умовах великих потоків інформації. Тому швидкості передачі інформації і тактової частоти значно зростають. Зростають і вимоги до якості пристроїв синхронізації. Потрібні додаткові значні зусилля в боротьбі з такими небажаними факторами, як джитер і вандер.

Існуючі методи боротьби з вказаними явищами не настільки ефективні, як потрібно. Такі методи для боротьби з фазовою нестабільністю використовують контури ударного збудження, синхронізацію генераторів, що задають, та імпульсно-фазове автопідстроювання частоти (ІФАПЧ). Такі системи вимагають більш високої якості стабілізації тактової частоти на всіх сегментах різнорідних ліній зв'язку, значного часу відновлення синхронізації, подолання залежності систем синхронізації від виду кодування, відповідного втручання операторів для настроювання пристроїв ухвалення рішення про інформаційний символ та ін.

Проте існують можливості подолання явищ джитера і вандера за рахунок переведення експлуатаційної техніки систем передачі інформації, що управляє, для роботи в універсальній цифровій формі з гнучкими програмами. Тобто існує об'єктивна необхідність розроблення такої підсистеми синхронізації, яка б не лише компенсувала швидкий джитер і вандер гармоніки тактової частоти, а й дозволяла контролювати процес безпосередньої компенсації цих явищ на певній кількості періодів вимірювань.

Серед відомих засобів цифрової оцінки фази скористаємось завадостійким фазовим дискримінатором (див. підрозд. 4.2). Передбачається використати його для логістичного синтезу пристроями контролю і управління пристроїв синхронізації. Основною трудностю при цьому є перетворення вхідного сигналу, що приймається, з певним видом кодування в регулярний сигнал з досить точними тактами. Проте використання манчестерського коду з пристроєм інвертування нулів (див. підрозд. 2.2) або скремблювання сигналу може дозволити досягти прийнятних результатів. Це покращує ситуацію, але не вирішує її принципово, оскільки нерівномірності вступу імпульсів призводять до впливу їх на амплітуду гармоніки тактової частоти і, отже, на точність фазових вимірювань.

Принцип дії розробленого пристрою тактової синхронізації (рис. 4.9) полягає в такому.

Даний пристрій належить до замкнених пристроїв синхронізації із непрямим впливом на місцевий генератор, у яких підстроювання тактової частоти місцевого генератора відбувається у проміжному перетворювачі для збереження стабільності тактової частоти.



Вся інформація про позиції точок 1, 2, 3, 4 (див. рис. 4.8) надходить від електронного комутатора та лічильника дискримінатора до процесора. Регістр процесора 7 запам'ятовує попереднє значення результату вимірювання в подвоєному періоді тактової частоти і при вступі результату подальшого вимірювання від лічильника дискримінатора обчислює їхню різницю  $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$ . У різниці вимірів систематична складова тремтіння фази вандер подавляється, і залишається тільки швидкий джитер.

За  $N$  періодів тактової частоти ця різниця уточнюється (усереднюється) в темпі поступання результатів вимірювань згідно з динамічним алгоритмом

$$\Delta \bar{t}_i = \frac{i-1}{i} \left( \frac{1}{i-1} \right) \sum_{k=1}^{i-1} \Delta t_k - \frac{1}{i} \Delta t_i = \frac{i-1}{i} \Delta \bar{t}_{i-1} - \frac{1}{i} \Delta t_i. \quad (4.4)$$

З виходу електронного комутатора імпульси поступають також на лічильник кількості вимірювань різниці фаз, які підраховуються лічильником, поки не спрацює дешифратор 14, налаштований на число  $N$ , яке можна змінювати, щоб була можливість адаптації до часу кореляції джитера.

Число  $N$ , або час усереднення  $t_N = 2NT_T$ , де  $T_T$  – період тактової частоти, обмежується дешифратором. Час усереднення вибирається дещо меншим від часу кореляції швидкого джитера. Тоді середнє ухилення швидкого джитера перетвориться при малому вандері в ухилення фази:

$$\Delta \bar{\varphi}_i = \omega \Delta \bar{t}_i. \quad (4.5)$$

Оскільки робота фазового дискримінатора детально розглянута в підрозд. 4.2, то докладно зупинимось лише на питаннях компенсації вандера, а також на питаннях індикації результатів вимірювань.

Принцип дії компенсації вандера ґрунтується на критерії Аббе, який дозволяє виявити і усунути з розрахунків систематичну похибку фази, обумовлену відходом тактової частоти генераторного обладнання приймача відносно тактової частоти передавача. Критерій Аббе полягає в порівнянні суми

квадратів похибок вимірювань з сумою квадратів їхніх послідовних різниць, які менш чутливі до систематичного зсуву математичного сподівання [36]. При цьому проводиться перевірка гіпотези про відсутність систематичного зсуву (у нашому випадку – вандера). Якщо розрахований критерій Аббе (див. рис. 4.8) перевищує певний квантиль при обраному відсотку рівня значущості згідно з відомими таблицями [36], то гіпотеза про систематичний зсув спростовується, тобто вандер має місце. В іншому випадку – вандер відсутній і гіпотеза підтверджується.

Процесор, окрім визначення значення швидкого джитера, обчислює також вибіркочну дисперсію швидкого джитера, сумарну дисперсію джитера і вандера для контролю якості роботи компенсатора джитера, обчислює критерій Аббе  $K_A$  при заданому  $N$  для контролю малості вандеру. Таким чином, розраховуються відповідні статистики:

$$\sigma_j^2 = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{i=1}^{N-1} (t_{i+1} - t_i)^2, \quad (4.6)$$

$$\sigma_{j\omega}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} (t_i - \bar{t}_i)^2, \quad (4.7)$$

$$K_A = \frac{\sigma_{j\omega}^2}{\sigma_j^2}, \quad (4.8)$$

де  $t_i, \bar{t}_i$  – відповідно значення періоду і середнього періоду тактової частоти.

Сигнал від високостабільного генератора з лінії зв'язку надходить до формувача сигнальних імпульсів фазового дискримінатора, що формує імпульси переходів сигналу через нуль, які через змінну лінію затримки поступають на інші елементи фазового дискримінатора.

Процесор у свою чергу при спростуванні гіпотези про систематичний зсув підключає схему затримки відповідно до розрахованого критерію  $K_A$ , час затримки якої пропорційний систематичному зсуву, тобто вандеру. За відсутності систематичної похибки процесор не підключає лінію затримки.

При спрацьовуванні дешифратора на число  $N$  процесор подає команду на виведення всіх розрахованих параметрів джитера та вандера за їх наявності на індикатор.

## **Висновки**

Таким чином, було розглянуто і вдосконалено метод подавлення імпульсної завади при вимірюванні джитера, що дозволяє компенсувати вплив випадкового джитера гармоніки тактової частоти, а також розроблено відповідні схеми компенсації фазових тремтінь.

Розроблено методи і засоби удосконалення підсистем синхронізації за умовним критерієм максимуму завадостійкості: 1) запропоновано методи та засоби компенсації джитера, що обумовлений завадою; 2) запропоновано метод і засіб для цифрового дискримінатора ФАПЧ, що компенсує вплив завади; 3) використано критерій Аббе для визначення та виключення систематичної похибки через вплив вандера з індикацією параметрів, що дозволяють контролювати якість функціонування цифрових систем передачі.

## **Контрольні питання**

1. У чому головна ідея подавлення джитера, обумовленого завадою?
2. Яка головна ідея цифрового ФАПЧ, яка подавляє внутрішньосмугову заваду?
3. Для чого корисний критерій Аббе?



## 5. Глобальна оптимізація цифрових систем передачі за умовним критерієм завадостійкості

Модель задач оптимізації цифрових систем передачі (ЦСП) відрізняється від багатофункціональних систем з різними каналами тим, що, крім загального інформаційного каналу, який розподіляється за часом або частотою на багато абонентських каналів, містить службовий канал: або канал синхронізації при часовому розподілі, або окрему смугу для службового сигналу, або службову смугу в загальному спектрі сигналів. Призначенням службового каналу є забезпечення коректного функціонування всієї інформаційної системи з потрібною якістю.

Якістю інформаційної системи може бути, насамперед, достовірність передачі інформації, функціональна надійність, швидкість передачі інформації, економічність систем і мереж, гнучкість програм і принципів дії тощо.

Використання службового каналу різних типів без урахування обмежень при суміщенні інформаційних і службового каналів і сигналів призводить до невиправданих втрат або до додаткових недоліків. Такі **системи називають допустимими, якщо вони з допустимою якістю виконують своє призначення.** Але порівнювати системи за одним вектором якості коректно тільки якщо вони будуть оптимальними за основними показниками якості.

Оптимізація систем дає таке: 1) підвищує вказані якості систем; 2) з'являється впевненість у тому, що кращих систем при заданому векторі якості бути не може; 3) з'являється можливість порівняння будь-яких систем з тими самими призначеннями і з тією же векторною якістю; 4) оптимізація систем за векторним складом якості дозволяє отримувати «криві обміну», а з ними з'являється можливість отримувати цілі класи оптимальних систем; 5) з'являється можливість за рахунок використання кривих обміну порівнювати якість різних оптимальних систем з подібними призначеннями, що дозволяє додатково приймати незалежне оптимальне, більш об'єктивне рішення про кращий вибір структур або сигналів; 6) використання запропонованого методу сепарабельного програмування дає низку переваг перед іншими методами математичного програмування.

**Переваги запропонованого методу сепарабельного програмування** перед методом Вульфа та іншими методами математичного програмування: 1) практично не впливає «прокляття багатовимірності» задач оптимізації; 2) універсальність методу; 3) краща збіжність ітерацій; 4) при лінійних обмеженнях рішення і результат досягається за один крок в аналітичному вигляді; 5) допускає зшивання результатів при складних функціях, що розширює діапазон і можливості їх використання.

Розроблення алгоритму та програми оптимізації ЦСП, або когерентних систем з синхронним каналом передачі інформації, має містити відповідний системний аналіз урахування принципу дії системи, залежності показників якості систем від технічних параметрів і взаємозв'язок енергії двох каналів для різних типів їх суміщення.

**Проблеми синтезу параметрів ЦСП.** Відомі елементи загальної теорії радіоелектронних систем світових класиків [1-16], починаючи з робіт Р. Вудворда [8] та інших, неправомірно використовують інтегральну форму функціонала правдоподібності, який призвів до некоректного оцінювання потенціальної точності і уявлень про оптимальність систем на множині сигналів, структур і параметрів. Це позначилося на теорії систем і на їх оптимізації.

Тим не менше з часом стало зрозуміло, що початкові теорії систем мають багато некоректностей. Тому, і незалежно від цього, почали з'являтися роботи з оптимізації радіоелектронних систем, які використовують математичні методи [11]. В основному це локальні задачі, які мають локальний характер [22-24] та ін. Деяке системне узагальнення було при розв'язанні задач оптимізації в роботах Л. С. Гуткіна [11], де важливим є системний підхід і проблеми оптимізації за різними критеріями або векторами якості і необхідність отримання не просто розв'язок, а «криві обміну». Поки про глобальність задач оптимізації систем ніхто не натякав, оскільки не було таких задач, методів і алгоритмів. Методи математичного програмування коректні, однак неуніверсальні, тобто прив'язані до форми всіх функцій програмування, до цифрового обчислення, критичні до розмірності, трудомісткі і мають свої особливості і збіжність.

Трапилося так, що між теоріями систем і реальними системами виникло «провалля», яке частково подолали локальні роботи. Про витратні показники через їхній нечіткий характер тривалий час було неповажно говорити поважним вченим. І хоча ринкова економіка брала своє, усе одно в якості вартості систем і їхніх ФЕ використовувався не завжди зрозумілий вигляд вартості, не було чіткого опису точності такої величини, тобто вона була задана на нечіткій множині. **А без вартості не може бути адекватного опису якості систем.**

У якості радіоелектронної системи будемо розуміти будь-яку, у тому числі навіть, наприклад, лазерну інформаційно-вимірнювальну систему (ЛІВС) для випробувань летальних апаратів (ЛА), де відмовою підсистеми наведення може служити також процедура наведення або зриву променя.

### **5.1. Формалізація задач оптимізації каналу синхронізації**

Різні типи суміщення службового каналу синхронізації та інформаційного каналу накладають свої вимоги до алгоритму оптимізації.

Підсистема синхронізації є складною системою автоматичного регулювання. У простій моделі вона містить канал приймання задавального сигналу примусової синхронізації, вимірювач розходження значущих точок приймного сигналу синхронізації і приймального обладнання, додаткову логіку – схеми голосування, і виконавчий блок підстроювання–комутатор.

На канал синхронізації накладаються вимоги забезпечення точності синхронізації, яка впливає на достовірність інформаційного каналу при заданій швидкості передачі інформації. У свою чергу особливості ЦСП, тип синхронізації, тип мережі і ліній передачі, склад системи, код і особливості інформаційного лінійного сигналу і його кореляція з сигналом каналу синхронізації впливають на достовірність інформаційного каналу.

Кореляція між сигналами двох каналів суттєво впливає на особливості оптимізації ЦСП. У будь-якому разі для оптимізації ЦСП потрібно спочатку провести **системний аналіз** фізичних

процесів у каналах системи, які впливають на процес передачі інформації, тобто **виявити залежності показників якості каналів ЦСП від технічних параметрів**, поставити і розв'язати задачу оптимізації про розподіл загального енергетичного потенціалу за каналами, додати до вимог необхідний показник вартості, виявити для кожного функціонального елемента лінії середньоквадратичної регресії вартості на параметр, за результатами розподілу потенціалів каналів провести параметричний синтез ЦСП.

Залежності точності вимірювань фази сигналів, або затримки їхніх значущих точок, можна отримати з результатів нової теорії радіоелектронних вимірювань [28,93] для простішого випадку, коли діапазон затримок дорівнює тактовому інтервалу.

У разі будь-яких вимірювальних систем дисперсія похибки вимірювання за рахунок випадкової шумової складової похибки для дискримінаторів є результатом теорії вимірювальних систем [20]:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\Delta\lambda^2}{q} = \frac{1}{(\Delta\lambda)^{-2} q} = \frac{const}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j(Y_{ji})},$$

де  $\Delta\lambda$  – апертура дискримінатора, або діапазон однозначності відрахунку оцінки, або розкриття дискримінатора;

$q$  – відношення потужностей сигналу до шуму;

$X_i(Y_i)$  – «фазові» параметри, тобто монотонні функції від технічних параметрів.

У загальному випадку є складові похибки вимірювання за рахунок шумів, розладнань еталонів  $X_i$  і похибок розповсюдження  $D_c$ , за рахунок яких загальна дисперсія похибок відповідно збільшується:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \left( \frac{const}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j} + \sum_{i=1}^{n_2} X_i^2 \right) + D_c. \quad (5.1)$$

Друга група дисперсій похибок еталонів при вимірюваннях може означати: 1) дисперсію похибок стабілізації шкал вимірювачів; 2) цільову функцію для виявлення результируючих поправок взаємопов'язаних еталонів частот синхронізації різних класів; 3) вплив нестабільностей різних генераторів і гетеродинів на результати вимірювань, як, наприклад, при вимірюванні частоти Доплера.

Таким чином, маємо дві групи функціональних елементів зі своїми технічними параметрами.

При звичайному сучасному проектуванні ЦСП після вибору структури і сигналу вимірювального каналу звичайно слідує етап евристичного вибору функціональних елементів (ФЕ) за своїми показниками: розміром і вартістю.

Якщо елементи вибрані і вони задовольняють вимоги про точність, то цей вимірювальний канал або систему будемо назвати, за роботою [21], допустимим.

Тоді вартість системи повинна задовольняти вимоги виразу (5.1) і наступного виразу.

$$\sum_{i=1}^{n_1} C_i + \sum_{j=1}^{n_2} C_j \leq C. \quad (5.2)$$

При цьому евристичний вибір напевне має велику суб'єктивну похибку у значенні дисперсії похибки вимірювань і значенні вартості. Постановка та розв'язання таких задач [87, 95] виявляє велику, навіть на порядки, економічну або технічну ефективність оптимальних систем або ФЕ, тому що експертам важко точно уявити собі закони впливу параметрів і оптимальний розподіл вартості ФЕ при заданих вимогах до показників систем.

Вимоги (5.1), (5.2) можуть стати основою для формулювання задач **дискретного програмування** (ДП) за критерієм мінімуму дисперсії похибки вимірювань при заданій вартості каналу, це – умовний критерій, або подвійної задачі за умовним критерієм мінімуму вартості при заданій дисперсії вимірювань у каналі.

Для малої кількості параметрів задача ДП порівняно проста, але і великої ефективності очікувати не слід, тому що низькі можливості швидкого алгоритму.

Якщо кількість параметрів більше 20 і даних про кожний параметр більше 20, то разом потрібно перевіряти  $N = n^m = 20^{20}$ . Якщо одну операцію виконувати за 1 мкс, то навіть при  $N \approx 10^7$  с час розрахунку буде більше року. Тому цей метод розв'язання задач недоцільний.

Є багато робіт [87-95], у яких виявлено деякі кореляційні зв'язки технічних параметрів з вартістю. Але ці зв'язки важко використовувати при закупівлі комплектуючих ФЕ для систем, тому що існує безліч причин волатильності вартості в часі за рахунок багатфакторного стану ринку, конкуренції, спекуляції, впливу якості виробництва, впливу на вартість інших показників якості параметрів і т. ін. Тому для кожного ФЕ неможливо повторити дослід попередників, тому що не завжди є техніко-економічна кореляція, і в результаті в сукупних прайс-листах цін існує ціла хмара некорельованих даних, які нестабільні в часі і на ринку.

Тим не менш вартість має якусь стабільність завдяки конкуруючим валютам і відомим законам ринку. І доцільно вести статистику цін у динаміці в часі і їхній прогноз і періодично перевіряти існуючі стандарти. Тому при великій ефективності таких задач є сенс збирати статистику і отримувати для будь-яких призначень залежності  $C_i(X_i)$  і  $C_j(X_j)$ , тим більше, що вказані задачі дискретного програмування складні, багатовимірні і потребують багато часу для розв'язання.

Але якщо володіти всією маркетинговою техніко-економічною інформацією за всіма або за часткою ФЕ і їхніми технічними параметрами, то, як буде показано далі, можна отримати кореляційні зв'язки показників якості з параметрами і обмеження на загальну вартість вимірювальної системи або каналу:

$$\sum_{i=1}^{n_1} C_i(X_i) + \sum_{j=1}^{n_2} C_j(X_j) \leq C. \quad (5.3)$$

Тоді загальну задачу оптимізації вимірювального каналу можна подати у вигляді двох задач оптимізації за умовним критерієм точності вимірювання, тобто зменшення дисперсії похибки вимірювань за рахунок впливу завад з урахуванням

вартості відповідної частини каналу (**задача 2**), і оптимізації парку еталонів за точністю з урахуванням обмежень за вартістю еталонів (**задача 3**). (**Задача 1** про оптимальність розподілу енергій двох каналів вирішувалася в розділі 2)

Таким чином, використовуючи нову теорію вимірювання [87-95], можна сформулювати спочатку **задачу 2** за заданою оптимальною умовною дисперсією похибки вимірювального каналу і за перерахованим від неї відношенням сигнал/завада  $q_1$  з урахуванням обмеженої вартості частини каналу:

$$\min \sigma_1^2 = \frac{\Delta\lambda^2}{\max q} = \Delta\lambda^2 \min q_1^{-1}(\bar{X}) = \min k_1 \frac{1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j}, \quad (5.4)$$

де  $\Delta\lambda$  – діапазон вимірювання параметра.

Обмеженні за вартістю на ФЕ і-й підсистеми вимірювання

$$\sum_{i=1}^n C_i(X_i) \leq C. \quad (5.5)$$

Показники дисперсій двох підсистем вимірювання (5.4) можуть враховувати також вплив негативних явищ, системний аналіз яких викладений у роботах [20, 28].

Цільову функцію можна доповнити методом малого параметра, який допоможе врахувати в системі числені розладнання, збурення та неідеальності системи. Треба шукати кращу систему. Будемо вважати малими вплив паразитних параметрів розладнань, збурень і неідеальностей на відношення сигнал/шум. Оскільки факторів впливу багато, усі вони разом суттєво впливають на відношення сигнал/шум.

Сумісний вплив факторів на вихідний ефект  $\Psi(\bar{X}(\bar{Y}))$  при їхніх малих значеннях факторизує функції  $x_i(y_i)$  параметрів впливу [20, 28]. Наприклад, при кореляційному прийманні вихідний сигнал можна розкласти в ряд Маклорена та задовольнитися членами першого порядку:

$$\Psi(\tau, \bar{Y}) = \int_0^T S(t - \tau, \bar{Y}) S_{on}(t) dt \approx \psi(\tau, 0) + \sum_{i=1}^m \psi'_i(\tau, 0) Y_i + \sum_i \sum_j \psi'_i \psi'_j Y_i Y_j + \dots$$

Оскільки добуток  $(1 + \varepsilon)(1 + \nu) \approx 1 + \varepsilon + \nu + \dots$ , то і навпаки, перші складові можуть бути подані з тією самою точністю у факторизованому вигляді

$$\Psi(\tau, \bar{Y}) \approx \psi(\tau, 0) \prod_{i=1}^n \left[ 1 + \frac{\psi'_i(\tau, 0)}{\psi(\tau, 0)} Y_i \right] = \psi(\tau, 0) \prod_{i=1}^n X_i(Y_i).$$

З урахуванням впливу технічних параметрів і параметрів паразитних факторів відношення шум/сигнал  $q^{-1}(\bar{X})$  на виході інформаційного або вимірювального каналу можна записати в загальному вигляді виразу (5.4).

Розв'язання задачі можливо будь-яким методом математичного програмування.

Але до цих методів висуваються такі вимоги, обумовлені також нечіткістю вартості. Вони повинні бути:

- 1) універсальними;
- 2) простими;
- 3) боротися з багатовимірністю;
- 4) мати швидку збіжність;
- 5) мати достатню точність.

Відомий метод Вудьфа, при якому лінеаризуються всі функції, задовольняє вимоги 1), 2). Тому в запропонованому новому методі лінеаризуються тільки обмеження за вартістю (5.5) з обмеженою точністю:

$$\sum_{j=1}^{n1} [C_j(X_{0j}) + C'_j(X_{0j})(X_j - X_{0j})] = C_1 \quad (5.6)$$

або

$$\sum_{j=1}^{n1} C_j^1(X_{0j}) X_j = C_{e1}, \quad (5.7)$$

де

$$C_{e1} = C_{o1} - \sum_{i=1}^{n1} C_{0i}(X_{0i}) + \sum_{i=1}^{n1} C'_i(X_{0i}).$$



Оскільки в цільовій функції (5.7) була заміна технічних параметрів на фазові параметри  $X_i(Y_i)$ , то і в обмеженнях за вартістю теж потрібна така сама заміна. Це суттєво спрощує задачу. Заміна параметрів  $Y_i$  монотонними функціями  $X_i = X_i(Y_i)$  – це нелінійні монотонні перетворення координат. У цьому разі функцію зв'язку необхідно також представити через функції параметрів, використати відоме аналітичне розв'язання задачі та знайти параметри, розв'язок та оптимум.

Для розв'язання таких задач застосовується метод невизнаних множників Лагранжа. Формулюється випукла функція Лагранжа, яка має один екстремум:

$$L_1 = \frac{k_1}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j} + \lambda \left[ \sum_1 C_j^1(X_{0j}) X_j - C_{e\partial 1} \right].$$

Розрахуванням похідних за всіма змінними, отримаємо систему рівнянь за кількістю змінних  $n_1$  і множником Лагранжа  $\lambda$ .

$$\frac{\partial L}{\partial X_k} = -\frac{a}{X_k} + \lambda C_k^1 = 0 \quad \text{для } \forall k \in (1, n_1),$$

де  $a = \frac{k_1}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j} = \frac{k_1}{q_1}$ .

Звідси знаходимо проміжний розв'язок

$$X_{iopt} = \frac{a}{\lambda C_i^1}.$$

**Спрощення в такій задачі** полягає в тому, що **не треба розв'язувати складну систему рівнянь**, а потрібно лише підставити даний проміжний розв'язок в обмеження (5.7).

Отримаємо розв'язок задачі, що є остаточним для лінійних обмежень і ітераційним за наступною – для нелінійних:

$$X_{i(p)} = \frac{C_{e1}(\bar{X}_{(p-1)})}{n_1 C_i'(X_{i(p-1)})}, \quad (5.8)$$

де  $p$  – номер ітерації.

Для лінійних обмежень за вартістю розв'язок досягається за один крок.

Результат оптимізації з урахуванням виразу (5.6) правильний як для прямої, так і подвійної задачі:

$$q_{1\max} = \frac{(C_{e1}(\bar{X})/n_1)^{n_1}}{\prod_{i=1}^{n_1} C_i^1(X_i)}. \quad (5.9)$$

Для лінійних обмежень це – готова «крива обміну», тобто залежності оптимального показника відношення сигнал/завада від загальної вартості. Для нелінійних обмежень її можна отримати, якщо задавати різні значення вартості системи або каналу згідно зі зворотною залежністю (5.9).

$$C_{e1}(\bar{X}) = n_1 [q_1 \prod_{i=1}^{n_1} C_i^1(X_i)]^{1/n_1}. \quad (5.10)$$

За збіжністю запропонований метод ітерацій близький до градієнтних методів першого порядку, а при регулюванні кроку ітерації – до градієнтних методів другого порядку.

Оскільки для деякої кількості параметрів нема залежностей від вартості, то такі параметри враховуються експертом евристично у значенні  $k_1$ .

У результаті отримаємо:

1) час ітерацій запропонованого методу пропорційно залежний від розмірності задачі, а не у квадратичній залежності, як у Вульфа;

2) розв'язання задачі будь-якого розміру отримується в аналітичному вигляді, користуючись сепарабельністю функцій;

3) у якості ітеративного рішення використовується просте рішення в аналітичному вигляді;

3) якщо функція зв'язку лінійна, то знайдено кінцеве рішення і результат, який можна вважати «функцією обміну»;

4) якщо ні, то його можна оцінити, як і крок ітерації, за критерієм близькості апроксимації до початкової функції за всіма параметрами  $\Delta X_i \leq \frac{0,2C'_i(X_i)}{C''_i(X_i)}$ , де  $C''_i(X_i)$  – друга похідна вартості;

5) для параметрів, які поза областю задовільної апроксимації, треба обмежити крок до межі цієї області.

Правилом зупинки може служити критерій точності рішення:

$$X_{j(p)} - X_{ij(p-1)} \leq \sigma X_{j(p-1)}, \quad (5.11)$$

де  $p$  - номер кроку ітерації;

$\sigma$  - відносна точність рішення;

$j$  - номер параметра.

Технічні параметри відшукуються у вигляді зворотних функцій  $Y_i = Y_i(X_i)$ .

Таке розв'язання задачі має певні переваги перед відомими методами математичного програмування:

- 1) вирішується проблема багатомірності;
- 2) простіше розв'язуються задачі на умовний екстремум;
- 3) програма стає універсальною за формою функцій, а також за рахунок розширення бази відомих простіших задач;
- 4) характер вгнутості або опуклості впливає лише на наявність єдиного екстремуму;
- 5) підвищена оперативність;
- 6) спрощення підготовки задач, перевірка унімодалності, незалежності показників, умов існування функцій і т. ін.;
- 7) отриманий в аналітичному вигляді результат в околі оптимуму більш придатний для його математичного аналізу.

Таким чином, у даному прикладі оптимізації – у задачі 1, як і далі в наступних прикладах, проглядається головна ідея нового методу математичного програмування, яка усуває згадані недоліки існуючих методів. Ця ідея використовує лінійну апроксимацію складної, навіть несепарабельної, функції зв'язку, приведення цільової функції до стандартного, краще сепарабельного, вигляду, для якого вже відомо аналітичний

розв'язок типових задач, використання ітерації для нелінійних функцій зв'язку і правил зупинки та поетапне ускладнення задачі практично блочного програмування.

За збіжністю метод ітерацій близький до градієнтних методів першого порядку, а при регулюванні кроку ітерації – до градієнтних методів другого порядку.

Для поширення можливостей застосувань даного методу можна у вигляді таблиць підвищувати кількість задач, форм і типів цільових функцій та обмежень, для яких відомі аналітичні розв'язки більш простих задач оптимізації.

Метод дозволяє також без суттєвих похибок за рахунок лінеаризації використати для оптимізації також довільну несепарабельну функцію зв'язку. Однак крок ітерацій при цьому може бути відповідно меншим, щоб були достатньо малими одночлени другого порядку меншості.

Ітеративний процес являє собою перекочування гіперплощини по гіперповерхні обмежень до потрібної точності.

Буде показано, що реальні прикладні задачі оптимізації, як правило, складніші. Сепарабельність цільової функції та функції зв'язку, дозволяє вирішити проблему багатовимірності, розпаралелювати складні задачі на простіші, знаходити готові стандартні аналітичні розв'язки з банку даних для простіших задач та зшивати результати розв'язань за методом блочного програмування.

Результати розв'язання задач за новим методом будуть мати всі вказані переваги порівняно з відомими методами нелінійного програмування:

- 1) вирішення проблеми великої розмірності;
- 2) універсальність програм за формою функцій, а також за рахунок розширення бази відомих простіших задач;
- 3) проста програма і спрощене розв'язання;
- 4) підвищена оперативність;
- 5) спрощення підготовки задач, перевірка унімодалності, незалежності показників, умов існування функцій і т. ін.;
- 6) отриманий в аналітичному вигляді результат в околі оптимуму більш придатний для його математичного аналізу.

Одиниці вимірювань звичайно закладені у шкалах вимірювачів. Але для вимірювальних систем з окремими

еталонами, наприклад зі взаємозалежними еталонами, можлива аналогічна оптимізація за критерієм мінімуму дисперсії похибки вимірювань при обмежених асигнуваннях.

Розглядається **задача 3** оптимального вибору параметрів, або оптимального параметричного часткового синтезу при мінімізації дисперсії похибки вимірювань за рахунок еталонів.

Треба знайти мінімум дисперсії другої складової (5.6) за рахунок дисперсії нестабільності або прив'язки шкал до еталонів, при обмеженнях на їх асигнування  $C_{\partial 2}$ :

$$\min \sum_{i=1}^{n2} X_i^2 \quad (5.12)$$

при

$$C_{(i)}(\bar{X}_{(i)}) \leq C_{\partial 2}, \quad (5.13)$$

або

$$\sum_{i=1}^{n2} C_i^1(X_{0i})X_i \leq C_{e2}, C_{e2} = C_{\partial e2} - \sum_{i=1}^{n2} [C_i(X_{0i}) - C_i^1(X_{0i})X_{0i}]. \quad (5.14)$$

Функція Лагранжа для задачі (5.12), (5.14) має вигляд

$$L_2 = \sum_{i=1}^{n2} X_i^2 + \lambda_2 [C_{\partial 2} - \sum_{i=1}^{n2} C_i^1 X_i].$$

З умови  $\frac{\partial L_2}{\partial X_k} = 2X_k - \lambda_2 C_k^1 = 0$  отримаємо значення

$X_k = \lambda_2 C_k^1 / 2$ , яке підставляємо в умову (5.14) для отримання значення  $\lambda_2$ .

Тоді ця задача має аналітичний розв'язок (5.15) і оптимум (5.16) або результуючу дисперсію еталонів відповідно

$$X_{i(r)} = \frac{C_{\partial 2}(\bar{X}_{(r-1)})C'_i(\bar{X}_{i(r-1)})}{\sum_{i=1}^{n2} [C'_i(X_i)]^2}, \quad (5.15)$$

$$D_j(C_{e2}) = \frac{C_{e2}^2}{\sum_{i=1}^{n2} [C'_i(X_i)]^2} \cdot \quad (5.16)$$

**Задача 4** – зшиття розв'язків двох задач (5.8), (5.9) і (5.15), (5.16) можливе наступним послідовним кроком – розв'язанням більш простої двомірної умовної задачі:

$$\begin{aligned} \min \sigma_\lambda^2 &= D_i(C_{e1}) + D_j(C_{e2}) \\ C_{o1} + C_{o2} &\leq C_o \end{aligned} \quad (5.17)$$

де допустимі значення двох груп параметрів визначаються формулами (5.17) і (5.14).

Розв'язок може бути отримано методом Ньютона-Рафсона у вигляді ітеративної формули.

Загальне розв'язання виглядає так: спочатку для задачі (5.17) ітеративно відшукується розв'язок і оптимум, далі оптимальний розв'язок значення  $C_{e1}$  і  $C_{e2}$  підставляється в задачі (5.6), (5.7) і (5.15), (5.16), уточнюються їхні розв'язки і оптимум. Після чого уточнюються розв'язок і оптимум задачі (5.10), (5.11).

Наприклад, оптимум задачі (5.10), (5.11) можна знайти, при вже відомих оптимумах двох локальних задач:

$$\begin{aligned} F &= \frac{A}{C_{e1}^{n1}} + \frac{C_{e2}^2}{B} \\ C_{i1} + C_{e2} &= C_t \end{aligned} \quad (5.18)$$

де  $A = n1^{n1} \prod_{j=1}^{n1} C'_j$ ,  $B = \sum_{i=1}^{n2} (C'_i)^2$ .

Задача розв'язується за однією змінною методом підстановки. Рішення знаходиться з умови  $\frac{dF}{dC_{e1}} = 0$  методом Ньютона-Рафсона з рівняння

$$C_{e1} = C_o - \frac{E}{C_{e1}^{n1+1}}, \quad (5.19)$$

де  $E = \frac{n_1 AB}{2}$ .

Можна розв'язати задачу графічним методом або за допомогою ітераційної формули.

Можливе узагальнення задачі і для сумісної багатофункціональної, (багатоканальної) інформаційно-виміральної системи [20, 28]. При цьому може визначатись також переріз системи, де розподіляються канали і де ступінь суміщення доставляє системі оптимум.

Список простіших задач, які мають аналітичні розв'язки, можна розширювати і узагальнювати, як це зроблено в різних задачах [28, 87-95], а також збирати у вигляді таблиць, аналогічних таблицям інтегралів.

**Задача 5.** Оптимізація інформаційного каналу за умовним критерієм завадостійкості при обмеженні на вартість каналу.

Формально ця задача має, за **принципом подвійності**, той самий алгоритм розв'язання і ту саму криву обміну, що і **задача 2**.

**Різниця в тому, що статистика для ФЕ інформаційного каналу вибирається за іншими їхнім призначеннями: за критерієм завадостійкості і швидкості передачі інформації, яка зростає при підвищенні смуги пропускання каналу.**

Тобто ФЕ повинні вибиратися не тільки за показником завадостійкості, але також за відповідною смугою пропускання. Для порівняння - у каналі синхронізації ФЕ повинні також відповідати більшому енергетичному потенціалу, але для вузької смуги пропускання, яка забезпечує малу потужність шуму і більшу точність. А широка смуга пропускання інформаційного каналу потребує не тільки спеціальних елементів, корекцій і т. д., але і додаткових широкосмугових підсилювачів.

Але головне, пропорційно смузі пропускання зростає потужність флуктуаційної завади і настільки же збільшиться потреба в рівні потужності сигналу, щоб зберегти таке саме відношення сигнал/шум.

Тому після оптимального розподілу енергетичного потенціалу при однаковому рівні сигналу для двох каналів, як це є в системі ІКМ-30, треба вибрати смуги їх пропускання. Смуга каналу синхронізації розміщується всередині смуги

інформаційного каналу після перетворення задавального сигналу та отримання його значущих моментів з метою підвищення енергії першої гармоніки. Вплив шумів неортогональності інформаційного каналу на канал синхронізації залежить від різниці смуг, самого резонансного методу і вибору настроювання фільтра.

При такому резонансному методі виділення гармоніки тактової частоти кількість значущих точок подвоюється, але половина їх впливає як систематична похибка з розподілом Райса, яка призводить до систематичного зміщення синхронізації за рахунок випадкового вибору періоду тактів.

Покажемо, що **задача 5** є подвійною відносно **задачі 2**:

$$q_2 = k_1 \prod_{i=1}^{n_i} X_i$$

$$\sum_{i=1}^{n_i} C_i^1(X_{i0}) \leq C_{t1} \quad (5.20)$$

Всі умови задачі такі самі, як і в задачі 1.

Той самий алгоритм

$$L = k_1 \prod_{i=1}^{n_i} X_i + \lambda [C_{t1} - \sum_{i=1}^{n_i} C_i^1(X_{i0}) X_i]$$

$$\frac{\partial L}{\partial X_k} = k_1 \frac{1}{X_k} \prod_{i=1}^{n_i} X_i - C_k^1(X_{k0}) = 0$$

Отримаємо

$$X_k = \frac{k_1 a}{\lambda C_k^1(X_{k0})}, \quad (5.21)$$

де  $a = \prod_{i=1}^{n_i} X_i$ .

Підставляємо формулу (5.21) в обмеження **задачі 3** – у вираз (5.20).

Отримуємо формально той самий подвійний алгоритм і результат, як і в подвійній задачі:



$$X_k = \frac{C_{e1}(\bar{X})}{n_i C_k^1(X_{k0})}$$

$$q_2 = k_1 \frac{(C_{e1}(\bar{X})/n_i)^{n_i}}{\prod_{i=1}^{n_i} C_i^1(X_i)} \quad (5.22)$$

Але вибрані оптимальні функціональні елементи інформаційного каналу якісно інші, ніж ФЕ в каналі синхронізації, – вони мають значно більшу смугу частот пропускання. Про це далі буде.

Потрібно розглядати також можливі інші вимоги і відповідні показники ЦСП. Це насамперед вплив умовного критерію надійності функціонування системи при обмеженні за вартістю.

## 5.2. Оптимізація ЦСП за умовним критерієм надійності

З точки зору об'єктивності кращим критерієм якості системи є умовний критерій переваги [11, 21], наприклад максимум ефективності або мінімум вартості ЛІВС при заданій надійності, або навпаки - максимум надійності при заданій вартості всіх ФЕ ЦСП, тобто двох її каналів.

**Задача 6** призначена для оптимізації будь-якої системи або частини ЦСП, у якої відмова будь-якого ФЕ призводить до повної її відмови.

Залежності вартості ФЕ від часу наробітку на одну відмову  $T_{iopt}$  звичайно відомі. А якщо ні, то далі буде викладено, як їх отримувати.

Задача оптимізації ефективності має вигляд

$$\max \Delta C_0 = [C_{np}^1 t_0 - \min C_0(\bar{T}) - C_{of}] \quad (5.23)$$

при обмеженні  $p_{\bar{o}p}(\bar{T}, t_0) \leq p_{\delta}$ ,

де  $\Delta C_0$  - економічна ефективність ЛІВС;

$\bar{T}$  - вектор часу наробітку на одну відмову всіх ФЕ ( $T_{iopt}$ );

$C_0(\bar{T})$  - вартість ЛІВС як функція параметрів  $\bar{T}$ ;

$C_{np}^1$  - середній за рік прибуток від використання системи;

$p_\partial$  - допустима ймовірність безвідмовної роботи системи;

$C_{of}$  – основний фонд підприємства і заробітна плата;

$p_{\partial p}(\bar{T}, t)$  - імовірність безвідмовної роботи системи як функції часу експлуатації  $t_0$  і параметрів  $\bar{T}$ . Причому типичною моделлю надійності системи може служити вираз для закону Пуассона при

нульовому потоці відмов:  $p_{\partial p}(\bar{T}, t_0) = \prod_{i=1}^m \exp(-\frac{t_0}{T_i})$ .

Задача і вираз (5.23) може і не мати сепарабельного вигляду. Але при застосуванні нового методу оптимізації вона, як і раніше, спрощується за рахунок лінеаризації  $C_0(\bar{T})$  за аналогією з іншими задачами і стає сепарабельною в першому наближенні, як і в методі Вульфа:

$$\min C_0(\bar{T}) = [C_0(\bar{T}_0) + \min \sum_{i=1}^n C'_i(T_i) \cdot T_i] \quad (5.24)$$

при

$$\prod_{i=1}^n p_i(t_0, T) = \exp[-t_0(\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i})] \leq p_\partial, \quad (5.25)$$

де  $C_e(\bar{T}_0) = \sum_{i=1}^n [C_i(T_{i0}) - C'_{i0}(T_0) \cdot T_{i0}]$ .

Задачу (5.24), (5.25) з урахуванням лінеаризації (5.24) можна представити у спрощеному вигляді:

$$\min C_A = \sum_{i=1}^n C'_i(T_{i0}) T_i \quad (5.26)$$

при

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i} \leq \frac{1}{T_0} = \frac{1}{t_0} \ln \frac{1}{p_\partial}, \quad (5.27)$$

де  $C_0(\bar{T}) = C_0 - \sum_{i=1}^n [C_i(T_{i0}) + C'_i(T_{i0})T_{i0}] + C_A(\bar{T})$ ;

$T_0$  - середній час наробітку ЛІВС на першу відмову, при якому ще зберігається потрібна ймовірність безвідмовної роботи;

$T_{i0}$  - початковий план, або змінна – час наробітку на одну відмову  $i$ -го ФЕ, в околі значення якого здійснюється лінеаризація цільової функції (5.23).

Функція Лагранжа має вигляд

$$L = \sum_{i=1}^n C'_i T_i + \lambda \sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i}.$$

Тоді з умови  $\frac{\partial L}{\partial T_i} = 0$  для  $i \in (1, n)$  отримаємо

$$T_{i(1)} = \sqrt{\frac{\lambda}{C'_i(T_{i0})}}. \quad (5.28)$$

Підстановка виразу (5.28) у вираз (5.26) дозволяє отримати розв'язок виразу (5.28)

$$T_{i(1)opt} = \frac{T_0 \sum_{i=1}^n \sqrt{C'_i(T_{i0})}}{\sqrt{C'_i(T_{i0})}} = T_0 \frac{a(\bar{T}_0)}{\sqrt{C'_i(T_{i0})}}, \quad (5.29)$$

де  $a(\bar{T}_0) = \sum_{i=1}^n \sqrt{C'_i(T_{i0})}$ ;

$T_0$  - середній час наробітку на одну відмову всієї системи,

$$T_0 = t_0 \frac{1}{\ln \frac{1}{p_0}}.$$

Якщо  $|T_{i(1)opt} - T_{i(0)opt}| \leq M$ ;  $M = 0,2 \sqrt{\frac{C_i(T_i)}{C_i^{11}(T_i)}}$ , то у формулу (5.28) підставляється значення параметра  $T_{i0}$ . І процес ітерації продовжується. Якщо ні, тоді

$$T_{i(1)opt} = T_{i(0)opt} \pm M .$$

Процес продовжується до стабілізації всіх параметрів з певною точністю.

Вираз для оптимальних асигнувань має аналітичний вигляд в околі оптимального розв'язку:

$$\min C_A = a^2 T_0 = a^2 t_0 \frac{1}{\ln \frac{1}{p_\delta}} . \quad (5.30)$$

Підстановка результату (5.26) у формулу (5.20) зразу дає інформацію про ефективність і доцільність такого бізнесу:

$$\max \Delta C_0 = [C_{np}^1 t_0 - \min C_0(\bar{T}) - C_{of}] = [C_{np}^1 - a^2 \frac{1}{\ln(1/p_\delta)}] t_0 - C_{of} . \quad (5.31)$$

Жоден метод математичного програмування такого аналітичного результату не дає.

Тому для них ще потрібний системний аналіз стійкості і ефективності результату в цифрах.

### 5.3. Вплив показників ЦСП і параметрів на вартість функціональних елементів

У задачах оптимізації радіоелектронних систем найбільш трудоемним процесом є обробка цінової статистики для кожного параметра і отримання ліній середньоквадратичних, регресій вартості на параметр методом найменших квадратів (МНК).

**Ідею оптимізації** у спрощеному вигляді можна викласти таким чином. Передбачається, наприклад, що є **висока кореляція між основними технічними параметрами і вартістю ФЕ та системи**. Тобто тоді можна знайти такий (оптимальний) розподіл вартостей ФЕ ЦСП, при якому якість всієї системи буде найкращою. У гіршому випадку, коли нема обмежень за вартістю, все одно **можна зформулювати задачу оптимізації методом дискретного програмування**. Але вона громіздка, потребує обробки значних об'ємів даних у часі і не

дозволяє провести простий системний математичний аналіз результатів: «з-за дерев не видно лісу».

Тому пропонується такий метод сепарабельного програмування, який має значні переваги і, головне, отримує головну інформацію про техніко-економічні властивості ФЕ, які є комплектуючими для ЦСП, і їхню динаміку. У виробника ЦСП доцільні зв'язки з виробниками ФЕ не тільки в масштабах ринку, але і в розробленні систем, тому що це сприяє взаємному розвитку на основі отриманих результатів оптимізації, наприклад таких, як «криві обміну».

Задані тактико-технічні вимоги (ТТВ) до показників якості системи є по суті обмеженнями на ті технічні параметри, від яких залежать ці показники. Наприклад, похибка передачі інформації або похибка вимірювань параметрів руху залежить від відношення сигнал/шум на виході каналів. У свою чергу відношення сигнал/шум залежить від таких технічних параметрів, як потужність передавача, коефіцієнт підсилення антени, коефіцієнт шуму приймача, втрати енергії сигналу в тракці приймача і т. д. А вибір ФЕ залежить не тільки від потрібних якостей ЦСП, але і від множини якостей самого ФЕ. Тобто потрібний збір статистики за ФЕ.

Обмеження на параметри, тобто показник економічної ефективності, **вартість має такі переваги** порівняно з багатьма іншими показниками:

- вартість характеризує якість виробу або його частини;
- адитивність: вартість системи є сумою вартостей її окремих частин і блоків;
- «тотожність ефекту»: за допомогою вартості можна порівняти внесок параметрів у показник якості системи;
- вартість «примушує» ринок і економіку враховувати технологічність, зв'язок виробництва з маркетингом для будь-якого ринку.

**Недоліки вартості:** невизначеність, волатильність, нечітка величина з впливом ринкової нестабільності.

Причин урахування вартості багато:

- 1) обмеження за вартістю все одно є і воно завжди, хоча й інтуїтивно, враховується конструкторами;
- 2) витратний показник має глобальний характер і стосується всіх елементів, вузлів і агрегатів;

3) без витратного показника розроблення системи носить напівфантастичний характер;

4) іншого способу підібратися з боку теорії систем до технології виготовлення ІВС та їхніх ФЕ поки що не видно;

5) без витратного показника неможливе планування, маркетинг та оцінювання загальної ефективності ЦСП та ін.

Тим не менше вартість все частіше використовується для задач синтезу, тому що вона носить узагальнюючий характер, що особливо доцільно для перспективних ЦСП.

Але якщо відповідну статистику, техніко-економічні параметри комплектуючих функціональних елементів ЦСП певним чином обробити, то можна при цьому перетворити нечітку множину вартості у випадкову величину і отримати такі переваги: 1) виявити кореляційні, навіть функціональні залежності між технічними параметрами ЦСП і ресурсними показниками; 2) універсалізувати процеси відшукування зв'язків ресурсних показників з технічними параметрами; 3) ставити задачі прогнозу і навіть дальніх перспектив розвитку і стандартизації функціональних елементів (ФЕ); 4) створювати нові і швидкі методи загального синтезу ЦСП; 5) отримувати обґрунтовані і оптимальні розв'язки для цілих класів ЦСП і оцінювати ступінь їхньої якості; 6) отримувати можливість модернізувати ІВС, маючи оптимальний розв'язок в якості реперного простору, щось схожого на груповий еталон; 7) отримувати можливість порівняння ЦСП одного класу і призначення за одним вектором показників якості; 8) отримувати можливість оптимальної, більш об'єктивної стандартизації функціональних елементів і ІВС; 9) отримувати можливість враховувати при синтезі ЦСП вплив нових результатів у теорії систем, появу нових ФЕ, появу нових технологій і фізичних принципів роботи ФЕ; 10) за «кривими обміну» оцінювати ефективність і технологічність як функціональних елементів, так і самих ІВС; 11) оцінювати перспективні напрямки в розробленні і виробництві нових ФЕ, тобто вказати, які перспективні ФЕ і як їх за необхідності модернізувати; 12) оцінювати стабільність оптимумів і діапазони оптимальності; 13) більш об'єктивно оцінювати структури та сигнали.

Але якщо зібрати всі головні дані маркетингу про ФЕ і зобразити їх на двомірному графіку, де за осями позначені вартості ФЕ і їхні технічні параметри (рис. 5.1), які представлені у виразі якогось показника якості ЦСП, то не треба дивуватися, що ніякої кореляції між ними не визначається. Це **нечітка множина**. Для визначеності параметр повинен бути таким, що якщо він менше, тим краще для системи. Якщо він впливає навпаки, береться для перетворення обернено пропорційна величина, яку назвемо «фазовим» параметром. Це полегшує відбраковування некращих ФЕ.

Тобто таких переваг можна досягнути, якщо спеціально обробляти техніко-ресурсну маркетингову статистику на етапі створення ІВС і скористуватись більш надійними отриманими результатами для розв'язання задач оптимального синтезу ІВС з усіма показниками якості. На рис. 5.1 подано приклад обробки техніко-економічної статистики за маркетинговими даними. За координатами вибирається вартість, або ресурс,  $C_i(X_i)$ , або показник якості, який має  $i$ -й ФЕ з таким технічним (чи фазовим) параметром  $X_i$ , що чим він за розміром менше, тим краще для системи. Якщо параметр, навпаки, більший, то використовуємо значення  $X_i^{-1}$ . Тоді зрозуміло, які ФЕ можна відбракувати. Для інших ФЕ: чим вони ближче до осей, тим краще для системи. Оскільки оптимальне значення до розв'язання задачі невідоме, то методом МНК проводимо лінію середньоквадратичної регресії (ЛСКР) вартості на параметр. Такі лінії бажано мати для всіх ФЕ. Ті параметри, для яких відсутні ЛСКР, не беруть участі в оптимізації.

Якщо є ФЕ, для яких точки вищі ЛСКР, то це може бути або спекуляція, або залежність вартості ФЕ ще й від інших параметрів. Якщо вартості ФЕ нижче ЛСКР, то це можуть бути демпінгові ціни, брак якості або розпродаж.

**Після відбраковування кореляція між параметрами різних ФЕ підвищилася. У будь-якому разі нечітку множину вартості ФЕ вдалося перетворити на випадкову величину. Відбраковування і ЛСКР можна було б проводити і нижче за вартістю. Але це може призвести до втрати точності та впевненості в розрахунках.**

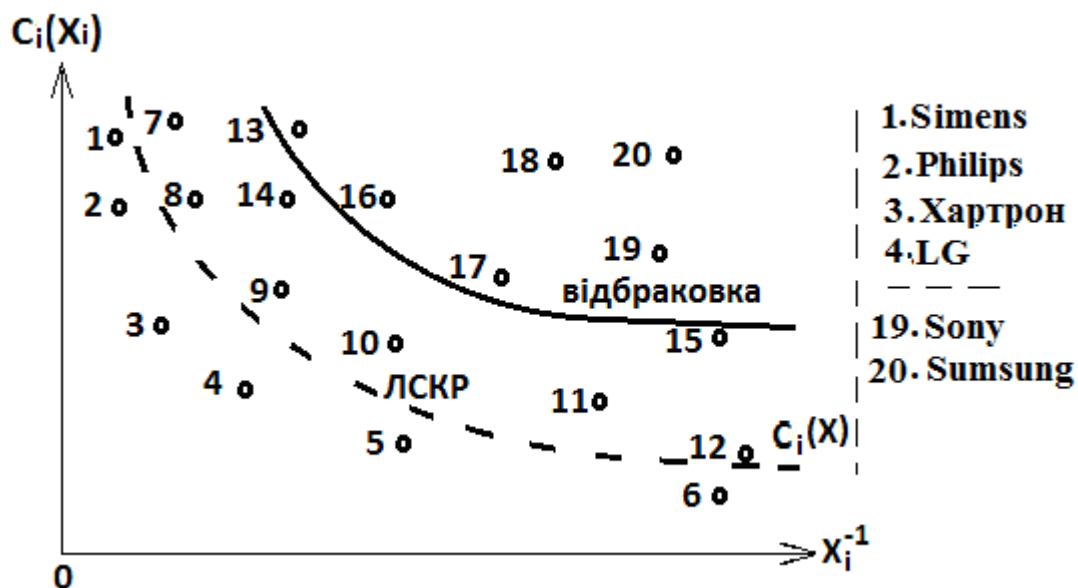


Рис. 5.1. Приклад техніко-економічної статистики

На рис. 5.1 позначено: 1-20 – номери виробів ФЕ одного призначення певних фірм за вартістю, або ресурсом  $C_i(X_i)$ , з такими параметрами, які чим менше, тим краще для системи. Якщо  $X_1$  – потужність ФЕ, то береться «фазовий» параметр  $X_1^{-1}$ .

Причини того, що вартість будь-якого ФЕ звичайно є нечіткою множиною: 1) багатозначність – залежність вартості ФЕ одразу від декількох параметрів; 2) залежність параметрів від умов і режиму роботи ФЕ; 3) залежність від типо-розмірних стандартів; 4) залежність від технологій, показників якості та призначень ЦСП і ФЕ; 5) залежність від часу виготовлення, б) залежність від маркетингу та ринку.

Залежність ФЕ і показників ЦСП одразу від багатьох факторів і параметрів нагадує відоме явище у спорті – багатоборство. Як у біатлоні протидіють дві спеціалізації: швидкий біг на дистанції і точність стрільби, так і тактико-технічні вимоги (ТТВ) складних ЦСП можуть мати протиріччя.

Наприклад, якщо інформаційна система має такі вимоги і показники якості за призначенням, як завадостійкість, швидкість передачі інформації та функціональна надійність, або безвідмовність, то перший і третій показники в сильнострумовій частині мають таке протиріччя: чим більша завадостійкість передавальної частини системи, тим складніше організувати її



безвідмовність. Швидкість передачі інформації забезпечується розширенням смуги всіх ФЕ інформаційного каналу.

Тобто для інформаційних ЦСП потрібно мати ФЕ, які одночасно забезпечують високу завадостійкість і функціональну надійність, що є протиріччям для деяких передавальних ФЕ. Наприклад, чим потужніше передавач, тим краще завадостійкість, але гірше функціональна надійність його і ЦСП через проблеми охолодження і т.ін. Тобто надійність сильнострумівих ФЕ звичайно гірше слабострумівих. Це потрібно передбачити в задачах оптимізації.

Зовнішні параметри ЦСП – показники, що звичайно реалізуються вибором ФЕ і забезпечують внутрішні, технічні параметри систем. Саме отримання виразів показників ЦСП через технічні параметри, які є показниками ФЕ, – головне завдання системного аналізу при розробленні систем. Причому на рівні ФЕ і технічних параметрів ЦСП вирішуються протиріччя на рівні вимог і показників. Тобто все це реалізується при формалізації техніко-економічних залежностей.

Звідси можна зробити висновок: взагалі без урахування таких причин техніко-економічні залежності ФЕ не можна використовувати. Впевненість у статистиці буде тільки після її обробки і отримання ліній середньоквадратичної регресії (ЛСКР) вартості на параметр.

Таким чином, для коректної обробки техніко-ресурсної статистики ФЕ з одним призначенням необхідно таке:

- 1) для кожної точки статистики в певній таблиці відображаються також інші другорядні параметри ФЕ;
- 2) відбраковуються явно некращі ФЕ;
- 3) будується ЛСКР методом найменших квадратів (МНК);
- 4) в оптимізації беруть участь ті ФЕ, для яких є ЛСКР;
- 5) решта параметрів ФЕ, які не беруть участі в оптимізації, фіксуються і за розміром беруться (по можливості) такими самими, як у ФЕ реальної ІВС того же призначення.

Нечіткість або велика дисперсія витратного або іншого ресурсного показника закладає в методику досліджень певну похибку. Для вартісного показника вона може бути суттєво зменшена, якщо діяти з урахуванням викладеного нижче:

1) для реального синтезу ЦСП брати по можливості оптову ціну функціональних елементів;

2) підходити до визначення вартості чи ціни ФЕ однотипних ЦСП з позицій рівноправності показників якості для умовного критерію переваги [11, 21];

3) здійснювати перерахунок вартості (ціни) до теперішнього часу;

4) відбракувати за методикою, за допомогою методу найменших квадратів (МНК) або факторного аналізу, або хоча б евристично, елементи з явно спекулятивними або демпінговими значеннями ціни;

5) відбирати функціональні елементи засобів зв'язку з приблизно однаковими з решти іншими параметрами і для ЦСП одних призначень.

Тоді в результаті обробки статистики обмеження на загальну вартість ІВС або на вартість частки системи можна записати так:

$$\sum_{i=1}^n C_i(X_i) \leq C_d, \quad (5.32)$$

де  $C_d$  – допустиме значення вартості;

$n$  – кількість оптимізованих елементів.

Отримані лінії середньоквадратичної регресії повинні бути монотонними. В іншому випадку можна шукати рішення на кусково-безперевних обмеженнях. Відповідну ділянку можна, наприклад, зшивати за методом штрафних функцій. Ці лінії можуть бути вгнутими або опуклими. Тому потрібні відповідні дослідження одномодальності оптимуму, збіжності розв'язків і т. д., як і в усіх задачах нелінійного програмування.

Якщо оптимізувати інформаційну систему, то вже можна скористатися цільовою функцією (5.31) та обмеженням (5.32) на загальну вартість системи для пошуку оптимальних значень параметрів, при яких завадостійкість буде найкращою при допустимих обмеженнях за вартістю.

Насамперед зауважимо, що можлива подвійна постановка задачі – мінімум вартості при обмеженнях на завадостійкість.

Розв'язання буде однаковим, якщо для обмеження другої задачі використовується максимум завадостійкості першої задачі.

Вартості  $C_i(X_i)$  ФЕ системи залежать не тільки від необхідних  $X_i$ , а також від інших критеріїв, наприклад надійності, довговічності, ваги і т. п. Тому  $C_i(X_i)$  повинні визначатися при можливо рівних умовах і однаковому призначенні блоків.

Як і будь-яку безперервну і гладку функцію, що має похідні багатьох порядків, її можна представити у вигляді ряду Тейлора в околі точки  $(X_{i0}, \dots, X_{j0})$ :

$$C(X_1, \dots, X_n) = C(X_{i0}, \dots, X_{j0}) + \sum_{i=1}^n C'_{i0} (X_i - X_{i0}) + \\ + \sum_{ij}^{n-1} C''_{i0} \frac{1}{2} (X_i - X_{i0})(X_j - X_{j0}) + \dots, \quad (5.32a)$$

$$\text{де } C'_{i0} = \frac{\partial C}{\partial X_i} \quad X_i = X_{i0}, \quad C''_{i0} = \frac{\partial^2 C}{\partial X_i \partial X_j} \quad X_i = X_{i0}, X_j = X_{j0}.$$

Коефіцієнти розкладання можна знайти методом найменших квадратів. Чим більше вибірових значень  $C_i(X_i)$  і краще їх групування навколо математичного очікування, тим менше невизначеності в об'єктивному законі залежності вартості від фазових параметрів.

**Якщо ЦСП багатofункціональні, тобто є «багатоборцями» і мають декілька показників з протиріччями (наприклад між завадостійкістю і функціональною надійністю або між іншими ТТВ), то ця проблема вирішується на рівні вибору тих ФЕ, де вона вперше зустрічається. У цьому прикладі ФЕ – багатоборець, і він звичайно більш вартісний, ніж ФЕ з однією вимогою. Тому для обробки вибирають: 1) більш високий за вартістю шар з таких ФЕ, де є потрібна надійність; 2) у задачу включається в якості ФЕ для резервування подвійний час наробітку на одну відмов і подвійна вартість, причому подвоєний ФЕ задача може вибрати автоматично; 3) можливі додаткові вимоги для ЦСП і ФЕ, наприклад підвищений динамічний діапазон першого підсилювача радіочастоти для посиленої**

чутливості приймача, коли підвищена плата іде за якість ЦСП;  
4) потребувати певного розподілу обов'язків цього ФЕ і розв'язувати залежності і задачі оптимізації окремо.

### **Контрольні питання**

1. Що таке глобальна оптимізація?
2. Які умовні задачі оптимізації пропонуються в розд. 5?
3. Що таке сепарабельне програмування?
4. Як вдається усунути недолік багатовимірності задач оптимізації?
5. Що таке метод множників Лагранжа?
6. Як зшиваються результати локальних задач?
7. Що таке цільова функція?
8. Які переваги викладеного методу оптимізації?
9. Які недоліки викладеного методу оптимізації?
10. Які переваги і недоліки методу Вульфа?

## **6. Методи глобальної оптимізації цифрових систем передачі**

Існує безліч стандартів, призначень і варіантів використання ЦСП в різних мережах [11]. Оскільки до переваг ЦСП можна додати також можливість контролю та управління мережами і системами, то існують відповідні службові канали для відповідної адаптації систем, у тому числі канали синхронізації, дія яких може бути залежною від загального інформаційного каналу. Ця залежність впливає безпосередньо на розподіл енергії каналів, якщо ці канали в одній загальній смузі частот радіосистем і є обмеження за піковою потужністю, або це розподіл енергії каналів кожного циклу загального сигналу за часом, за частотою і комбінований розподіл.

Можуть бути такі причини для обмеження пікової потужності: 1) спрощення передавача; 2) потреба позбутись нелінійних явищ при перевищенні потужностей динамічного діапазону; 3) надмірне завантаження акумулятора супутника-ретранслятора.

Якщо канали синхронізації і передачі інформації незалежні, то в розд. 5 показано, що все одно існує можливість покращення і оптимізації всієї системи шляхом знаходження допустимих систем, що задовольняють вимоги.

У підручнику зібрано всі необхідні інструменти для розрахунків за всіма типами **задач**, тобто стандартизованих модулів алгоритмів і програм, які повинні бути частинами глобальної оптимізації ЦСП.

### **6.1. Алгоритми глобальної оптимізації цифрових систем передачі**

У загальному випадку на прийняття рішення про символ коду в ЦСП і про безвідмовність системи впливають усі перелічені в розд. 2 заважальні фактори і параметри відмови в роботі: завада впливає на помилку в інформаційному каналі; похибка в каналі синхронізації впливає на зрив тактової синхронізації; на зрив циклової синхронізації, на зрив

надциклової синхронізації; на відмову функціональних елементів і взагалі на відмову ЦСП.

Далі у формулі представлений узагальнений показник ЦСП на будь-який склад негативних факторів, який відповідно оцінює якість ЦСП при їх впливі:

$$P_{BER} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - p_i), \quad (6.1)$$

де  $p_i$  – імовірність відмови системи за рахунок  $i$ -го фактора.

Вимоги до кожного з перелічених факторів досягають значення не більше  $10^{-3}$  для загального показника якості ЦСП. Це означає, що формулу (6.1) можна з високою точністю представити у спрощеному вигляді, якщо розкрити всі скобки і убрати за малістю добутки показників відмов.

Показники відмов за факторами – це по суті показники якості відповідних каналів або підсистем для боротьби з негативними факторами, такі, що чим вони менше, тим краще для системи.

Тоді

$$P_{BER} \approx \sum_{i=1}^5 p_i. \quad (6.2)$$

Якщо глобальний, тобто загальний, показник якості системи менше його допустимого значення (глобального показника)

$$P_{BER} \leq P_{don}, \quad (6.3)$$

то така система може працювати і її можна називати **допустимою**, за термінологією Л. С. Гуткіна [21].

Але це означає, що система неоптимальна по відношенню до показника економічності, тому що, напевне, має надлишкові якості за якимись факторами, які призводять до збільшення вартості системи.

Систему можна значно покращити з точки зору економічності, якщо вимогу (6.3) привести до наступної вимоги, тому що за надлишок якості треба платити:

$$\sum_{i=1}^5 p_i = P_{\text{дон}}. \quad (6.4)$$

При цьому видно, які саме фактори можна погіршити, але ще не можна оцінити, наскільки покращиться економічність всієї системи.

Очевидно, для цього і тут потрібні показники економічності ЦСП, ФЕ і каналів.

Тоді

$$\sum_{i=1}^5 C_i(p_i) \leq C_{\text{дон}}, \quad (6.5)$$

де  $C_i(p_i), C_{\text{дон}}$  – відповідно залежність вартості каналів від показника його якості і допустима вартість ЦСП.

Глобальна оптимальність ЦСП знайдеться в результаті розв'язання наступної залежності

$$\begin{aligned} \min C_{\text{дон}} &= \min \sum_{i=1}^5 C_i(p_i) \\ \sum_{i=1}^5 p_i &= P_{\text{дон}} \end{aligned} \quad (6.6)$$

Усі фактори взаємозалежні, крім безвідмовності роботи сильнострумових функціональних елементів (ФЕ), які беруть участь також у формуванні енергетичного потенціалу, тому задача допускає розпаралелювання задач за каналами, як викладено в задачах розд. 5. Проблема вибору ФЕ вирішується за відповідною статистикою їхньої вартості від показників завадостійкості і безвідмовності згідно з розд. 5.

$$\begin{aligned} \min \sum_{k=1}^{n_k} C_{ik}(p_i(X_k)) &= F_i(p_i) \\ p_i(\bar{X}_{ik}) &\leq P_{i\text{доо}} \end{aligned} \quad (6.7)$$

де  $P_{i\text{доо}}$  – допустиме значення ймовірності типів зриву за  $i$ -м фактором синхронізації.

Але на заключному етапі потрібне розв'язання глобальної задачі 7 для зшивання результатів:

$$\begin{aligned} \min C_{\text{don}} &= \min \sum_{i=1}^5 F_i(p_i) \\ \sum_{i=1}^5 p_i &\leq p_{\text{don}} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Функції оптимальності  $F_i(p_i)$  за одним з показників якості ЦСП або за негативним фактором  $p$ , якщо вони розв'язані за всім діапазоном  $C_{\text{idoo}}(p_u)$  асигнувань на них, являють собою криві обміну [21]. Як правило, це монотонні і, можливо, опуклі функції, отримані в цифровому вигляді в результаті розв'язання деякої множини задач шляхом згладжування результатів методом МНК.

Розв'язання задачі 7 аналогічне задачам 1-6.

Функція Лагранжа

$$L = \sum_{i=1}^5 F(p_i) + \lambda(p_{\text{don}} - \sum_{i=1}^5 p_i).$$

Похідні функції Лагранжа за кожною змінною

$$\frac{\partial L}{\partial p_i} = F_i'(p_i) - \lambda = 0.$$

Звідси після інтегрування одержимо

$$p_i = \frac{F_i(p_i)}{\lambda}. \quad (6.9)$$

Множник Лагранжа отримаємо, якщо підставимо результат виразу (6.9) в обмеження задачі (6.8):

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{p_{\text{don}}}{\sum_{i=1}^5 F_i(p_i)}.$$

Тоді розв'язанням задачі 7 є



$$P_{opt} = \frac{F_i(p_{i-1})P_{don}}{\sum_{i=1}^5 F_i(p_{i-1})}, \quad (6.10)$$

а розв'язком

$$C_{don} = \sum_{i=1}^5 F_i(p_{ioon}). \quad (6.11)$$

Урахування вартостей ФЕ і показників має додаткову можливість покращення системи і навіть оптимізацію допустимих систем за рахунок оптимальних змін типорозмірних параметрів ФЕ рекомендованим шляхом вибору.

## 6.2. Оптимізація ЦСП із службовими каналами

Під терміном «**службовий канал**» розуміються канали для синхронізації інформаційного каналу або для управління і адаптації головного інформаційного каналу або системи до негативних явищ.

Службові канали оптимізуються за умовним критерієм безвідмовності і-ї синхронізації або роботи ЦСП.

Такі системи зі службовими каналами частіше зустрічаються серед радіотехнічних систем. Відомі, наприклад, ЦСП для супутникових систем зв'язку, системи з широкосмуговими шумоподібними сигналами, когерентні системи зі службовим каналом фазової синхронізації, радіорелейні мережі. Взаємозалежність інформаційного і синхроканалів з'являється тоді, коли є потреба сумісної передачі сигналів цих каналів у суміщеній частині системи з наступним їх розподілом [95]. Ця потреба виникає тому, що є думка про раціоналізацію суміщених систем [95].

Взагалі можливі також окремі канали або системи, але це більше коштує, тому що для кожної окремої лінії потрібні свої передавальні та приймальні системи або засоби.

Для оптимізації ЦСП із службовими каналами можлива така **глобальна оптимізація, яка включає всі важливі показники та технічні параметри:**

1) задача 1 (2.28) – оптимізація розподілу енергії між каналами за частотою, за часом, або за ортогональністю сигналів;

2) задача 2 (5.4),(5.5) – оптимізація за умовним критерієм точності каналу синхронізації;

3) задача 3 (5.12), (5.13) – оптимізація за умовним критерієм точності групового еталону;

4) задача 4 (5.17) – зшивання задач 2 та 3 – оптимізація каналу синхронізації з умовним критерієм вартості;

5) задача 5 (5.20) – оптимізація інформаційного каналу за умовним критерієм завадостійкості;

6) задача 6 (5.23) або (5.24), (5.25) – оптимізація ЦСП за умовним критерієм функціональної надійності з використанням для статистики верхнього шару ФЕ з великою смугою;

7) задача 7 (6.8) – останній етап глобальної оптимізації ЦСП.

Усі етапи при лінійній формі функцій зразу дають результат, а при нелінійній формі – після ітерацій.

Таким чином, оптимізація відбувається з урахуванням показників завадостійкості, точності підсистем синхронізації, функціональної надійності ЦСП та ФЕ, вартості системи та ФЕ, специфічних параметрів ФЕ за їхнім призначенням у каналах.

Цю програму можна використовувати для будь-яких систем з адаптацією, а також для ЦСП без обмежень.

Якщо недостатньо точності за рис. 6.1, то узявши, наприклад, загальний енергетичний потенціал меншим на 50 (до  $q=206$ ), розширимо діапазон значень, наприклад,  $y_2 \approx 0,8$  на рис. 6.1, на якому зображена залежність завадостійкості ЦСП від оптимального розподілу енергії каналів.

Якщо в ЦСП нема обмежень за піковою потужністю як у синхронних кабельних систем, то розподіл енергетичного потенціалу можна брати таким самим, як і з наявним обмеженням, однак рівень сигналу в каналі синхронізації доцільно брати на 10 % більше, тому що цей канал синхронізації дешевше через вузьку смугу пропускання.

Для цих випадків мережі на основі ЦСП з розподіленими вузлами синхронізації потрібні додаткові розрахунки ліній зв'язку з вузлами підсилення та регенерації сигналу.

Якщо визначення оптимального розподілу енергії каналів за графіком або за формулою здійснюється з похибкою, то завжди можна дещо послабити вимоги, наприклад на загальний енергетичний потенціал – на рис. 6.1 точка В, де більш широкий діапазон розподілу.

При розрахунку плезіохронних систем за типом ІКМ-30 з резонансним методом виділення тактової частоти можна оцінити в першому наближенні відношення потужностей сигналу синхронізації до шуму за формулою

$$q_1 = \frac{P_1}{N_0 + P_2 / n},$$

де  $n = \frac{П_2}{П_1}$  – відношення смуг пропускання інформаційного і синхро- каналів.

Перевага плезіохронних ЦСП перед іншими в тому, що вони простіші в реалізації і не потребують окремих пілот-синхросигналів і їхнього розподілу по всій мережі. Тобто коли не потрібні які-небудь переваги, як в інших систем, то вони мають сенс зі своєю примусовою синхронізацією резонансним методом безпосередньо інформаційним сигналом. Тому плезіохронні ЦСП доцільні для простих мереж і задач, а також для з'єднання міжнародних, локальних і спеціалізованих мереж.

Для систем АТМ для розрахунків важливі також техніко-економічні дані про еталони різних класів і призначень, для транзитних вузлів і вузлів підсилення.

### **6.3. Швидкодія системи синхронізації у складі ЦСП**

Усі можливі канали ЦСП апаратно реалізуються за принципом сумісності для складового сигналу високочастотною частиною системи, а потім розподіляються по каналах за частотою, часом або ортогональністю при цифровому методі їх розподілу.

Але смуга кожного каналу, і синхронізації зокрема, вибирається відповідно до швидкості процесу, за яким ведеться спостереження. При цьому точність і час вимірювання розходження вхідного і вихідного сигналів визначається не тільки функцією передачі каналу, але і швидкістю вхідного процесу. Оцінимо час регулювання каналу синхронізації, який **не повинен перевищувати швидкість вхідного процесу.**

Це умова неспотворення регулювання, тобто умова незриву супроводження параметра синхронізації.

Процес регулювання залежить від вхідного сигналу та від передаточної функції каналу. Стандартним вхідним процесом може служити одинична функція включення.

Тоді умовою неспотворення вихідного сигналу може служити вираз

$$|\dot{Y}(t_p)| \geq |\dot{X}(t_p)|, \quad (6.12)$$

де  $t_p$  – найгірший випадок – інтервал часу регулювання;

$\dot{X}$  – максимальна швидкість задавального процесу;

$|\dot{X}(t_p)|$  – модуль похідної задавальної функції.

При цьому, як відомо, перехідна характеристика каналу  $K(p)$  знаходиться зворотним перетворенням Лапласа

$$Y(t_p) = \frac{1}{2\pi j} \int_{o-jwt}^{o+jwt} K(p) \frac{X_0}{p} \exp(pt) dp, \quad (6.13)$$

де  $K(p)$  – передаточна функція САК;

$\frac{X_0}{p}$  – перетворення Лапласу одиничної функції з амплітудою  $X_0$ ;

$X_0$  – значення вхідного сигналу з початку регулювання або в кінці часу його спостереження.

Для аперіодичної ланки передаточна функція

$$K(p) = \frac{1}{1 + pT}. \quad (6.14)$$

Перехідна функція аперіодичної ланки, визначається зворотним перетворенням Лапласа згідно з виразом (6.14):

$$h(t) = (1 - \exp(-\frac{t}{T})).$$

Тоді ця умова виглядає так:

$$\min \left| -\frac{X_0}{T} e^{-\frac{3T}{T}} \right| = \frac{X_0}{Te^3} \approx \frac{X_0}{3Te^2}. \quad (6.15)$$

У свою чергу

$$|\dot{Y}(t_p)| = \frac{X_0}{3Te^2} = \frac{X_0}{t_p e^2} \geq |\dot{X}(t_p)|.$$

Звідси

$$t_p \leq \frac{|X_0|}{|\dot{X}(t_p)|e^2}. \quad (6.16)$$

Вимірювання – це теж інерційний процес. Тому час спостереження, або вимірювання, також не повинен перебільшувати час регулювання, щоб він не впливав на стійкість системи синхронізації. Для цього потрібне виконання умови (6.16).

Час вимірювання на першому етапі забезпечується як смугою пропускання радіофільтра на вході частотного або фазового детектора, так і відповідною смугою пропускання відеопроцесу самого дискримінатора. Точність і еквівалентна смуга часо-імпульсного методу залежить від еталонного періоду підрахунку кількості імпульсів.

### Контрольні питання

1. Що таке допустима система?
2. Що є загального в алгоритмі задач?
3. Як впливає на ЦСП обмеження на пікову потужність радіосигналу?
4. Яку роль відіграє економічний показник в теорії систем?
5. Як впливає час вимірювання на стійкість системи синхронізації?

## ВИСНОВКИ

1. Алгоритми загальної оптимізації різних типів ЦСП за багатьма показниками якості складаються з сімох окремих задач як у задачах із сумісним передавальним сигналом з обмеженнями на енергетичний потенціал, так і без обмежень.

2. Виявлено суттєвий вплив обмежень на енергетичний потенціал на розподілення інформаційних і синхронізуючих каналів ЦСП, який необхідно враховувати.

3. Обґрунтовано, що оптимальним кодом для підвищення надійності роботи каналу синхронізації є манчестерський код. Запропоновано спосіб оптимального приймання манчестерського коду сигналу для каналу синхронізації.

4. Показано можливість урахування впливу джитера і вандера фази сигналу у задачі оптимізації завадостійкості ЦСП за рахунок оптимального розподілу енергії інформаційного каналу та каналу синхронізації.

5. Для синхронного каналу когерентних систем з затриманим зворотним зв'язком досліджено вплив фазового джитера сигналу на ФАПЧ. Вперше виявлено щільність розподілу ймовірності відносної енергії, дисперсію сигналу синхронного каналу і потрібна оптимальна точність ФАПЧ.

6. За умовними критеріями завадостійкості та надійності інформаційного та синхронізуючого каналів з урахуванням показників вартості ЦСП і ФЕ, а також швидкості передачі інформації, поставлено і розв'язано задачі оптимізації систем зв'язку, які є складовими глобальних задач оптимізації ЦСП.

7. Вперше запропоновано метод і спосіб побудови завадостійкого і оперативного цифрового фазового детектора, який компенсує вплив внутрішньосмугової завади каналу синхронізації.

8. Показано спосіб використання вартості в задачах оптимізації багатофункціональних ЦСП-«багатоборців», каналів і ФЕ.

## Бібліографічний список

1. Евсеенко, Г. Н. Цифровые системы передачи [Текст] : учеб. пособие / Г. Н. Евсеенко. — Ростов-на-Дону: РКСИ, 2005. — 100 с.
2. Емельянов, Г. А. Передача дискретной информации [Текст] : учеб. для вузов / Г. А. Емельянов, В. О. Шварцман. — М. : Радио и связь, 1982. — 240 с.
3. Передача дискретных сообщений [Текст] : учеб. 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.
4. Будылдина, Н. В. Основы передачи дискретных сообщений [Текст] : учеб. пособие для студ. очной и заочной форм обучения / Н. В. Будылдина. — Екатеринбург : УрТИСИ ГОУ ВПО «СибГУТИ», 2009. — 142 с.
5. Давыдкин, П. Н. Тактовая сетевая синхронизация [Текст] / П. Н. Давыдкин, М. Н. Колтунов, А. В. Рыжков; под ред. М. Н. Колтунова. — М. : Эко-Трендз, 2004. — 205 с.
6. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] : пер. с англ. / Б. Скляр. — 2-е изд., испр. — М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.
7. Слепов, Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи (ATM, PDH, SDH, SONET и WDM) [Текст] / Н. Н. Слепов. — М. : Радио и связь, 2000. — 430 с.
8. Сухман, С. М. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений [Текст] / С. М. Сухман, А. В. Бернов, Б. В. Шевкопляс. — М. : Эко-Трендз, 2003. — 272 с.
9. Беллами, Дж. Цифровая телефония [Текст] : пер. с англ. / под ред. А. Н. Берлина, Ю. Н. Чернышова. — М. : Эко-Трендз, 2004. — 640 с.
10. Левин, Л. С. Цифровые системы передачи информации [Текст] / Л. С. Левин, М. А. Плоткин. — М. : Радио и связь, 1982. — 216 с.
11. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології [Текст] / за ред. В. В. Поповського. — Харків : «Компанія Сміт», 2003. — 512 с.

12. Синхронизация телекоммуникационных сетей. Сообщение по применению 1264-1 Hewlett-Packard [Текст]. – К. : 1995. – 26 с.

13. Фокин, В. Г. Оптические системы передачи и транспортные сети [Текст] : учеб. пособие / В. Г. Фокин. – М. : Эко-Трендз, 2008. – 284 с.

14. Никитюк, Л. А. Телекоммуникационные технологии цифровых сетей [Текст] : учеб. пособие / Л. А. Никитюк; под ред. Н. В. Захарченко. – Одесса : Изд. УГАС им. А. С. Попова, 2000. – 64 с.

15. Крук, Б. И. Телекоммуникационные системы и сети [Текст] / Б. И. Крук, В. Н. Попантонопуло, В. П. Шувалов. – 3-е изд., испр. и доп. – М. : Горячая линия-Телеком, 2003. – Т. 1. – 647 с.

16. Кунегин, С. В. Системы передачи информации [Текст] : курс лекций / С. В. Кунегин. – М. : в/ч 33965, 1997. – 317 с.

17. Баркун, М. А. Цифровые системы синхронной коммутации [Текст] / М. А. Баркун, О. Р. Ходасевич. – М. : Эко-Трендз, 2001. – 190 с.

18. Слепов, Н. Н. Синхронные цифровые сети SDH [Текст] / Н. Н. Слепов. – М. : ЭКО-ТРЕНЗ, 1997. – 148 с.

19. ITU-T Recommendation G.812. Timing Requirements at the Outputs of Slave Clocks Suitable for Plesiochronous Operation of International Digital Links [Текст]. – К., 1988.

20. Хмелёв, К. Ф. Основы SDH [Текст] : монография / К. Ф. Хмелев. – К. : ИВЦ «Видавництво «Політехніка», 2003. – 584 с.

21. Гуткин, Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества [Текст] /Л. С. Гуткин. – М. : Сов. Радио, 1974. – 258 с.

22. Попов, Г. Н. Расчет и измерение качественных показателей транспортной сети [Текст] : учеб. пособие / Г. Н. Попов, О. П. Клеша. – Новосибирск : СибГУТИ, 2002. – 104 с.

23. Системи передавання цифрові. Норми на параметри основного цифрового каналу і цифрових трактів первинної мережі зв'язку України КНД 45-074-97 [Текст]. – К., 1997. – 12 с.

24. Бакланов, И. Г. Методы измерений в системах связи [Текст] / И. Г. Бакланов. – М. : «Эко-трендз», 1999. – 195 с.



25. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь [Текст] : пер. с англ. / под ред. В. В. Маркова. – М. : Связь, 1979. – 592 с.
26. Теория электрической связи [Текст] : учеб. для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров; под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 1999. – 432 с.
27. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами [Текст] /Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. — 384 с.
28. Альошин, Г. В. Оцінка якості інформаційно-вимірjuвальних систем [Текст] / Г. В. Альошин. – Харків : УкрДАЗТ, 2008. – 300 с.
29. Стратонович, Р. Л. Избранные вопросы теории флюктуаций в радиотехнике [Текст] / Р. Л. Стратонович. – М. : Сов. радио, 1961. – 558 с.
30. Прием и обработка информации. Курсовое проектирование устройств приема и обработки информации [Текст] : учеб. пособие / Д. А. Бакеев, А. А. Дуров, С. Г. Ильюшко [и др.]. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 151 с.
31. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст]: учеб. для вузов / И. С. Гоноровский. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.
32. Женко, Л. А. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте [Текст] : учеб. пособие / Л. А. Женко. – Самара : СамГАПС, 2005. – 106 с.
33. Теория электрической связи [Текст] : учеб. пособие / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов [и др.]; под общ. ред. К. К. Васильева. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 452 с.
34. Цифровой фазовый детектор [Текст] / Алешин Г. В. Урвачев В. И.; А.с. 464858 СССР, МПК (2013.01), H03D 3/00 , H01G 9/00; Опубл. 25.03.75, Бюл. № 11.
35. Линник, Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений [Текст] / Ю В. Линник. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 1958. – 336 с.
36. Брени, С. Синхронизация цифровых сетей связи [Текст] / С. Брени. – М. : Мир, 2003. – 444 с.
37. Ширман, Я. Д. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров [Текст] / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков. – Харьков, 1962. – 203 с.

38. Капланов, М. Р. Автоматическая подстройка частоты [Текст] / М. Р. Капланов, В. А. Левин. – М.-Л. : Госэнергоиздат, 1953. – 176 с.
39. Шагильдян, В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты [Текст] / В. В. Шагильдян, А. А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972. – 447 с.
40. Системы фазовой синхронизации [Текст] / В. Н. Акимов, Л. Н. Белюстина, В. Н. Белых [и др.]; под ред. В. В. Шагильдяна, Л. Н. Белюстиной. – М. : Радио и связь, 1982. – 288 с.
41. Система фазовой автоподстройки частоты [Текст] : метод. указания к лабораторным работам / сост. К. К. Васильев, С. В. Елягин. – Ульяновск : Ул ГТУ, 2001. – 15 с.
42. Липкин, И. А. Статистическая радиотехника. Теория информации и кодирования [Текст] / И. А. Липкин. – М. : «Вузовская книга», 2002. – 216 с.
43. Булатов, В. Н. Элементы и узлы информационно-управляющих систем (основы теории и синтеза) [Текст] : учеб. пособие / В. Н. Булатов. – Оренбург : ГОУ ВПО ОГУ, 2002. – 200 с.
44. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического регулирования [Текст] / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – 3-е изд., испр. – М. : «Наука», Главная редакция физико-математической литературы, 1975. – 768 с.
45. Ротков, Л. Ю. Современные сетевые технологии, технологии Интернет [Текст] / Л. Ю. Ротков. – Нижний Новгород, 2001. – 219 с.
46. Градштейн, И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений [Текст] / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. – М. : Физматгиз, 1963. – 1109 с.
47. Линдсей, В. Системы синхронизации в связи и управлении [Текст] : пер. с англ. / под ред. Ю. Н. Бакаева и М. В. Капранова. – М. : Сов. Радио, 1978. – 600 с.
48. Марченко, Ю. Н. Конспект лекций по курсу «Теории автоматического регулирования» [Текст] / Ю. Н. Марченко. – Новокузнецк, 2002. – 69 с.
49. Мейзда, Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений [Текст] : пер. с англ. / Ф. Мейзда. – М. : Мир, 1990. – 535 с.

50. Попов, Е. П. Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления [Текст] : учеб. пособие / Е. П. Попов. – 2-е изд., стер. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 256 с.

51. Попов, Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления [Текст] : учеб. пособие для вузов / Е. П. Попов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 304 с.

52. Фрадков, А. Л. Кибернетическая физика: принципы и примеры [Текст] / А. Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 2003. – 208 с.

53. Куо, Б. Теория и проектирование цифровых систем управления [Текст]: пер. с англ. /Б. Куо. – М. : Машиностроение, 1986. – 448 с.

54. Коновалов, Г. Ф. Радиоавтоматика [Текст] : учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Г. Ф. Коновалов. – М. : Высш. шк., 1990. – 355 с.

55. Теория автоматического управления [Текст] : учеб. для ТЗЗ вузов по спец. «Автоматика и телемеханика». В 2-х ч. Ч. I. Теория линейных систем автоматического управления / Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова [и др.]; под ред. А. А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высшая школа, 1986. – 367 с.

56. Наладка средств измерений и систем технологического контроля [Текст] : справ. пособие / А. С. Ключев, Л. М. Инн, Е. И. Коломиец, С. А. Ключев; под ред. А. С. Ключева. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 400 с.

57. Михайлов, В. С. Теория управления [Текст] / В. С. Михайлов. – К. : Выща школа, 1988. – 312 с.

58. Первачев, С. В. Радиоавтоматика [Текст] : учеб. для вузов / С. В. Первачев. – М. : Радио и связь, 1982. – 296 с.

59. Рыжков, А. В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи [Текст] / А. В. Рыжков, В. Н. Попов. – М. : Радио и связь, 1991. – 264 с.

60. Вагапов, В. Б. Автоматика радиоэлектронных систем [Текст] / В. Б. Вагапов. – К. : Выща шк., 1988. – 351 с.

61. Чаки, Ф. Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы [Текст] : пер с англ. /

В. В. Капитоненко, С. А. Анисимова; под ред. Н. С. Райбмана. – М. : Мир, 1975. – 422 с.

62. Алешин, Г. В. Оптимальное совмещение информационного и синхронизирующего каналов в системах связи [Текст] / Г. В. Алешин, А. И. Солонец // Сб. науч. трудов. Харьков : НАНУ, ХВУ, 1996. – С. 7-15.

63. Ларцева, Т. А. Анализ систем взаимной синхронизации цифровой сети связи, состоящей из трех узлов [Текст] / Т. А. Ларцева // Техника средств связи. – 1979. – № 2 (35).

64. Матюхин, А. Ю. Оптимальная обработка цифровых сигналов в условиях фазовых дрожаний [Текст] / А. Ю. Матюхин // ИНФОРМОСТ. Радиоэлектроника и телекоммуникации. – 2004. – № 5 (35).

65. Каляка, А. Синхронизация телекоммуникаций от Semtech, аппаратное обеспечение [Текст] / А. Каляка // Компоненты и технологии. – 2005. – № 7.

66. Слепов, Н. Н. Синхронизация цифровых сетей. Методы, терминология, аппаратура [Текст] / Н. Н. Слепов // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2002. – № 2.

67. Гайдаманчук, В. А. Особенности синхронизации сетей следующего поколения: новые проблемы и новые достижения [Текст] / В. А. Гайдаманчук, А. В. Савчук // Зв'язок. – 2006. – № 4.

68. Тихонов, В. И. Влияние шумов на работу схемы фазовой автоподстройки частоты [Текст] / В. И. Тихонов // Автоматика и телемеханика. – 1959. – № 9. – С. 1188-1196.

69. Тихонов, В. И. Работа фазовой схемы фазовой автоподстройки частоты при наличии шумов [Текст] / В. И. Тихонов // Автоматика и телемеханика. – 1960. – № 3. – С. 301-309.

70. Витерби, А. Исследование динамики систем фазовой автоподстройки частоты в присутствии шумов с помощью уравнения Фоккера-Планка [Текст] / А. Витерби // ТИИЭР. – 1963. – Т. 51, № 12. – С. 1704-1722.

71. Стратонович, Р. Л. Синхронизация автогенератора при наличии помех [Текст] / Р. Л. Стратонович // Радиотехника и электроника. – 1958. – Т. 3, № 4.

72. Капранов, М. В. Полоса захвата при фазовой подстройке частоты [Текст] / М. В. Капранов // Радиотехника. – 1956. – Т. 11, № 12. – С. 162.

73. Артым, А. Д. Применения фазовой автоподстройки частоты [Текст] / А. Д. Артым // Радиотехника. – 1958. – Т. 13, № 8. – С. 176.

74. Тузов, Г. И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах [Текст] / Г. И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1967. – 255 с.

75. Бойко, Д. А. Оптимизация энергетического потенциала цифровых систем с учетом влияния синхронизирующего канала [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків: УкрДАЗТ, 2010. – № 1. – С. 60-66.

76. Бойко, Д. А. Влияние уровней порога и помех на параметры джиттера в цифровых системах [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Зб. наук. праць УкрДАЗТ. – Харків : УкрДАЗТ, 2010. – Вип. 116. – С. 5-10.

77. Бойко, Д. А. Метод оптимального согласования параметров информационного и синхронизирующего каналов цифровых систем передачи по условному критерию минимальной ошибки передачи [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Вісник НТУ «ХП»: зб. наук. праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків : НТУ «ХП», 2011. – № 16. – С. 3-9.

78. Бойко, Д. О. Вплив похибки фазової синхронізації на якість ФАПЧ з синхронним детектором та схемою АРП [Текст] / Г. В. Альошин, Д. О. Бойко // Наука і техніка Повітряних Сил ЗСУ. – Харків: ХУПС, 2011. – № 2(6). – С. 3-9.

79. Бойко, Д. О. Вплив вандеру на завадостійкість системи передачі інформації [Текст] / Д. О. Бойко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків : УкрДАЗТ, 2011. - № 6. – С. 25-27.

80. Бойко, Д. А. Методы повышения эффективности подсистемы синхронизации в ЦСП [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті: тези доповідей 22-ї Міжнар. наук.-практ. конф. «Перспективні комп'ютерні, керуючі та телекомунікаційні

системи для залізничного транспорту України». – Харків : УкрДАЗТ, 2009. – № 4(77). – С. 42-43.

81. Бойко, Д. А. Метод підвищення помехоустойчивости цифрових систем передачі с разделенными інформаційним и синхронізуючим каналами на залізничному транспорті [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // «Сучасні проблеми та досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій»: тези доповідей 5-ї Міжнар. наук.-практ. конф. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2010. – С. 81.

82. Бойко, Д. А. Метод оптимизации распределения энергетического потенциала между разделенными інформаційним и синхронізуючим каналами [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті: тези доповідей 23-ї Міжнар. наук.-практ. конф. «Перспективні комп'ютерні, керуючі та телекомунікаційні системи для залізничного транспорту України». – Харків: УкрДАЗТ, 2010. – № 4(83). – С. 28-29.

83. Бойко, Д. А. Оценка влияния уровней порога и помех на статистические характеристики джиттера в цифровых системах передачі [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті: тези доповідей 24-ї Міжнар. наук.-практ. конф. «Перспективні комп'ютерні, керуючі та телекомунікаційні системи для залізничного транспорту України». – Харків : УкрДАЗТ, 2011. – № 5. – С. 130-131.

84. Бойко, Д. А. Оцінка впливу похибки фазової синхронізації на якість ФАПЧ [Текст] / Г. В. Альошин, Д. А. Бойко // Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку: зб. тез доповідей наук.-практ. конф. – Харків : АВВУ, 2011. – С. 25-27.

85. Бойко, Д. А. Влияние качества синхронизации на помехоустойчивость радиорелейных систем SDH [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: зб. тез доповідей 19-ї Міжнар. наук.-практ. конф. – Харків : НТУ «ХПІ», 2011. – С. 90.

86. Завадостійкий цифровий фазовий детектор [Текст]: пат. МПК (2013.01), H03D 3/00, H01G 9/00 / Алешин, Г. В. Приходько С. І., Індик С. В. – № 79773; Опубл. 25.04.2013, Бюл. № 8.

87. Слідкуючий завадостійкий цифровий фазовий детектор [Текст] : пат. МПК (2013.01), H03D 3/00, H01G 9/00 / Алешин Г. В., Приходько С. І., Індик С. В., Хамзе Білал. – № 87789; Опубл. 25.02.2014, Бюл. № 4.

88. Алешин, Г. В. Ефективність інформаційно-вимірювальних радіотехнічних систем [Текст] : підручник / Г. В. Алешин. – Харків : ХУПС, 2005. – 294 с.

89. Алешин, Г. В. Эффективность сложных радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин, Ю. А. Богданов. – К. : Наукова думка, 2009. – 200 с.

90. Альошин, Г. В. Основи систем автоматизованого проектування [Текст] / Г. В. Альошин, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків : УкрДАЗТ, 2012. – 64 с.

91. Основи наукових досліджень [Текст] / Г. В. Альошин, С. В. Лістровий, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків : УкрДАЗТ, 2012. – 340 с.

92. Алешин, Г. В. Эффективность радиотехнических устройств оценивания параметров сигнала [Текст] : учеб. пособие / Г. В. Алешин. – Харьков : МО Украины, 1992. – 104 с.

93. Алешин, Г. В. Основы построения оптимальных информационно-измерительных радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин. – Харьков : ХВУ, 1994. – 252 с.

94. Альошин, Г. В. Проблеми теорії телекомунікаційних систем та мереж [Текст] : підручник / Г. В. Альошин, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків : УкрДУЗТ, 2018. – 260 с.