

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки
Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Аналіз характеристик систем циклової синхронізації
стільникових мереж 5G
(тема)

Виконав:

студент 2 курсу, групи ІКІМ-22-1

Усатий Д.О.

(прізвище, ініціали)

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і повна назва спеціальності)

Тип програми: освітньо-професійна

(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма: Інфокомунікаційна інженерія

(повна назва освітньої програми)

Керівник: професор кафедри ІКІ ім.В.В.Поповського

Коляденко Ю.Ю.

(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту
Зав. кафедри

(підпис)

Лемешко О.В.

(прізвище, ініціали)

Харків 2024

Не містить відомостей заборонених до відкритого опублікування.

Студент _____  _____ Д.О. Усатий _____
(підпис) (ініціали, прізвище)

Керівник роботи _____  _____ Ю.Ю. Коляденко _____
(підпис) (ініціали, прізвище)

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського
(повна назва)
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і повна назва)
Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)
Освітня програма Інфокомунікаційна інженерія
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри _____
(підпис)

« _____ » _____ 2024 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

студент Усатий Денис Олегович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Аналіз характеристик систем циклової синхронізації стільникових мереж 5G

затверджена наказом по університету від «19» жовтня 2023 р. №1212 Ст.

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 25.01.2024 р.

3. Вихідні дані до роботи: протокол RTP (IEEE1588V2), транспортна мережа IP/MPLS, ємність накопичувача після виходу із синхронізму 2 ... 40; ємність накопичувача входу в синхронізм 2...6; інтервал проходження синхрогрупи – 0,25 мс; ймовірність спотворення одиночного символу груповому тракту $10^{-5} \dots 10^{-2}$.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:


1) Особливості побудови мереж синхронізації 5G

2) Аналіз систем синхронізації.

3) Аналіз характеристик систем циклової синхронізації з використання протоколу RTP

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслень, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації.

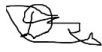
6. Консультанти розділів роботи

| Найменування розділу | Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові) | Позначка консультанта про виконання розділу | |
|----------------------|--|---|----------|
| | | (підпис) | (дата) |
| Основна частина | професор Коляденко Юлія Юріївна |  | 05.01.24 |

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № | Назва етапів роботи | Термін виконання етапів роботи | Примітка |
|---|---------------------------------|--------------------------------|----------|
| 1 | Отримання завдання | 01.08.23 | Виконано |
| 2 | Збір матеріалів для дослідження | 30.08.23 | Виконано |
| 3 | Розробка 1 розділу | 13.09.23 | Виконано |
| 4 | Розробка 2 розділу | 27.10.23 | Виконано |
| 5 | Розробка 3 розділу | 11.12.23 | Виконано |
| 6 | Оформлення атестаційної роботи | 04.01.24 | Виконано |

Дата видачі завдання 1 серпня 2023 р.

Студент  Усатий Д.О.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  професор Коляденко Ю.Ю.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 84 с, 45 рис., 2 табл., 28 джерел.

5G, ЦИФРОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ, ФАЗОВА (ЧАСТОТНА) СИНХРОНІЗАЦІЯ, ТАКТОВА (СИМВОЛЬНА) СИНХРОНІЗАЦІЯ, ДЖИТЕР І ВАНДЕР ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ, ЦИКЛОВА (КАДРОВА) СИНХРОНІЗАЦІЯ, АРХІТЕКТУРА МЕРЕЖІ

Об'єкт дослідження – процес синхронізації 5G у мережах нового покоління з використанням протоколу РТР (IEEE1588V2)

Предмет дослідження – моделі та методи синхронізації у мережах нового покоління з використанням протоколу РТР (IEEE1588V2).

Мета роботи – проведення аналізу характеристик синхронізації у мережах нового покоління з використанням протоколу РТР (IEEE1588V2)

Методи дослідження – методи теорії ймовірностей, методи аналізу, математичне моделювання.

В кваліфікаційній роботі було проаналізовані особливості побудови мереж синхронізації 5G для варіанта використання транспортної мережі FH/MH/VH, профілю зв'язку рек. G.8275.1 та технології SYNCE. Також було проведено аналіз систем синхронізації, а саме види синхронізації, їхня роль, місце й завдання у сучасних цифрових системах зв'язку. В завершені було проведено аналіз характеристик систем циклової синхронізації з використанням протоколу РТР. Проведені дослідження характеристик синхронізації дозволяють дати рекомендації щодо застосування протоколу РТР в конкретних практичних ситуаціях. Перспективи подальших досліджень можуть полягати в розробці синхронізуючих кодових слів.

ABSTRACT

The report contains: 84 p, 45 figures, 2 tables, 28 sources.

5G, DIGITAL SYNCHRONIZATION, PHASE (FREQUENCY) SYNCHRONIZATION, CLOCK (SYMBOL) SYNCHRONIZATION, JITTER AND WANDER OF DIGITAL SIGNALS, CYCLE (FRAME) SYNCHRONIZATION, NETWORK ARCHITECTURE

The object of research 5G synchronization process in new generation networks using the PTP protocol (IEEE1588V2).

The subject of research is models and methods of synchronization in new generation networks using the PTP (IEEE1588V2) protocol.

The purpose of the work is to analyze the characteristics of synchronization in new generation networks using the PTP protocol (IEEE1588V2)

Research methods – methods of probability theory, methods of analysis, mathematical modeling.

The qualification work analyzed the features of building 5G synchronization networks for the option of using the FH/MH/BH transport network, the communication profile of the rec. G.8275.1 and SYNCE technologies. An analysis of synchronization systems was also carried out, namely, types of synchronization, their role, place and tasks in modern digital communication systems. Finally, an analysis of the characteristics of cyclic synchronization systems using the PTP protocol was carried out. Conducted studies of synchronization characteristics allow to give recommendations on the application of the PTP protocol in specific practical situations. Prospects for further research may lie in the development of synchronizing code words.

ЗМІСТ

| | |
|---|----|
| Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів..... | 8 |
| ВСТУП..... | 9 |
| 1 Особливості побудови мереж синхронізації 5G..... | 11 |
| 1.1 Аналіз архітектури мережі синхронізації 5G для варіанта використання транспортної мережі fh/mh/bh та профілю зв'язку рек. G.8275.1..... | 11 |
| 1.2 Аналіз архітектура мережі синхронізації 5G для варіанта використання транспортної мережі FH/MH/ВН, профілю зв'язку рек. G.8275.1 та технології SYNCE..... | 14 |
| 1.3 Аналіз бюджету помилок та моніторинг мережі синхронізації 5G..... | 16 |
| 1.4 Аналіз методів вдосконалення нормативно-правової бази для впровадження мережі 5G..... | 20 |
| 2 Аналіз систем синхронізації..... | 22 |
| 2.1. Види синхронізації, їхня роль, місце й завдання у сучасних цифрових системах зв'язку..... | 22 |
| 2.2 Фазова (частотна) синхронізація..... | 27 |
| 2.3. Тактова (символьна) синхронізація..... | 36 |
| 2.4 Джитер і вандер цифрових сигналів..... | 58 |
| 2.5. Циклова (кадрова) синхронізація..... | 62 |
| 2.6. Мережева синхронізація цифрового зв'язку..... | 63 |
| 3 Аналіз характеристик систем циклової синхронізації з використання протоколу RTP..... | 66 |
| Висновки..... | 81 |
| Перелік джерел посилання..... | 83 |

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ,
ОДИНИЦЬ І ТЕРМІНІВ

ГНСС - Глобальна Навігаційна Супутникова Система
ГЛОНАСС - Глобальна Навігаційна Супутникова Система
МСЕ-Т - Міжнародна Спілка Електрозв'язку
Пер СС-передавач синхросигналу
ПЗМ СС - приймач синхросигналу
СЦС – система циклової синхронізації
ФСС - формувач синхросигналу
ЦСП – цифрова система передачі
ЦСС – цикловий синхросигнал
3GPP - 3rd Generation Partnership Project
5G RAN - 5G Radio Access Network
5G NR - 5G New Radio
EEC - Synchronous Ethernet Equipment Clock
FDD - Frequency-division Duplexing
GPS - Global Positioning System
IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers
PRTC - Centralized Primary Reference Timer
NTP - Network Time Protocol
PTP - Picture Transfer Protocol
SDH -Synchronous Digital Hierarchy
T-BC - Boundary Communication Timer
TDD - Time-Division Duplexing
T-GM - Telecommunications Grandmaster
T-TC - Transparent Communication Timer
UTC - Coordinated Universal Time

ВСТУП

Базові станції (БС) мережі п'ятого покоління із частотним поділом доступу (FDD) вимагають забезпечення частотної синхронізації [1], час як БС з часовим поділом доступу (TDD) необхідно підтримувати розширені функції, що вимагають ще й часової синхронізації. При розгортанні мережі 5G на території кожна базова станція gNB зазвичай оснащується системою синхронізації з використанням приймачів GPS/ГЛОНАСС глобальних навігаційних супутникових систем (ГНСС). Частоти та час можуть бути синхронізовані за допомогою сигналів GPS/ГЛОНАСС шляхом прив'язки до системи точного часу мережі ГНСС.

У разі збою сигналів синхронізації від приймачів GPS/ГЛОНАСС мережі ГНСС базові станції можуть забезпечити частотну синхронізацію через мережу синхронізації протоколу точного часу PTP (IEEE 1588 v2) [1] або технології синхронного Ethernet фізичного рівня SyncE (Synchronous Ethernet) [1] та тимчасову синхронізацію на основі протоколу точного часу PTP плюс технології SyncE. Стандарт синхронізації годин (тактових генераторів) протоколу точного часу PTP (IEEE 1588 v2) дозволяє синхронізувати весь системний годинник у мережі мобільного зв'язку із розподіленою структурою.

Всі сайти мережі радіодоступу 5G NR вимагають високоякісної синхронізації з централізованим первинним еталонним годинником (PRTC), тому всі елементи мережі 5G RAN мають бути синхронізовані один з одним. Первинні ці лонні тактові генератори (PRTC) генерують тактові імпульси, які можуть забезпечувати синхронізацію частоти, часу і фази для інших тактових імпульсів у мережі 5G RAN, надаючи опорні сигнали синхронізації головному керуючому генератору телекомунікаційної мережі (T-GM). У рекомендаціях MCE-T G.8300 та G.8275 [1] показано, що генератори PRTC інтегровані з телекомунікаційним грандмайстром (T-GM) і зазвичай розташовані у мережі агрегації та опорної мережі (5G Core). Їх синхронізуючий вплив можна простежити до універсального глобального стандарту часу (UTC), одержуваного від ДПСС.

Рекомендація MCE-T G.8272 [2] визначає вимоги до точності для первинних еталонних годинників PRTC та T-GM, придатних для тимчасової, фазової та частотної синхронізації в мережах з передачею пакетів, в ній також визначена помилка, припусти травня у вихідному значенні часу PRTC.

Граничний годинник зв'язку (T-BC) є граничний тактовий генератор із вбудованим клієнтом годинника протоколу точного часу RTP (IEEE 1588 v2) та провідним пристроєм протоколу RTP, підключений до локального годинника. Протокол RTP забезпечує синхронізацію фази та часу, необхідних для синхронізації системного годинника. RTP базується на технології пакетної передачі даних, яка дозволяє оператору надавати послуги синхронізації у транспортних мережах мобільного зв'язку із пакетною передачею даних.

Прозорий годинник зв'язку (T-TC) – це прозорий тактовий генератор (прозорий годинник протоколу RTP) з додатковими вимогами до продуктивності мережі синхронізації.

Ведений генератор сигналів синхронізації (T-TSC) є звичайними підлеглими годинник протоколу точного часу RTP, що має тільки ведений порт (тобто вони не можуть бути ведучими) з додатковими вимогами до продуктивності, визначеними в Рекомендації MCE-T G.8273.2 [2]. Згідно з Технічною специфікацією TS 23.501 мережа 5G може працювати як ретранслятор сигналів синхронізації протоколу RTP з використанням граничного годинника T-BC або прозорого годинника T-TC для сесій типу PDU Ethernet та IP. Мережа синхронізації 5G та її система управління можуть входити у систему управління експлуатацією мережі та бути автономними. Оскільки архітектура мережі синхронізації 5G поки не підлягає стандартизації і є вендерозалежною, то вимоги щодо її побудови можуть бути задані тільки до еталонної архітектури системи синхронізації сигналів та основних виконуваних функцій.

1 ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ МЕРЕЖ СИХРОНІЗАЦІЇ 5G

1.1 Аналіз архітектури мережі синхронізації 5G для варіанта використання транспортної мережі fh/mh/bh та профілю зв'язку рек. G.8275.1

У цьому варіанті побудови архітектури мережі синхронізації 5G використовуються телекомунікаційні годинники, що реалізують профіль зв'язку, визначений у Рекомендації МСЕ-T G.8275.1 [3] для забезпечення тимчасової та фазової синхронізації по всьому розподіленому ланцюжку мережі зв'язку. Частотна синхронізація відбувається у часі.

Профіль зв'язку G.8275.1 побудований на основі протоколу точного часу RTP для фазової/часової синхронізації з повною підтримкою по синхронізації від мережі 5G. Оскільки мережа синхронізації 5G побудована з елементів (телекомунікаційного годинника) з розподілом тимчасових помилок, то ця архітектура гарантує доставку частотної, тимчасової та фазової синхронізації для малих і великих сот, які реалізують такі технології обробки сигналів у мережі 5G, як eICIC, CoMP [3], та забезпечують розгортання мережі 5G у режимі TDD, як найбільш критичному до точності синхронізації.

Транспортна мережа 5G може бути збудована як централізована мережа C-RAN (Centralized RAN). У цьому випадку вона складається з базових станцій gNB з розподіленою архітектурою по мережі радіодоступу 5G NR, як показано на малюнок 1. БС gNB включають радіомодулі gNB-RU, розподілені модулі gNB-DU та централізовані модулі gNB-CU, об'єднані транспортною мережею із відповідними ділянками Fronthaul, Midhaul та Backhaul. Архітектура базових станцій реалізує варіанти (опції) побудови, визначені Технічними специфікаціями 3GPP [3].

Як видно з рисунку 1.1, розглянута архітектура мережі 5G має розподілені сегменти транспортної мережі передачі даних Fronthaul (FH), Midhaul (MH) та Backhaul (BH), а центральні модулі gNB-CU розміщуються на рівні мережі преагрегації та агрегації даних, або в центрі обробки даних (ЦОД) відповідно до концепції Cloud RAN.

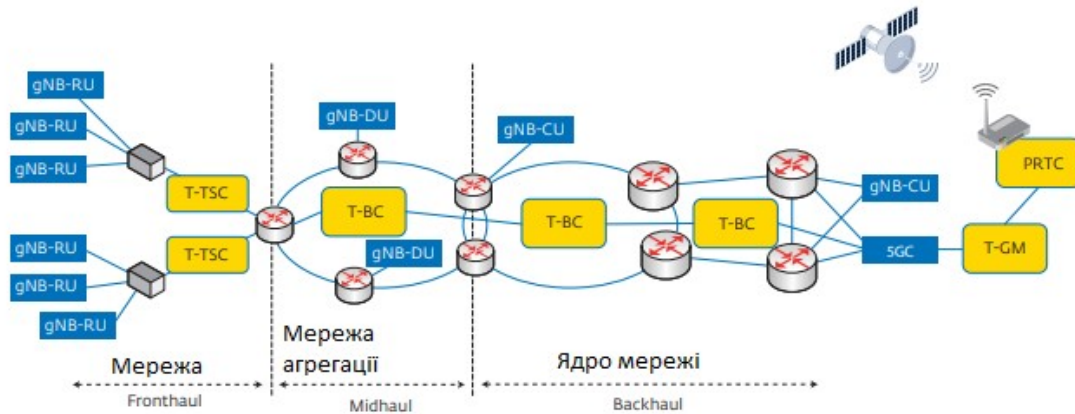


Рисунок 1.1 – Архітектура мережі синхронізації при централізованій архітектурі мережі радіодоступу 5G C-RAN

Сегмент Fronthaul транспортної мережі 5G представляє домени, орієнтовані на використання інтерфейсів eCPRI/Ethernet, в яких комутатори Ethernet повинні підтримувати необхідні стандарти синхронізації та відповідати вимогам до граничного годинника T-BC класу C для підтримки як абсолютних, так і відносних бюджетів фазових помилок, заданих MCE-T.

Сегменти транспортної мережі Midhaul та Backhaul являють собою IP-орієнтовані домени, у яких будь-які IP-маршрутизатори повинні підтримувати необхідні стандарти синхронізації та відповідати вимогам до класу B граничного годинника T-BC (G.8273.2). Клас B призначений для довгих ланцюжків граничних годинників T-B (до 20 T-BC) та забезпечує вимоги точності синхронізації $\pm 1,5$ мкс.

На рисунку 1.2 показано архітектура мережі синхронізації при децентралізованій архітектурі D-RAN мережі радіодоступу 5G [4].

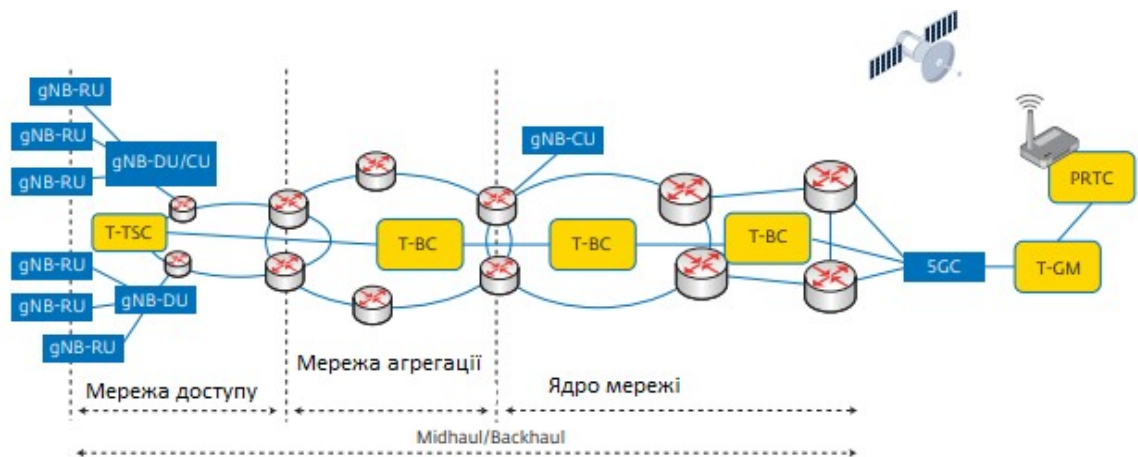


Рисунок 1.2 – Архітектура мережі синхронізації при децентралізованій архітектурі D-RAN мережі радіодоступу 5G

На рис. 1.3 представлена архітектура мережі синхронізації сигналів [4] при централізованій архітектурі C-RAN мережі радіодоступу 5G з підтримкою SyncE.

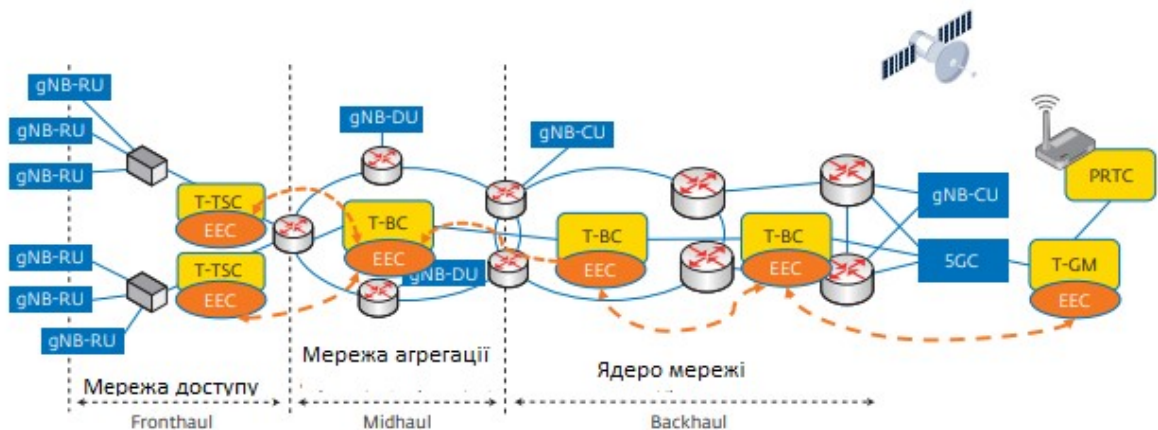


Рисунок 1.3 – Архітектура мережі синхронізації сигналів при централізованій архітектурі C-RAN мережі радіодоступу 5G з підтримкою SyncE

В ідеалі IP-маршрутизатори повинні підтримувати клас С, щоб забезпечити мережі синхронізації типу С з великим значенням бюджету постійної помилки сTE для підтримки каналів, що з'єднують граничний годинник T-BC в мережі 5G. Клас С призначений для використання довгих ланцюжків граничних годинників T-BC (до 20 T-BC), щоб забезпечувати вимоги точності синхронізації ± 130 нс.

Інший вид мережі радіодоступу – децентралізована D-RAN (Decentralized RAN) – передбачає децентралізоване розміщення обладнання базових станцій (див. рис.2). Така мережа має суміщену транспортну мережу передачі даних Midhaul/Backhaul. Розподілені модулі базової станції gNB-DU розміщуються на рівні мережі доступу, централізовані модулі gNB-CU – як на рівні мережі доступу у вигляді суміщених модулів gNB-DU/CU, так і на межі мережі агрегації та ядра мережі.

Використання профілю зв'язку G.8275.1 для кожного елемента в ланцюжку синхронізації забезпечує гарантії того, що тимчасова помилка для кожної ланки буде в межах максимальної абсолютної тимчасової помилки ($\max |TE|$). Оператор мережі 5G може гнучко розгортати одні або кілька граничного годинника T-BC мережі синхронізації між грандмайстром T-GM і веденим годинником T-TSC на основі протоколу PTP [4].

1.2 Аналіз архітектура мережі синхронізації 5G для варіанта використання транспортної мережі FH/MH/BN, профілю зв'язку рек. G.8275.1 та технології SYNCE

На додаток до вимог, що пред'являються архітектурою "G.8275.1 + FH/MH/BN", кожен мережевий елемент мережі синхронізації 5G може реалізовувати технологію синхронного Ethernet у вигляді обладнання синхронного годинника EEC (Synchronous Ethernet Equipment Clock) по мережі 5G з централізованою ванною -RAN) мережі радіодоступу 5G NR (рис. 1.3) [5].

Архітектура мережі синхронізації на основі технології SyncE в мінімальному варіанті вимагає заміни карти Ethernet внутрішнього годинника на контур фазового автопідстроювання частоти, щоб забезпечувати фізичний рівень (PHY) Ethernet. Хоча обладнання синхронного годинника SyncE може поліпшити продуктивність мережі синхронізації сигналів 5G, варто відзначити, що, оскільки цей годинник вимагає підтримки спеціалізованого обладнання Ethernet, то використання обладнання синхронного годинника SyncE вимагатиме від оператора зв'язку заміни існуючого обладнання Ethernet у всьому ланцюжку синхронізації.

Приклад побудови мережі синхронізації сигналів 5G при децентралізованій архітектурі (D-RAN) мережі радіодоступу 5G з використанням обладнання синхронного годинника SyncE (профіль G.8275.1) (рис. 1.4) [5].

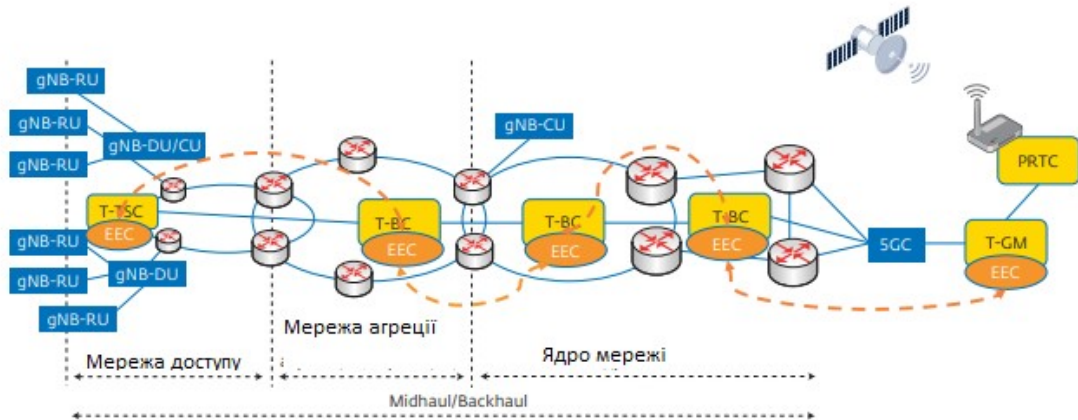


Рисунок 1.4 – Побудова мережі синхронізації сигналів при децентралізованій мережі радіодоступу 5G D-RAN

При ідеальному сценарії планування розгортання мережі синхронізації сигналів, який вимагає повної підтримки синхронізації зі сторони мережі 5G і при якому все мережеве обладнання 5G повинно брати участь у підтримці протоколу синхронізації PTP і реалізовувати телекомунікаційний профіль MCE-T G32. T-BC, сумісні з вимогами рекомендації MCE-T G.8273.2 [5].

Однак заміна та оновлення кожного мережевого вузла транспортної мережі 5G відповідно до специфікацій G.8275.1 може стати справою дорогою, а доступність обладнання мережі 5G - проблемною.

Реалізація синхронізації з використанням технології SyncE та обладнання EEC на кожному вузлі мережі 5G покращить стабільність частоти та продуктивність утримання. Однак вимога даної технології вимагає від оператора заміни всього існуючого обладнання Ethernet на аналоги з підтримкою обладнання синхронних годинників EEC у всьому ланцюжку синхронізації. Логічно припустити, що останнього оператор хотів би уникнути насамперед, використовуючи опції G.8275.2 [10], а не G.8275.1.

1.3 Аналіз бюджету помилок та моніторинг мережі синхронізації 5G

Вимоги до частотної, тимчасової та фазової синхронізації, встановлені Партнерським проектом 3GPP [1, 6] та MCE-T для різних режимів роботи мережі 5G, наведені в табл. 1.1.

Аналіз табл. 1.1 показує, що з реалізації цих вимог у мережах 5G операторам необхідно ретельно спроектувати мережу синхронізації, щоб розподілити загальний максимальний баланс абсолютних тимчасових помилок за кожним мережним елементом 5G. Виробимо вибіркового аналізу бюджету помилок часу для ланцюжка розподілу часу, щоб показати, що потрібно зробити оператору для розгортання технології 5G TDD.

Бюджет помилок часу, що використовується в архітектурі мережі синхронізації, визначеної у Рекомендації MCE-T G.8271.1 [6], відноситься до класу 4 MCE-T G.8271.1 [8]. Тому вимоги до помилок часу/фази в ланцюжку від первинного еталонного годинника (PRTC) до базової станції gNB становить 1,5 мкс (рис. 3.2).

Рекомендація MCE-T G.8271.1 визначає кілька еталонних моделей (HRM) для забезпечення фазової синхронізації, які використовують або більш короткий ланцюжок граничного годинника T-BC, або більш довгий ланцюжок обладнання T-BC, як показано на рис.3.1 [9].

З табл.1.1 видно, що з роботи мережі 5G режимі TDD потрібна затримка менше 3 мкс для фазової синхронізації між сусідніми базовими станціями eNB із радіусом обслуговування ≤ 500 м. Крім того, MCE-T для кожного типу годинника була визначено максимальну абсолютну помилку часу ($|TE|$):

- для первинного еталонного годинника PRTC помилка тимчасової синхронізації повинна становити $|TE| \leq 100$ нс. Ця вимога використовується також у разі комбінованої функції первинного еталонного годинника PRTC та обладнання грандмайстра T-GM;
- для граничного годинника T-BC класу А постійна помилка тимчасової синхронізації має бути $|cTE| \leq 50$ нс;
- для управляючих годинників T-TSC класу А постійна помилка тимчасової синхронізації має бути $|cTE| \leq 50$ нс.

Таблиця 1.1 – Вимоги до часової синхронізації у мережі 5G

| Режими роботи та технології | Частотна синхронізація | Фазова синхронізація | Джерело |
|---|---|--|----------------|
| 5G FDD | ± 50 ppb | Відсутнє | 3GPP TS 38.104 |
| 5G FDD | ± 50 ppb (широка зона охоплення) ± 100 ppb (локальна зона охоплення) ± 250 ppb (домашня зона охоплення) | 10 мкс (широка зона: радіус стільники > 3 км) 3 мкс (обмежена зона: радіус стільника < 3 км) 1,33 мкс + Trp (домашня gNB: радіус > 500 м) 3 мкс (домашня gNB: радіус < 500 м) | 3GPP TS 38.104 |
| CoMP | Відсутнє | $\pm 1,5$ мкс | |
| eICIC | Відсутнє | $\pm 1,5 / 5$ мкс | |
| eMBMS/MBSFN | Відсутнє | ± 10 мкс | |
| ppb – parts per billion (частин на млрд); CoMP – технологія скоординованої багатоточкової передачі сигналів; eICIC – технологія покращеної міжсотової координації перешкод; eMBMS/MBSFN – покращені послуги ширококомовлення/багатоадресна ширококомовна одночастотна мережа | | | |

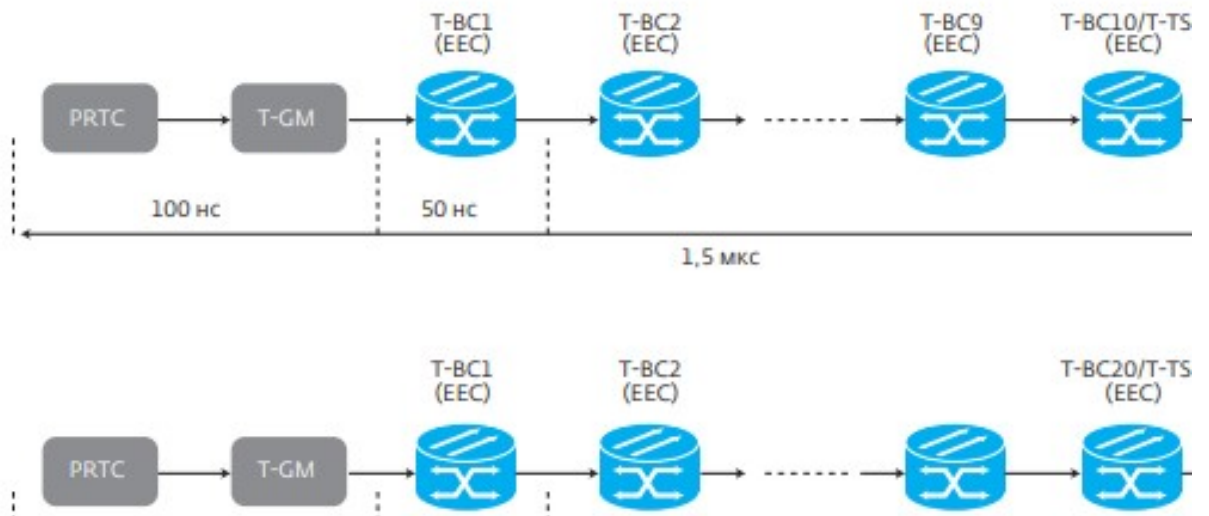


Рисунок 1.5 – Архітектура мережі синхронізації для короткого та довгого ланцюжків граничних годинників T-BC

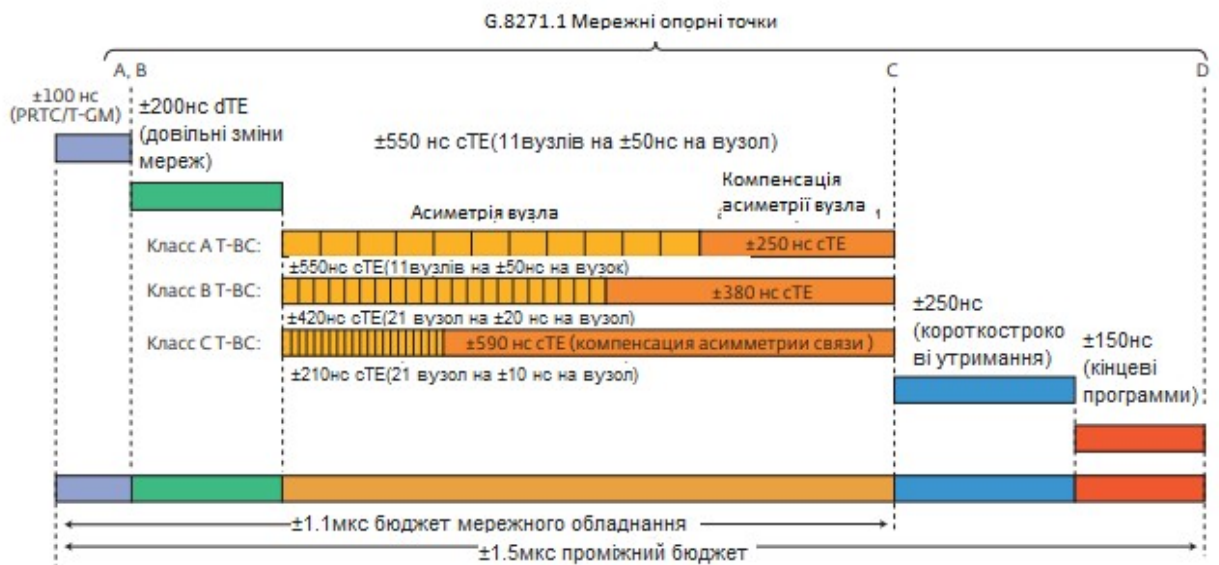


Рисунок 1.6 – Бюджети помилок та класи граничного годинника T-BC

Крім того, бюджет тимчасової помилки синхронізації 250 нс передбачається для утримання для всього розподіленого ланцюжка межових годин T-BC і 200 нс – для бюджету динамічної тимчасової помилки.

Сумарна помилка тимчасової синхронізації виникає в розподіленому ланцюжку обладнання мережі синхронізації сигналів і має становити, згідно [11-12], менше:

$$|TEPRTC| + NT-BC \times |TET-BC| + |TET-TSC| + dTE' + TENO \leq 1500 \text{ нс},$$

де TEPRTC – помилка тимчасової синхронізації для первинного еталонного годинника PRTC;

NT-BC – число граничних годинників T-BC у ланцюжку обладнання T-BC;

TET-BC – помилка тимчасової синхронізації для граничного годинника T-BC;

TET-TSC – помилка тимчасової синхронізації для веденого годинника T-TSC;

dTE' – відфільтрована динамічна помилка тимчасової синхронізації;

TENO – помилка утримання тимчасової синхронізації.

Детальний опис постійної, динамічної тимчасової помилки та фільтрації тимчасових помилок помилок викладено у Рекомендаціях MCE-T [4, 10, 11].

З аналізу рис.6 видно, що з мереж 5G з тимчасовим поділом доступу (TDD) максимальна помилка тимчасової синхронізації не повинна перевищувати 1,5 мкс для забезпечення сумісності роботи. Максимальна абсолютна помилка тимчасової синхронізації ($\text{Max}|TE|$) може поділятися на менші бюджети помилку для різних сегментів мережі 5G, як показано на рис.5 для мережі з ланцюжком з 10 межових годин T-BC [10].

Одним із найбільш точних джерел часу є сигнали PPS (pulse-per-second, "імпульс в секунду"), одержувані від приймача GPS/ГЛОНАСС глобальної навігаційної супутникової системи. Залежно від сигналу ДПС якості приймача GPS/ГЛОНАСС можлива точність тимчасової синхронізації до 30-100 нс.

При забезпеченні моніторингу мережі синхронізації 5G спеціальні приймачі системи моніторингу можуть декодувати як сигнали 5G, так і сигнали ГНСС, оцінювати час прибуття послідовності сигналів 5G і обчислюють його зсув від імпульсу PPS. Це забезпечує надзвичайно точні та надійні дані про час прибуття після тривалості сигналів 5G. Мережі радіодоступу 5G вимагають надточної

фазової синхронізації сигналів PPS, але це досить складне завдання для мегаполісів з висотними будинками та великим рівнем перешкод. У звіті СЕРТ ЕСС 296 [12] рекомендується використовувати системи моніторингу синхронізації для мереж 5G.

Для вирішення зазначених проблем операторам мереж 5G необхідно використовувати систему моніторингу та реєстрації параметрів точності синхронізації, що дозволяє аналізувати причини відсутності необхідної точності синхронізації в мережі 5G та своєчасно виконувати перехід на резервні джерела синхронізації на основі технології SyncE та протоколу точного часу PTP.

1.4 Аналіз методів вдосконалення нормативно-правової бази для впровадження мереж синхронізації 5G.

Відсутність в Україні достатнього набору нормативно-правових актів (НПА), що регулюють вимоги до побудови та функціонування мережі синхронізації 5G, а також стандартизації останніх 3GPP створюють можливість зниження якості синхронізації як у мережі радіодоступу (5G NR), так і в опорній мережі (5G Core), що може вплинути на:

- забезпечення цілісності та стійкого функціонування мережі 5G у складі мережі електрозв'язку України, в яку мережа, що розглядається, входить як підсистема мобільного зв'язку;
- надання послуг 5G, критичних до затримки класу GBR [10], та послуг із пропуску трафіку в мережі 5G;
- функціонування систем управління та моніторингу мережі 5G;
- облік обсягів наданих послуг зв'язку та послуг з пропуску трафіку;
- використання доступного радіочастотного ресурсу.

Зазначені вище недоліки вимагатимуть перегляду діючих та підготовки низки нових НПА в галузі мереж синхронізації 5G, серед яких:

- Правила побудови системи синхронізації сигналів у мережі зв'язку загального користування України, побудованої з використанням технології комутації пакетів та мереж рухомого зв'язку п'ятого покоління (5G);

- Правила застосування обладнання системи синхронізації сигналів у мережі зв'язку загального користування України, побудованої з використанням технології комутації пакетів у мережах під вижним зв'язком п'ятого покоління (5G);
- Правила проведення аудиту та експлуатації обладнання системи синхронізації сигналів у мережі зв'язку загального користування України, побудованої з використанням технології комутації пакетів у мережах рухомого радіотелефонного зв'язку п'ятого покоління (5G).

2 АНАЛІЗ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ

Усі системи цифрового зв'язку вимагають синхронізації сигналів, яка полягає у встановленні й підтримці точної часової відповідності сформованих у передавальній частині й прийнятих у приймальній частині сигналів. У цьому розділі розглянуті основи синхронізації різних рівнів у цифровому зв'язку. Надано характеристику різних видів синхронізації, їхнє місце, роль і значення на різних етапах обробки сигналів у системах цифрового зв'язку. Істотну увагу приділено розгляду фазової (частотної) і тактової (символьної) синхронізації й аналізу схем фазового автопідлагоджування частоти (ФАПЧ). Розглянуто також часову (кадрову, циклову) синхронізацію приймача, методи її досягнення й підтримки. Завершується розділ стислою характеристикою мережевої синхронізації цифрових систем зв'язку [13].

2.1. Види синхронізації, їхня роль, місце й завдання у сучасних цифрових системах зв'язку

Синхронізація у багатоканальному цифровому зв'язку пов'язана із завданнями демодуляції, декодування повідомлень, а також з комутацією й розподілу інформації споживачам. Для функціонування цифрової мережі зв'язку необхідно забезпечити доставку синхроінформації еталонного джерела синхронізації до всіх пристроїв мережі. При цьому інформацію щодо синхропараметрів сигналу отримують за допомогою пристрою синхронізації із прийнятих коливань або ж вона надходить окремим каналом синхронізації [13].

У технології сучасного цифрового зв'язку існує три основних поняття синхронізації: фазова, тактова (символьна) і часова (циклова, кадрова).

Фазова синхронізація приймального пристрою здійснюється у випадку, коли момент надходження радіосигналу необхідно знати з точністю до фази високочастотного заповнення. Наприклад, при когерентній фазовій демодуляції передбачається, що приймач генерує опорні сигнали, фаза яких ідентична фазі елементів сигнального алфавіту передавача. Далі у процесі прийняття рішення

щодо значення кожного прийнятого символу (тобто для визначення, чи є символом 1 або 0) опорні сигнали рівняються із прийнятими (рис. 2.1) [14].

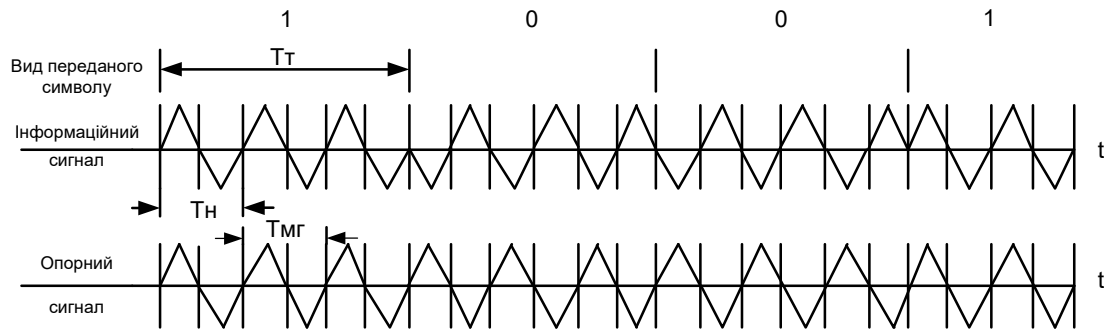


Рисунок 2.1 – Принцип когерентної фазової демодуляції сигналів

Отже, для когерентного прийому сигналів, модульованих за фазою, необхідно визначити фазу несучого коливання. Чим стабільніша частота несучого коливання $f_n = 1/T_n$ інформаційного сигналу й сигналу синхронізації місцевого генератора $f_{m.g} = 1/T_{m.g}$ і чим точніше вдається встановити рівність цих частот, тим точніше розпізнавати, у якому тактовому інтервалі передається символ 1, а в якому 0.

Тактова (символьна) синхронізація, або синхронізація тактової частоти, визначає частоту повторення сигналу або його елементів, тобто визначає моменти часу, де починається приймальний символ і де він закінчується. Ця інформація необхідна, щоб знати відповідний інтервал інтегрування енергії перед прийняттям рішення щодо значення символу. Очевидно, якщо приймач інтегрує по інтервалу, що відрізняється від тривалості символу (такту), здатність до прийняття точного рішення знижуватиметься. При генерації опорних сигналів приймач має бути синхронізований із частотою проходження символів. Можна бачити, що символну (тактову) і фазову синхронізації поєднує те, що обидві включають генерацію в приймачі копії переданого сигналу. Для фазової синхронізації це буде точна копія несучої частоти інформаційного радіосигналу. Для тактової — це меандр, період якого погоджений зі швидкістю передачі символу [14].

Таке узгодження забезпечується відповідно фазовою й тактовою синхронізацією й полягає у фазовому автопідлагоджуванні частоти гетеродина приймача. У результаті фазової синхронізації гетеродин приймача

синхронізується за частотою й фазою із прийнятим радіосигналом. Оскільки на один період передачі символу зазвичай припадає дуже велика кількість періодів несучої частоти, то тактова синхронізація — це другий рівень синхронізації, що значно грубіше фазової синхронізації й зазвичай виконується за допомогою іншої схеми фазового автопідлагоджування частоти, відмінної від використовуваної при фазовій синхронізації.

У багатоканальних системах цифрового зв'язку потрібний ще вищий рівень синхронізації, яка називається цикловою (кадровою) синхронізацією. Циклова (кадрова) синхронізація потрібна, коли інформація поставляється блоками або повідомленнями, що містять фіксовану кількість символів. Це відбувається, наприклад, під час використання блокового коду для реалізації схеми прямого захисту від помилок або якщо канал зв'язку має часовий поділ і використовується декількома користувачами (технологія TDMA). При блоковому декодуванні повідомлень необхідно знати розташування границь між кодовими словами. Під час використання каналу з часовими поділами слід знати розташування границь між користувачами каналу, що необхідно для правильного розподілу інформації. Згідно з тактовою (символьною) синхронізацією, циклова (кадрова) синхронізація рівнозначна можливості генерації меандру на швидкості передачі кадрів з нульовими переходами, що збігаються з переходами від одного циклу (кадру) до іншого [14].

Більшість систем цифрового зв'язку, що використовують когерентну модуляцію, вимагають усі три рівні синхронізації: фазова, тактова (символьна) і циклова (кадрова). Системи цифрового зв'язку з некогерентною модуляцією зазвичай вимагають тільки тактової (символьної) і циклової (кадрової) синхронізації, оскільки модуляція є некогерентною, точної синхронізації фази не потрібно. Крім того, некогерентним системам необхідна частотна синхронізація. Частотна синхронізація відрізняється від фазової тим, що копія несучого коливання, яке генерується приймачем, може мати довільні зсуву фази від прийнятої несучої.

Мережева синхронізація є одним з видів синхронізації, необхідної для підтримки безперервності передачі інформації в цифровій мережі, що містить різні системи передачі й комутації, які розташовані в різних місцях мережі

зв'язку. Найбільш загальною є система тактової мережевої синхронізації (ТМС). У цьому випадку система ТМС забезпечує когерентність коливань генераторів тактової частоти (ГТЧ) на безлічі вузлів цифрової мережі зв'язку. Система ТМС є сукупністю ведучих і ведених генераторів і каналів синхронізації, які створюють мережу тактової синхронізації [14].

Існує три різновиди систем ТСС [1]:

- від головного генератора або система виду «ведучий — ведений»;
- система взаємної синхронізації генераторів;
- плезіохронна система синхронізації.

У системі синхронізації «від головного генератора» (рис. 2.2) як ведучий генератор використовується первинний еталонний генератор (ПЕГ) з високою стабільністю частоти.

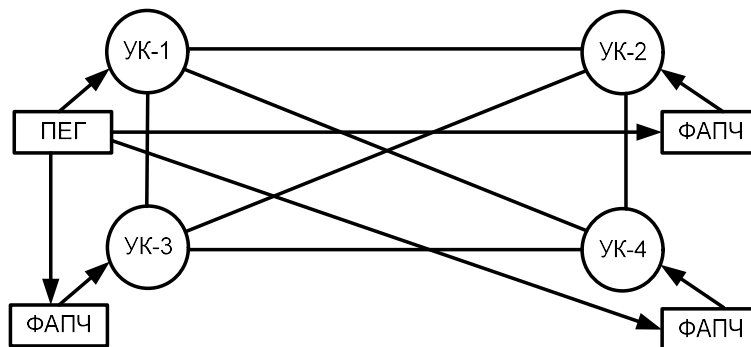


Рисунок 2.2 – Структурна схема тактової мережевої синхронізації виду «ведучий — ведений»

Ведені генератори (вторинні) реалізовані у вигляді фазових автопідлагоджувачів частоти (ФАПЧ). ПЕГ «веде» генератори фазових автопідлагоджувачів частоти з точністю до фази, так, що середня частотне розлагоджування генераторів ФАПЧ усувається повністю. З виходів ФАПЧ синхронізовані коливання надходять у генераторне обладнання вузлів комутації, цифрової системи передачі (ЦСП), апаратури ПД.

У системі взаємної синхронізації генераторів (рис. 2.3) ведучий генератор відсутній, у мережі синхронізації є лише ведені генератори (пристрої ФАПЧ), які взаємно підлаштовують один одного за частотою й фазою. У результаті середні

частоти ведених генераторів ФАПЧ на вузлах мережі синхронізації будуть однакові.

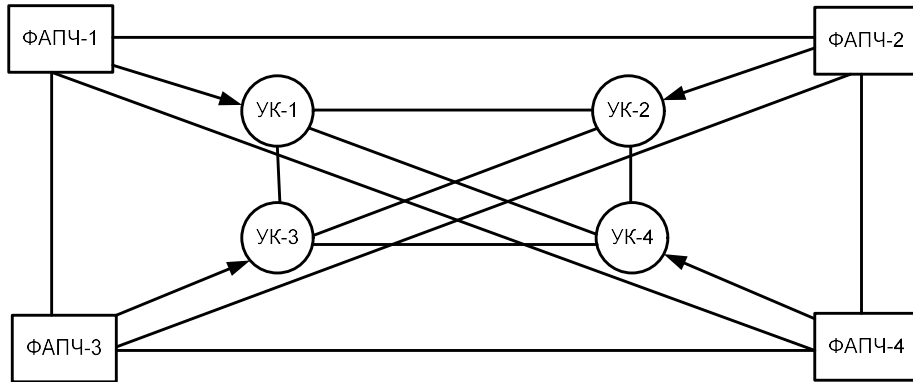


Рисунок 2.3 – Структурна схема системи взаємної синхронізації генераторів

Плезіохронна синхронізація (рис. 2.4) є автономною системою синхронізації. У цьому випадку генераторне обладнання окремих вузлів комутації й ЦСП синхронізується автономно від первинних еталонних генераторів [14].

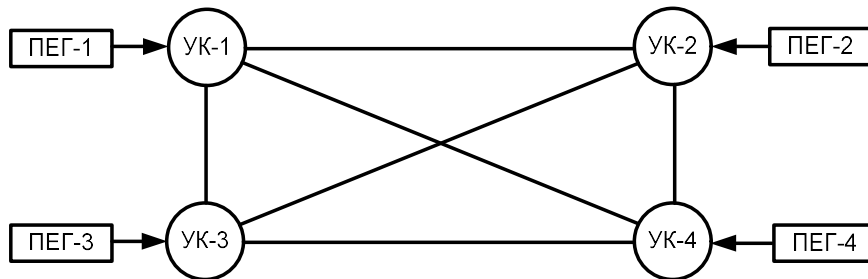


Рисунок 2.4. – Структурна схема плезіохронної синхронізації

Кожна з розглянутих систем синхронізації має переваги й недоліки. Так, система синхронізації «від головного генератора» вимагає застосування спеціальних заходів для підвищення її перешкодозахищеності й живучості; система взаємної синхронізації генераторів не забезпечує виконання вимог за стабільністю частот ведених генераторів; плезіохронна система синхронізації не забезпечує рівності фаз генераторів і є складною в експлуатації. На практиці найбільшого поширення набула система синхронізації «від головного генератора».

2.2 Фазова (частотна) синхронізація

Фазова синхронізація приймача забезпечує формування опорної напруги під час когерентної обробки сигналів. За способом формування опорної напруги приймача можна розглядати системи синхронізації двох типів [15]:

- систему, у якій синхронізація частоти й фази опорного коливання виробляється за пілот-сигналом, який передається по окремому каналу;
- систему, у якій значення частоти й фази опорного коливання визначаються в результаті обробки інформаційного сигналу.

Більш складною є система синхронізації іншого типу, оскільки вона має виконувати над прийнятим сигналом деякі операції, що дозволяють оцінити фазу й частоту прийнятих коливань. В основу пристроїв фазової синхронізації покладено принцип фазового автопідстроювання частоти. Схему базового контуру ФАПЧ показано на рис. 2.5. Контур ФАПЧ самокерівний, причому управляючим параметром є фаза генеруючої копії прийнятого несучого сигналу. Базовий контур ФАПЧ складається із трьох основних компонентів: фазового детектора, контурного фільтра низьких частот (ФНЧ) й генератора, що управляється напругою (ГУН) [15].

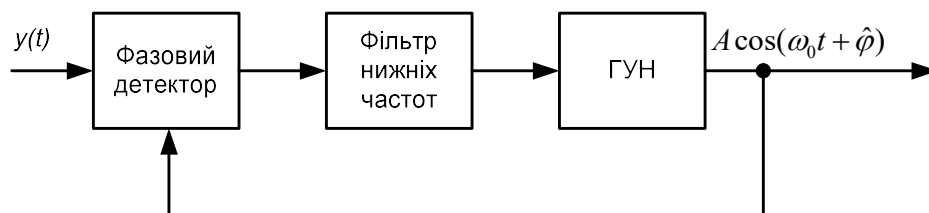


Рисунок 2.5. – Схема фазового автопідстроювання частоти

ГУН — це пристрій, що створює копію несучої частоти приймального інформаційного сигналу. Цей генератор є генератором синусоїдального коливання, частота якого управляється рівнем напруги на вході пристрою.

Фазовий детектор — це пристрій, що вимірює розходження фаз несучої частоти приймаючого сигналу й опорного коливання ГУН. Якщо приймальний сигнал і опорне коливання змінюються один відносно одного, то їхня

неузгодженість за фазою $\varphi_y - \varphi_x = \Delta\varphi$ у вигляді залежного від часу сигналу $e(t)$ надходить на контурний фільтр. Контурний фільтр формує відгук контуру ФАПЧ на ці зміни сигналу.

Контур ФАПЧ повинен мати можливість відслідковувати зміни фази приймального сигналу й не має бути надмірно сприйнятливим до шуму приймача. На рис. 2.5 фазовий детектор показаний як помножувач, контурний фільтр описується власною імпульсною характеристикою $f(t)$ і її Фур'є-образом. ГУН — це генератор, вихідна частота якого є лінійною функцією вхідної напруги (у робочому діапазоні частот). Позитивна вхідна напруга призведе до того, що вихідна частота ГУН буде вище номінального значення ω_0 , тоді як негативна напруга призведе до того, що частота ГУН буде менше цього значення. Синхронізація за фазою досягається шляхом подачі відфільтрованого значення напруги сигналу помилки, що відповідає неузгодженості за фазою між вхідним сигналом $y(t)$ і вихідною напругою з ГУН $x(t)$, на вхід ГУН (рис. 2.5) [15].

Для сучасних цифрових приймачів фазовий детектор може бути набором кореляторів (погоджених фільтрів), кожний з яких служить для зіставлення з деяким значенням зсуву фаз, з наступною подачею на вхід ГУН зваженої суми сигналів з виходів цих кореляторів. Вихід вагової функції може бути оцінкою неузгодженості за фазою. Така функція може бути математично дуже складною, але її легко апроксимувати, використовуючи сучасні цифрові технології. ГУН не обов'язково має бути генератором синусоїдального сигналу, він може бути реалізований як постійна пам'ять, параметри якої управляються таймером і виходом пристрою оцінки неузгодженості за фазою. Контур зворотного зв'язку не обов'язково має бути безперервним (рис. 2.5), а корекція фази може виконуватися тільки один раз на кадр або один раз на пакет, залежно від структури сигналу. У інформаційного потоку може вводитися спеціальний заголовок або відома послідовність символів, які полегшуватимуть процес синхронізації. Однак, незважаючи на ці очевидні відмінності, основні елементи всіх схем ФАПЧ подібні з показаними (рис. 2.5) [15].

Розглянемо можливості фазового автопідлагоджування частоти на підставі теорії нелінійної фільтрації невідомої фази сигналу. Нехай на вхід приймального

пристрою надходить адитивна суміш інформаційного сигналу $S(t, \varphi(t))$ і білого шуму $n(t)$ із спектральною щільністю потужності N :

$$y(t) = S(t, \varphi(t)) + n(t), \quad (2.1)$$

де $S(t, \varphi) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$ — вузькосмуговий радіосигнал із флюктуючою фазою; $\varphi(t)$ — випадковий процес, який заданий рівнянням:

$$d\varphi/dt = n_\varphi(t), \quad M(n_\varphi(t_1)n_\varphi(t_2)) = (N_\varphi/2)\delta(t_2 - t_1). \quad (2.2)$$

Отримаємо квазіоптимальний алгоритм ФАПЧ. Запишемо рівняння квазіоптимальної оцінки фази [12]:

$$d\hat{\varphi}/dt = (2/N)R_\varphi A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})[y(t) - A \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi})]. \quad (2.3)$$

Доданок, що містить $\sin 2(\omega_0 t + \hat{\varphi})$, не відіграє суттєвої ролі, його можна не враховувати. Тоді маємо:

$$d\hat{\varphi}/dt = (2/N)R_\varphi y(t) A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}). \quad (2.4)$$

Вираз (2.4) визначає алгоритм фазового автопідлагоджування частоти, який може бути реалізований системою, структурну схему якої зображено на рис. 2.5. Згідно рівняння (2.4) у складі пристрою ФАПЧ є генератор коливань $A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$, частоті ω_0 якого передається відхилення $d\hat{\varphi}/dt$, пропорційно добутку $A \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$ на $y(t)$. З урахуванням наближеної рівності $A^2 \cos^2(\omega_0 t + \hat{\varphi}) \approx A^2/2$ рівняння для дисперсії фазової неузгодженості $R(t)$ має вигляд [12]:

$$dR/dt = (N_\varphi/2) - (2/N)A_0 R^2 y(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}). \quad (2.5)$$

У стаціонарному режимі роботи при більших відношеннях сигнал/шум типову схему ФАПЧ можна розглядати як найкращий пристрій, що стежить за випадковою фазою радіосигналу [16].

У системах цифрового зв'язку, у яких опорне коливання виділяється з інформаційного сигналу, основною проблемою є перетворення модульованого сигналу в гармонічне коливання на несучій частоті (зняття маніпуляції).

Розглянемо основні способи відновлення коливань на несучій частоті в системах зв'язку з фазовою модуляцією.

Більшість сучасних систем зв'язку з фазовою модуляцією сигналу є системами із придушенням несучої. Це означає, що на несучій частоті немає ніякої середньої переданої енергії. Вся передана енергія йде на модуляцію. На жаль, це означає, що не існує сигналу, який становить основу для відстеження за допомогою простого контуру ФАПЧ, показаного на рисунку 2.5[16].

Розглянемо як приклад сигнал з модуляцією BPSK:

$$y(t) = m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) + n(t), \quad (2.6)$$

де $m(t)$ з рівною ймовірністю дорівнює ± 1 .

Цей приклад — це передача із придушенням несучої, коли середня енергія на кутовій частоті $\omega_0 = 0$. Графічно це зображено на ри. 2.6, де $\gamma = \pi/2$.

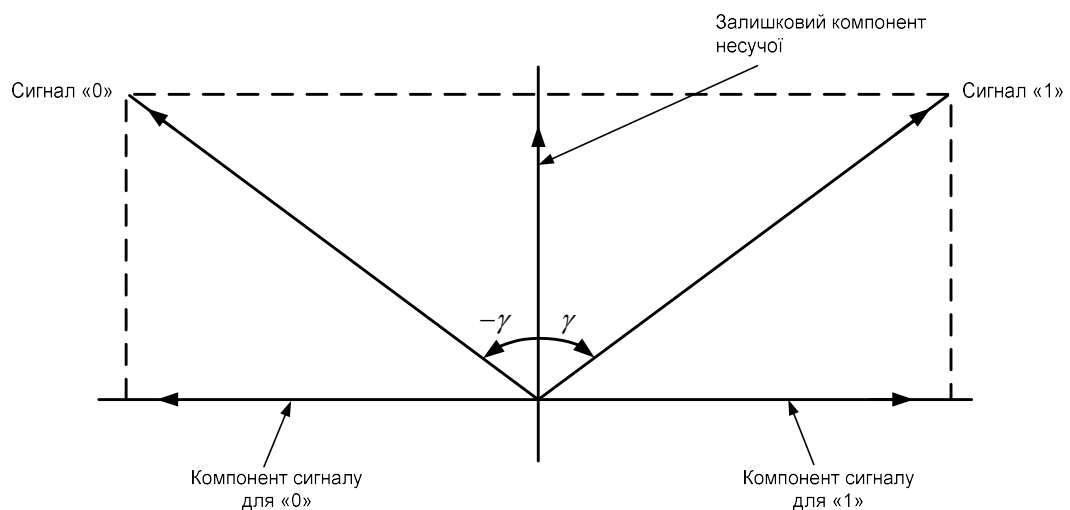
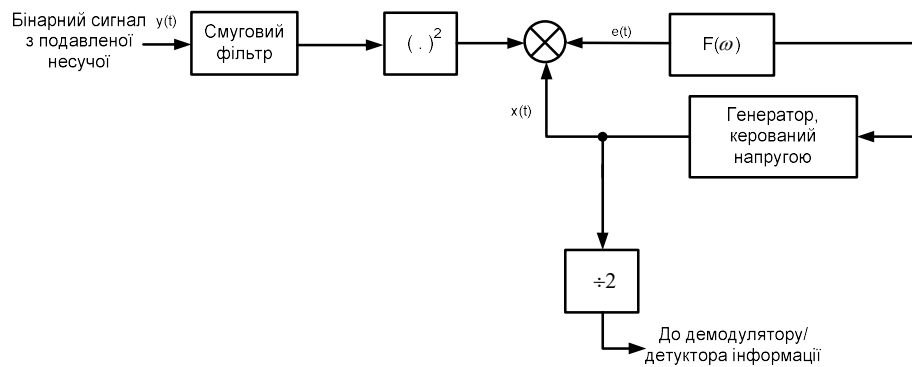


Рисунок 2.6. – Бінарна фазова модуляція із залишковою несучою

$$\begin{aligned}
 y^2(t) &= m^2(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) = \\
 &= 1/2 - 1/2\cos(2\omega_0 t + 2\varphi) + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi).
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

У виразі (2.7) $m^2(t) = 1$, а другий член у правій частині рівняння залежить від подвоєної частоти несучої й може бути відкладений за допомогою простого контуру ФАПЧ, показаного на рис. 2.5. Відповідну схему пристрою (схема А. А. Пістолькорса) наведено на рис. 2.7 [16].



Рисунку 2.7. – Схема контуру піднесення сигналу до квадрата

При піднесенні вхідного сигналу з придушеної несучої до квадрата компонент, що залежить від подвоєної частоти несучої, можна виділити й відстежити за допомогою стандартного контуру ФАПЧ.

Важливим різновидом контурів придушення несучої є синфазно-квadrатурна схема, яку схематично зображено на рис. 2.8 [16].

Ця схема важлива, оскільки вона дозволяє уникнути застосування пристрою піднесення у квадрат, реалізація якого на несучих частотах може бути складною. Замість цього до контуру вводять помножувач і відносно прості фільтри нижніх частот. Хоча зовні схеми на рис. 2.7 і рис. 2.8, досить різні, їх теоретичні продуктивності однакові.

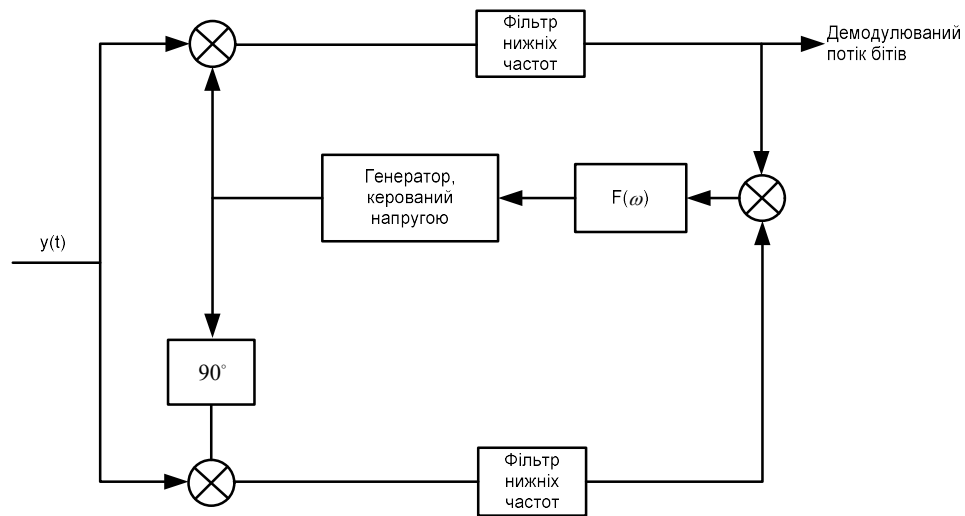


Рисунок 2.8 – Синфазно-квадратурна схема відновлення несучої частоти

Таким чином, рішення про те, який контур використовувати — класичний (рис. 2.7) або синфазно-квадратурний (рис. 2.8), — еквівалентно вибору між складністю реалізації пристрою піднесення до квадрата і складністю реалізації ідеально погоджених фільтрів. Це проектне рішення залежатиме від параметрів і вимог конкретної приймальної системи [16].

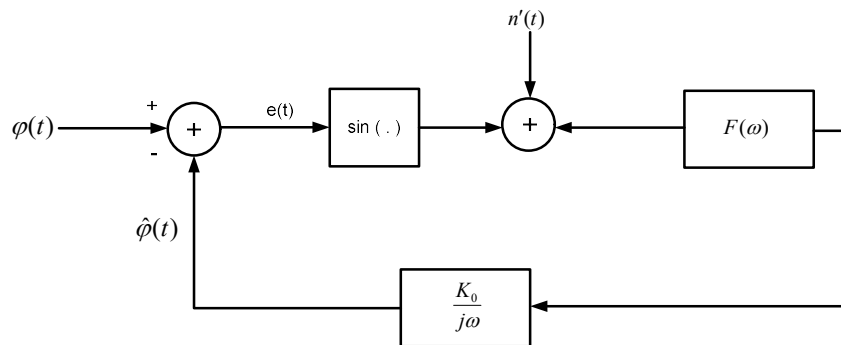


Рисунок 2.9. – Схема нелінійної моделі контуру ФАПЧ

Якщо неузгодженість за фазою невелика, то контур ФАПЧ споконвічно синхронізований. Водночас іноді контур має здобувати синхронізацію, тобто його потрібно синхронізувати. Примусова синхронізація може виконуватися за допомогою зовнішніх схем чи сигналів, чи за допомогою автосинхронізації. По суті, синхронізація — це нелінійна операція й загальний її аналіз складний. Однак

деякі прийнятні результати можна отримати під час розгляду вільного від шумів контуру першого порядку. Подібний контур зображений на рис. 2.9, де $n(t) = 0$ (відсутність шумів) і $F(\omega) = 1$ [16].

Запишемо вхідну фазу φ :

$$\varphi(t) = \omega_i t \quad (2.8)$$

і вихідну фазу:

$$\hat{\varphi}(t) = \omega_0 t + \int_0^t K_0 \sin e(t) dt + \hat{\varphi}(0), \quad (2.9)$$

де ω_i і ω_0 — кутова частота вхідного й вихідного сигналів.

Отже, неузгодженість за фазою визначається таким виразом:

$$e(t) = \varphi(t) - \hat{\varphi}(t) = (\omega_i - \omega_0)t - \int_0^t K_0 \sin e(t) dt - \hat{\varphi}(0). \quad (2.10)$$

Диференціюючи обидві частини попереднього виразу й поклавши $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$, одержуємо:

$$\frac{de}{dt} = \Delta\omega - K_0 \sin e. \quad (2.11)$$

Тут для простоти запису опущений аргумент (час) функції $e(t)$. Це диференціальне рівняння описує поведінку вільного від шумів контуру ФАПЧ першого порядку. Умова синхронізації записується у такий спосіб:

$$\frac{de}{dt} = 0. \quad (2.12)$$

Рівняння (2.12) є необхідною, але не достатньою умовою фазової синхронізації. Це можна перевірити, вивчивши діаграму на фазовій площині (рис. 2.10) [16].

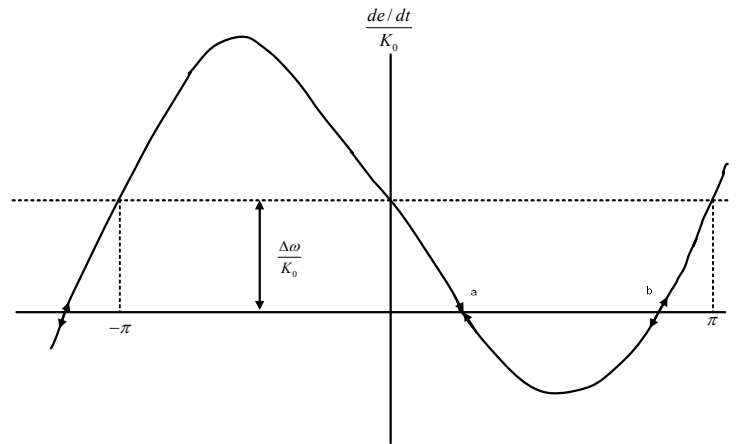


Рисунок 2.10 – Зображення контуру першого порядку на фазовій площині

На рис. 2.10 по осі ординат зображено нормовані значення швидкості вимірювання сигналу помилки, а по осі абсцис — величина сигналу помилки. Спочатку розглянемо точку а. Якщо неузгодженість за фазою призведе до невеликого зсуву точки, що описує стан контуру, вправо або вліво від а, то від’ємний знак похідної забезпечить повернення фазової помилки е до точки а. Отже, точка а — це стійка точка системи, де можна одержати фазову синхронізацію й де ця синхронізація підтримуватиметься. Розглянемо тепер точку б. Якщо неузгодженість за фазою е перебуває точно в точці б, рівняння (2.12) буде задоволено. Водночас, якщо е дещо зсунеться від точки б, то додатний знак похідної обумовить подальший зсув від точки б. Отже, б — точка, де рівняння (2.12) задовольняється, але розв’язок не є стійким.

Час, необхідний контуру для синхронізації, є важливим параметром під час функціонування системи ФАПЧ. Вивчаючи рівняння (2.11), можна побачити, що вимога рівняння (2.12) до фазової синхронізації не може задовольнятися, якщо не виконано таку умову [17]:

$$\frac{\Delta\omega}{K_0} \leq 1. \quad (2.13)$$

Це пояснюється тим, що максимальна амплітуда синусоїдальної функції дорівнює одиниці. Цей діапазон різниці частот $-K_0 < \Delta\omega < K_0$ іноді називають діапазоном синхронізації контуру. З графіка на рис. 2.10 видно, що для значень ϵ , близьких до точки b , що управляє фактор $(de/dt)/K_0$ буде дуже малий. Тому в найгіршому випадку фазова помилка довго перебуватиме в околі точки b . Це явище називається зависанням кінцевого циклу й може являти серйозну проблему в системах з автосинхронізацією.

Найпоширенішим методом досягнення синхронізації є примусова синхронізація — це перенесення робочої точки контуру в область фазового простору, де приблизно перебуває область синхронізації, за допомогою деякого зовнішнього напрямного сигналу. Зовнішня допомога може бути реалізована шляхом простої подачі лінійної зміни напруги на вхід ГУН. Цей напрямний сигнал призведе до того, що вихідна частота ГУН лінійно змінюватиметься в часі. Схеми з контурними фільтрами, знаменники передатних функцій яких не містять множника $i\omega$, не зможуть відстежити лінійну зміну частоти з кінцевою неузгодженістю за фазою. Отже, якщо пошук частоти має реалізовуватися на контурі першого або другого порядку без цієї особливості передавальної функції, швидкість зміни частоти має бути досить малою, щоб після синхронізації контуру наявність синхронізації за фазою могла бути виявлена й пошуковий сигнал був вилучений до того, як він виведе контур із синхронізації. Для контуру другого порядку максимальна швидкість сканування $\Delta\omega$ має дорівнювати величині [17]:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2} \omega_n^2 (1 - 2\sigma_\varphi), \quad (2.14)$$

де σ_{φ}^2 — дисперсія фази, що визначає міру нестійкості синхронізації на виході генератора, що управляється напругою; ω_n — власна частота контуру ФАПЧ другого порядку.

Власна частота контуру ФАПЧ другого порядку пов'язана із шириною смуги контуру B_L і декрементом загасання контуру B_L співвідношенням (2.14) [5]:

$$\omega_n = \frac{8\xi}{4\xi^2 + 1} B_L. \quad (2.15)$$

2.3. Тактова (символьна) синхронізація

Тактова (символьна) синхронізація — це процес встановлення точної часової відповідності між прийнятим сигналом і послідовністю тактових імпульсів. Під тактовими імпульсами розуміють періодично повторювані імпульси з частотою, що дорівнює частоті повторення символів (біт) в інформаційному сигналі.

Тактова синхронізація у системах передачі й комутації призначена для виділення кожного біта переданої інформації із загальної цифрової послідовності. Тактову послідовність імпульсів, використовувану для синхронізації, отримують із переданої цифрової інформації за допомогою нагромадження наявних там відомостей про положення цих біт. Зазвичай необхідні відомості закладені в моментах зміни знака переданих символів [17].

Для виділення тактової послідовності із цифрового сигналу застосовується вузькосмуговий фільтр або система фазового автопідлагоджування частоти (ФАПЧ) генератора (рис. 2.11).

Вхідний цифровий сигнал надходить на пристрій стробування, на який також подаються тактові імпульси (ТІ), які отримано із вхідного цифрового сигналу за допомогою вузькосмугового фільтра (рис. 2.11, а). Після стробування відновлений цифровий сигнал передається далі по лінії або надходить на обладнання прийому інформації. ТІ можуть виділятися із вхідного цифрового сигналу й за допомогою системи ФАПЧ, що містить фазовий детектор і керований

місцевий генератор (рис. 2.11, б). Чим точніше встановлене значення середньої частоти вузькосмугового фільтра або, відповідно, власної частоти управляючого генератора й чим стабільніше працюють ці пристрої, тим менше фазова похибка в одержуваних ТІ й, відповідно, імовірність помилок під час стробування [17].

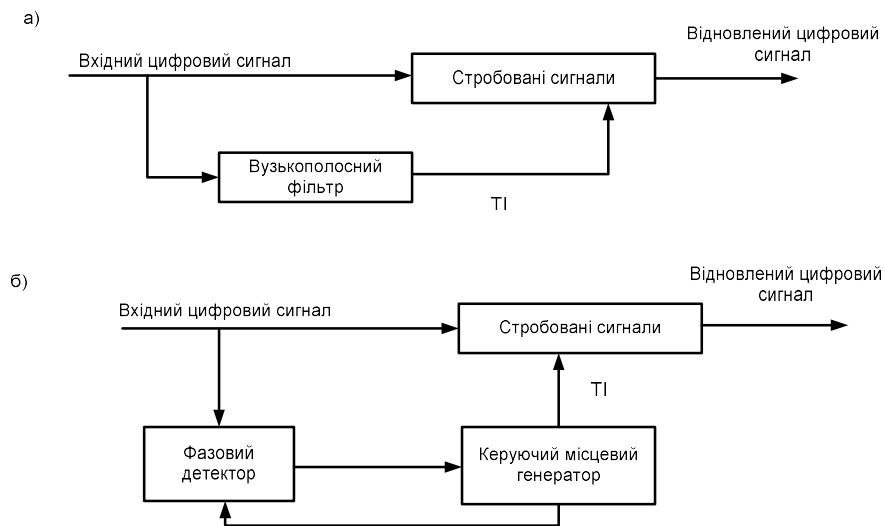


Рисунок 2.11 – Формування ТІ за допомогою вузькосмугового фільтра (а) і системи ФАПЧ (б)

В обладнанні комутації ТІ надходять від місцевого генератора й використовуються для перенесення інформації прийнятого цифрового сигналу на тактову частоту цього генератора для забезпечення можливості впорядкованого розподілу інформаційних сигналів у матрицю, що комутує (бітова синхронізація). Схему прийому вхідного цифрового сигналу в обладнанні комутації за допомогою ТІ місцевого генератора показано на рис. 2.12 [17].

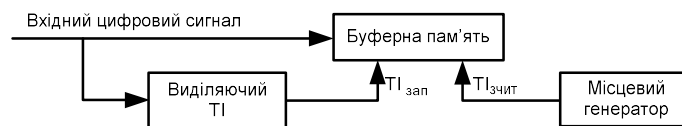


Рисунок 2.12. – Схема прийому вхідного цифрового сигналу в обладнанні комутації

Із вхідного цифрового сигналу у виділювачі ТІ одержують тактові імпульси запису ($T_{\text{зап}}$), необхідні для запису цифрової інформації в буферну пам'ять. Зчитування інформації з буферної пам'яті виробляється тактовими імпульсами зчитування ($T_{\text{чит}}$), формованими місцевим генератором.

Чим ближче значення тактової частоти цифрового сигналу до частоти місцевого генератора, тим менше ймовірність появи помилок (проковзувань) у буферній пам'яті. Проковзуванням (сліпом) називається повторення або вилучення бітів інформації в цифровому сигналі через відмінність тактових частот вхідного сигналу й місцевого генератора, на частоту якого переноситься інформація, яка передана у вхідному сигналі.

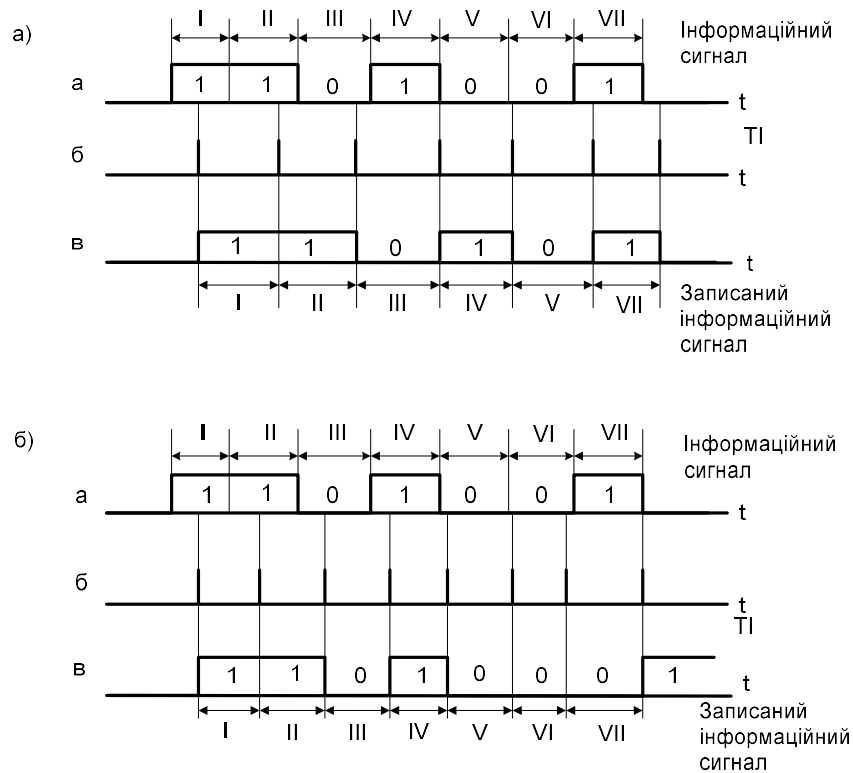


Рисунок 2.13 – Схема появи проковзувань при частоті місцевого генератора менше (а) і більше (б) частоти інформаційного сигналу

Дійсно, якщо частота тактових імпульсів місцевого генератора (сигнал «б» на рис. 2.13, а) менше, ніж тактова частота інформаційного сигналу (сигнал «а»), то після перезапису інформації на частоту місцевого генератора (сигнал «в»)

відбувається втрата одного символу (VI). У тому випадку, коли частота тактових імпульсів місцевого генератора більше тактової частоти інформаційного сигналу (рис. 2.13, б), з'являється додатковий символ (VI) [17].

Проковзування такого виду називаються некерованими, їх поява під час передачі інформації призводить до серйозних порушень зв'язку (руйнування структури кодових слів повідомлень). У зв'язку з цим у ланцюзі кожного цифрового потоку, що надходить на обладнання комутації, включають буферну еластичну пам'ять.

Буферна еластична пам'ять (рис. 2.12) дозволяє змінювати взаємне положення $I_{\text{зап}}$ і $I_{\text{зчит}}$, у результаті проковзування виникає тільки тоді, коли положення цих імпульсів збігається. Щоб збігу не відбувалося, зміщують положення $I_{\text{зчит}}$ на один цикл, створюючи циклове або кероване проковзування.

Тактові (символьні) синхронізатори можна поділити на дві основні групи [17]. Перша група складається з розімкнутих синхронізаторів. Дані схеми виділяють копію виходу генератора тактових імпульсів передавача безпосередньо із вхідного інформаційного потоку. Друга група — це замкнуті синхронізатори, вони синхронізують локальний (місцевий) генератор тактових імпульсів із приймальним сигналом за допомогою звірення локального й приймаючого сигналів. Замкнуті синхронізатори, як правило, точніші, але при цьому складніші й коштовніші.

Розімкнуті тактові (символьні) синхронізатори також іноді називають нелінійними синхронізаторами на фільтрах. Синхронізатори цього класу генерують частотний компонент зі швидкістю передачі символів, пропускаючи вхідний, низькочастотний сигнал крізь послідовно включений узгоджений фільтр й нелінійний пристрій. Робота цього пристрою аналогічна відновленню несучої в контурі супроводу з придушеною несучою. У цьому випадку бажаний частотний компонент, переданий зі швидкістю передачі символів, виділяється за допомогою смугового фільтра, після чого підсилювач, що насичує, з високим коефіцієнтом насичення надає йому потрібну форму. У результаті відновлюється прямокутний сигнал генератора тактових імпульсів. На рис. 2.14 наведено три приклади розімкнутих бітових синхронізаторів.

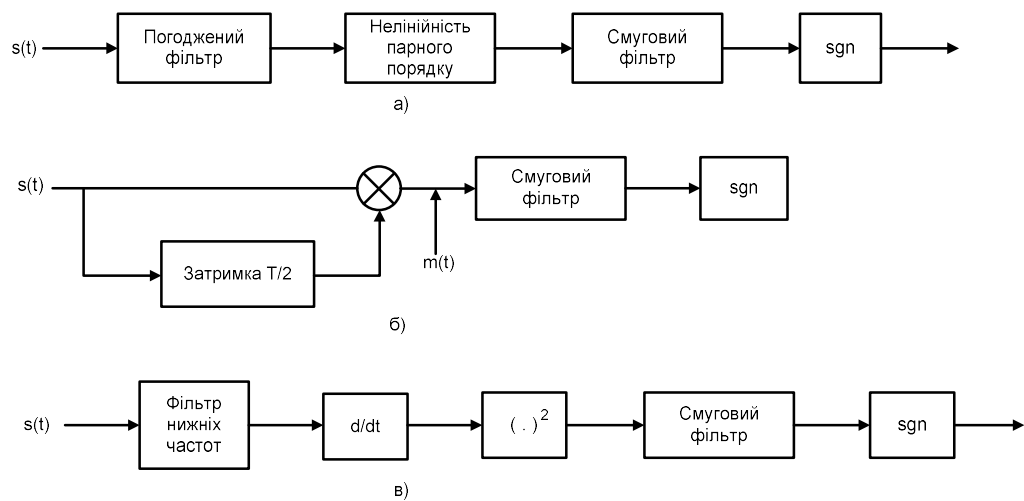


Рисунок 2.14. – Типи розімкнутих тактових синхронізаторів

У першому прикладі (рис. 2.14, а) вхідний сигнал $s(t)$ фільтрується з використанням погодженого фільтра. Вихід цього фільтра — автокореляційна функція вихідного сигналу. Наприклад, для передачі за допомогою прямокутних імпульсів на виході маємо сигнал, що складається з рівнобедрених трикутників. Потім отримана послідовність спрямовується за допомогою деякої нелінійності парного порядку, наприклад квадратичного пристрою. Отриманий сигнал міститиме піки позитивної амплітуди, які з точністю до часової затримки відповідають переходам вхідних символів. Послідовність описаних процесів зображено на рис. 2.15 [17].

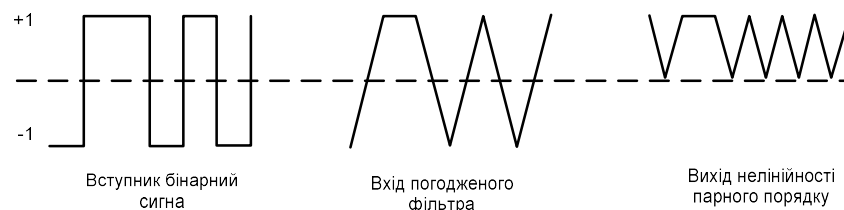


Рисунок 2.15 – Ілюстрація процесів, що проходять у розімкнутому тактовому синхронізаторі

Таким чином, сигнал з виходу парного пристрою міститиме Фур'є-компонент на власній частоті тактового генератора. Ця частотна складова фільтрується від інших гармонік за допомогою смугового фільтра (BPF), і її

надається форма за допомогою підсилювача, що насичує, з передавальною функцією такого вигляду:

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1 & \text{для } x \geq 0; \\ -1 & \text{для інших } x. \end{cases} \quad (2.16)$$

У другому прикладі (рис. 2.14, б) Фур'є-компонент на частоті тактового генератора створюється за допомогою затримки та множення. Тривалість затримки, показаної на рис. 2.14, б, дорівнює половині періоду передачі біта й це значення є оптимальним, оскільки воно дає найбільший Фур'є-компонент. Сигнал $m(t)$ завжди буде додатним у другій половині будь-якого періоду передачі біта, але матиме від'ємну першу половину, якщо у вхідному потоці бітів $s(t)$ відбулася зміна стану. Це дає прямокутний сигнал, спектральні компоненти й всі гармоніки якого збігаються з тими, що були в сигналі в схемі на рис. 2.14, а. Як і раніше, потрібний спектральний компонент може бути відділений за допомогою смугового фільтра і йому буде додана потрібна форма.

Останній приклад (рис. 2.14, в) відповідає контурному детектору. Основними операціями тут є диференціювання й випрямлення (за допомогою використання квадратичного пристрою). Якщо на вхід надходить сигнал прямокутної форми, диференціатор дає додатні або від'ємні піки на всіх переходах символів. Під час випрямлення отримувана послідовність додатних імпульсів даватиме Фур'є-компонент на швидкості передачі інформаційних символів. Потенційною проблемою цієї схеми є те, що диференціатори зазвичай досить чутливі до широкосмугового шуму. Це робить необхідним введення перед диференціатором фільтра нижніх частот (LPF), як показано на рис. 2.14, в. Водночас цей фільтр видаляє високочастотні складові інформаційних символів, що призводить до втрати сигналом вихідної прямокутної форми. Це, у свою чергу, призводить до того, що результуючий диференціальний сигнал матиме кінцеві часи наростання й спаду й уже не буде послідовністю імпульсів.

Очевидно, що з етапами обробки сигналів, зображеними на рис. 2.14, буде пов'язана деяка апаратна затримка. Для смугового фільтра, ефективно

усереднювального K вхідних символів (ширина смуги = $1/KT$), величина середнього часу затримки описується таким виразом [17]:

$$\frac{\bar{\varepsilon}}{T} \approx \frac{0,33}{\sqrt{KE_b/N_0}} \text{ для } \frac{E_b}{N} \geq 5, \quad (2.17)$$

де $K \geq 18$; T — період передачі символу; E_b — енергія сигналу на біт; N_0 — однобічна спектральна щільність потужності прийнятого шуму.

При високих відношеннях сигнал/шум відношення середньо-квадратичного відхилення часової помилки визначається таким виразом [11]:

$$\frac{\sigma_\varepsilon}{T} \approx \frac{0,411}{\sqrt{KE_b/N_0}} \text{ для } \frac{E_b}{N_0} \geq 1. \quad (2.18)$$

Таким чином, якщо для цього смугового фільтра прийняте відношення сигнал/шум досить велике, всі розглянуті методи (рис. 2.14), забезпечить точну тактовну синхронізацію.

Основним недоліком розімкнутих символних синхронізаторів є наявність непереборної помилки супроводу з ненульовим середнім. Цю помилку можна знизити при більших відношеннях сигнал/шум, але оскільки форма сигналу синхронізації залежить безпосередньо від вхідного сигналу, повністю усунути помилку не вдасться. Замкнуті символні синхронізатори порівнюють вхідний сигнал з локально генеруючими тактовими імпульсами з наступною синхронізацією локального сигналу з переходами у вхідному сигналі. По суті, процедура нічим не відрізняється від використовуваної в розімкнутих синхронізаторах [18].

Серед найпоширеніших замкнутих символних синхронізаторів можна виділити синхронізатор з випереджальним і запізненим стробуванням. Приклад такого синхронізатора схематично зображений на рис. 2.16 [18].

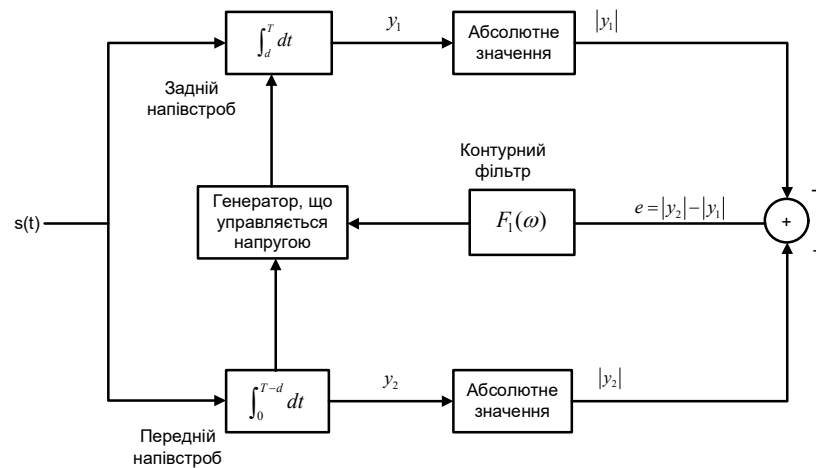


Рисунок 2.16 – Схема замкнутого тактового (символьного) синхронізатора

Робота синхронізатора полягає у виконанні двох окремих інтегрувань енергії вхідного сигналу по двох різних проміжках символічного інтервалу тривалістю $(T-d)$ секунд. Перше інтегрування (випереджальне) починається в момент, певний як початок періоду передачі символу (умовно — момент часу 0), і закінчується через $(T-d)$ секунд. Друге інтегрування (запізніле) починається із затримкою на d секунд і закінчується наприкінці періоду передачі символу (умовно — момент часу T). Різниця абсолютних значень виходів описаних інтеграторів y_1 і y_2 є мірою помилки синхронізації символів приймача й може подаватися назад для наступної корекції прийому [18].

Робота синхронізатора з випереджальним і запізнювальним стробуванням пояснюється етюрами, наведеними на рис. 2.17.

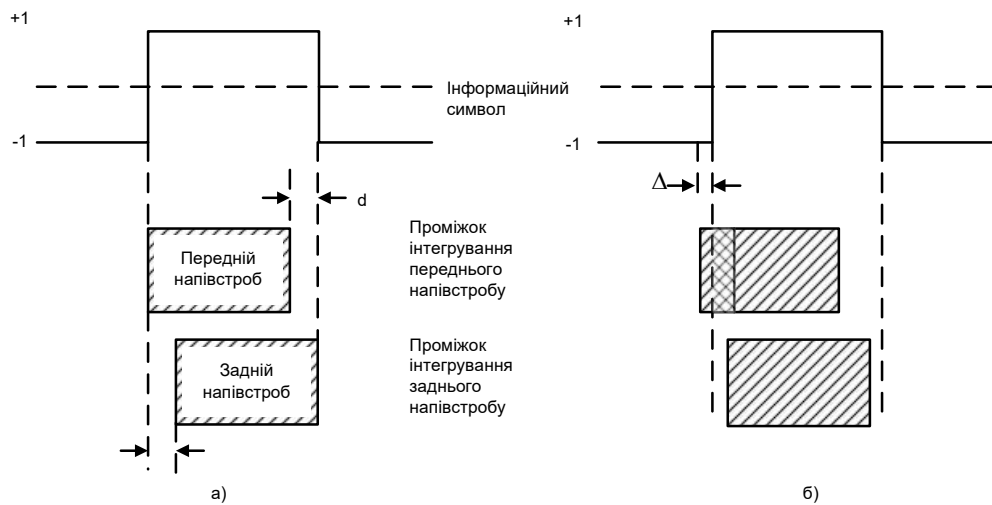


Рисунок 2.17 – Тактова (символьна) синхронізація:

а — тонка синхронізація приймача; б — синхронізація з випередженням

При ідеальній синхронізації (рис. 2.17, а) показано, що обидва періоди стробування потрапляють в інтервал передачі символу. У цьому випадку обидва інтегратори одержать однаковий обсяг енергії сигналу й різниця відповідних сигналів (рис. 2.16) дорівнюватиме нулю. На рис. 2.17, б показаний приклад для приймача, генератор тактових імпульсів якого функціонує з випередженням стосовно вхідного сигналу. У цьому випадку початок інтервалу випереджального інтегрування попадає на попередній інтервал передачі біта, що тоді як запізнювальне інтегрування, як і раніше, виконується в межах поточного символу. При запізнювальному інтегруванні енергія накопичується за інтервал часу $(T-d)$, як і у випадку, зображеному на рис. 2.17, а, але випереджальне інтегрування накопичує енергію тільки за час $[(T-d) - 2\Delta]$, де Δ — частина інтервалу випереджального інтегрування, що припадає на попередній інтервал передачі біта. Отже, для цього випадку сигнал неузгодженості дорівнюватиме $e = -2\Delta$, що призведе до зниження вхідної напруги ГУН (рис. 2.16). Це, у свою чергу, призведе до зниження вихідної частоти ГУН і сповільнить відлік часу приймача для узгодження із вхідними сигналами. Використовуючи рис. 2.17 як зразок, можна побачити, що якщо таймер приймача спізнюється, обсяги енергії, накопичені при випереджальному й запізнілому інтегруванні, будуть зворотними до отриманого раніше й, відповідно, зміниться знак сигналу неузгодженості. Таким чином,

запізнювання таймера приймача призведе до збільшення напруги ГУН, що викличе збільшення вихідної частоти генератора й наближення швидкості таймера приймача до швидкості вхідного сигналу [18].

У системах тактової синхронізації як місцеві задавальні генератори, як правило, використовуються схеми фазового автопідлагоджування частоти.

Існує два основні різновиди ФАПЧ [3]:

- 1) з генератором, що управляється напругою (ГУН) у контурі управління (рис. 2.18). У цьому випадку ГУН виконує роль генератора тактової частоти (ГТЧ);
- 2) з перетворювачем частоти (ПЧ) у контурі управління (рис. 2.19) і винесеним за межі контуру управління задавальним генератором.

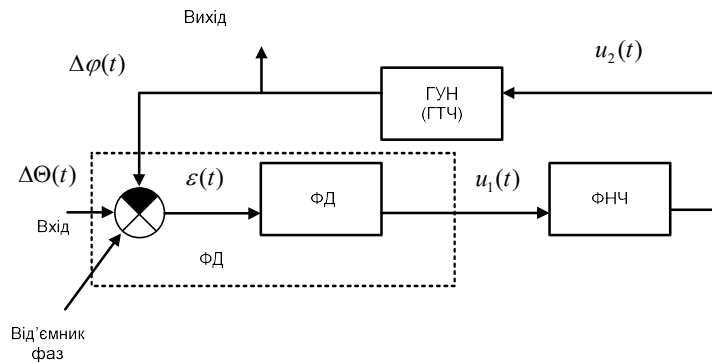


Рисунок 2.18 – Функціональна схема ФАПЧ із ГУН

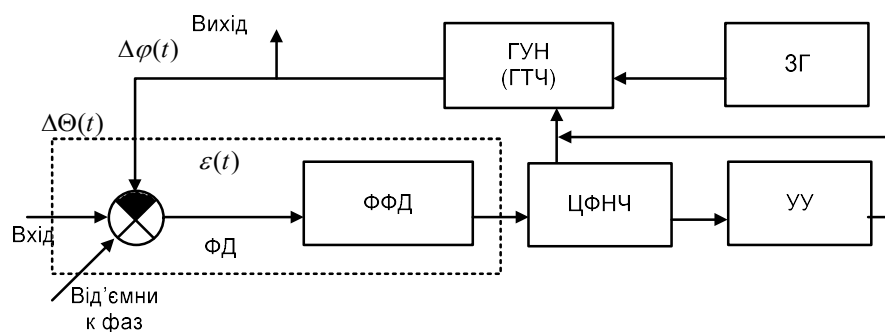


Рисунок 2.19 – Функціональна схема ФАПЧ зі ЗГ поза контуром управління

ФАПЧ із ПЧ є цифровою ФАПЧ (ЦФАПЧ). У теорії ЦФАПЧ перетворювач частоти (ПЧ) називають підлагоджувальним генератором (ПГ).

Як перетворювач частоти використовуються:

- пристрій додавання-віднімання (ПДВ) у поєднанні з дільником частоти;
- дільник зі змінним коефіцієнтом ділення (ДЗКД).

Принциповим у роботі цієї схеми є вибір коефіцієнта ділення частоти. Позначивши частоту на виході ДЗКД як f_p , частоту опорного генератора запишемо як $f_{зг} = k \times f_p$. Змінний коефіцієнт ділення частоти k_s поданий у вигляді:

$$k_s = k + m \times \Delta k,$$

де k — опорний коефіцієнт ділення частоти ДПКД; Δk — крок зміни коефіцієнта ділення частоти; m — число кроків, $m = 0, 1, 2, \dots$.

Можна показати, що при більших значеннях опорного коефіцієнта ділення k і малому кроці зміни коефіцієнта ділення частоти Δk характеристика керування ПГ (ДПКД) близька до лінійної.

Розглянемо призначення окремих елементів і фізичні процеси, що відбуваються у ФАПЧ із ГУН у контурі управління. Фазовий дискримінатор (ФД) складається з віднімача фаз і фільтра фазового дискримінатора (ФФД). На вхід ФАПЧ надходять синхроімпульси (СІ), наприклад у вигляді послідовності коротких імпульсів (рис. 2.18). На другий вхід віднімається з виходу контуру управління подаються коливання від ГУН. Віднімач фаз порівнює фази СІ й ГУН, і на його виході утвориться послідовність коротких імпульсів, висота (амплітуда) яких пропорційна різниці фаз СІ й коливанням ГУН. ФФД пропускає лише низькочастотну складову послідовності коротких імпульсів. Як ФНЧ використовується пропорційно-інтегруючий фільтр першого або другого порядку. Він служить для підвищення перешкодозахищеності ФАПЧ (відфільтровує високочастотні перешкоди), а також забезпечує необхідну якість роботи ФАПЧ (динаміку роботи). ГУН є об'єктом управління, він має відповідати сукупності вимог: добрій керованості за частотою від керуючої напруги. Бажано, щоб характеристика управління $\Delta\omega = f(\Delta u_2)$ була лінійною, малою відносно нестабільності за частотою.

Наведені вимоги суперечливі, оскільки з поліпшенням керованості збільшується відносна нестабільність ГУН. Пояснимо фізичні процеси, що відбуваються під час роботи ФАПЧ.

На рис. 2.20 наведено часові діаграми двох порівнюваних за фазою коливань: послідовності СІ у вигляді коротких імпульсів і пилоподібного коливання, що надходить від ГУН.

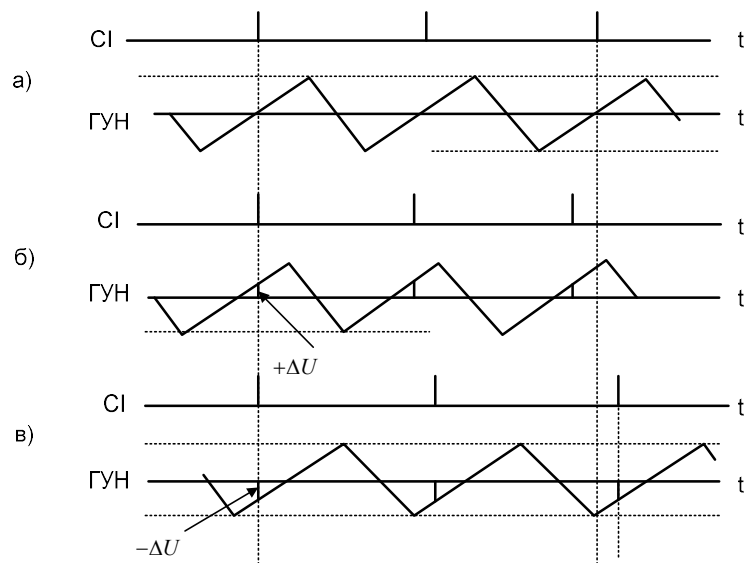


Рисунок 2.20 – Часові діаграми, що пояснюють роботу ФАПЧ із ГУН

Розглянемо три випадки:

- 1) власні частоти СІ й ГУН однакові (рис. 2.20, а);
- 2) частота СІ більше власної частоти ГУН (рис. 2.20, б);
- 3) частота СІ менше власної частоти ГУН (рис. 2.20, в).

Зі збігом власних частот СІ й ГУН (рис. 2.20, а) моментам появи СІ відповідає нульове значення напруги пилоподібного коливання. Цей випадок належить до синфазного випадку. На виході віднімача напруга дорівнюватиме нулю й ГУН збереже частоту коливань. Зі збільшенням частоти СІ (рис. 2.20, б) відбувається фазовий зсув між коливаннями СІ й ГУН, у результаті чого моментам появи СІ відповідатиме додатна напруга $+\Delta U$ пилоподібного коливання. На виході віднімача утвориться послідовність коротких імпульсів, амплітуда яких буде пропорційна фазовому зсуву між коливаннями СІ й ГУН. За

допомогою фільтрів з послідовності імпульсів виділяється середня (постійна) складова напруги управління, внаслідок чого частота ГУН зміниться й після закінчення перехідного процесу дорівнюватиме частоті СІ. Аналогічний процес відбувається зі зменшенням частоти СІ, але в цьому випадку утвориться керуюча напруга протилежного знака, що приводить до зменшення частоти ГУН. Таким чином, у процесі роботи ФАПЧ за рахунок зміни власних частот СІ й ГУН утворюється фазовий зсув між порівнюваними за фазою коливаннями (фазова помилка), що призводить до зміни керуючої напруги $+\Delta U$ й усунення різниці частот між коливаннями СІ й ГУН. Частота ГУН стежить за зміною частоти СІ й частотне розлагоджування усувається ціною утворення фазової помилки. Таким чином, ФАПЧ працює з точністю до фази. Необхідно прагнути, щоб фазова помилка, яка утворюється, була мінімальною.

Досить важливими характеристиками ФАПЧ є часові характеристики сигналу помилки $\varepsilon(t)$ при різних детермінованих збуреннях. Як типові детерміновані збурення під час дослідження ФАПЧ прийнято використовувати «стрибок фази» і «стрибок частоти» (рис. 2.21) [19].

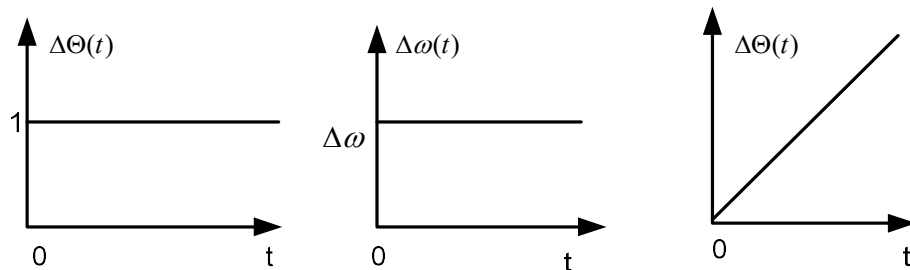


Рисунок 2.21 – Часові характеристики типових фазових збурень

Для оцінювання часових характеристик схеми ФАПЧ розіб'ємо контур управління на ланки спрямованої дії й знайдемо їх операторні передатні функції. У структурній схемі (рис. 2.18) окремі ланки матимуть властивість спрямованості у випадку, коли між ФФД і ФНЧ є розв'язка. Тоді структурну схему ФАПЧ можна подати у вигляді, показаному на рис. 2.22.

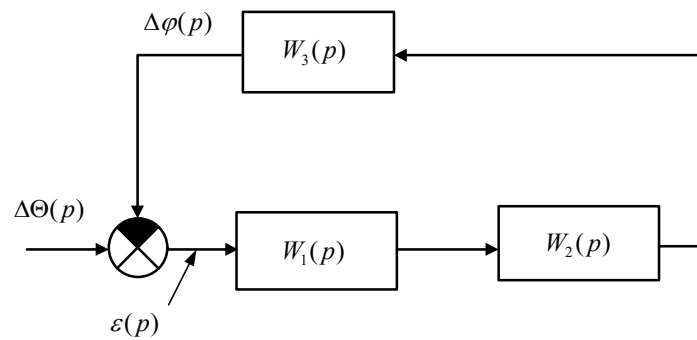
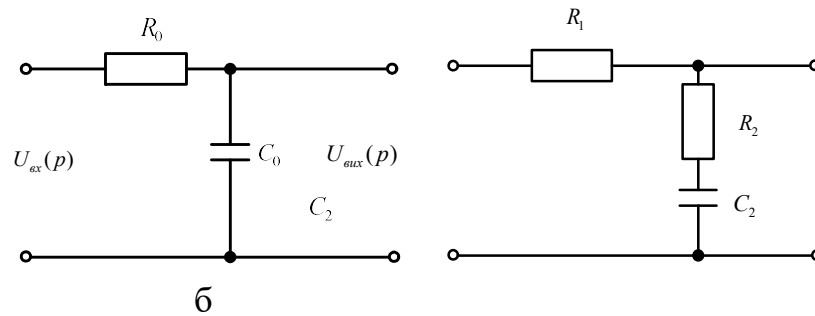


Рисунок 2.22 – Структурна схема ФАПЧ

При цьому схеми зсуву ФФД і ФНЧ зображені на рис. 2.23, а, б.



а

б

Рисунок 2.23 – Схеми зсуву фільтрів: ФФД (а), ФНЧ (б)

Для кожної ланки операторна передатна функція може бути знайдена як відношення операторних опорів паралельного й послідовного з'єднань плечей (рис. 2.24).

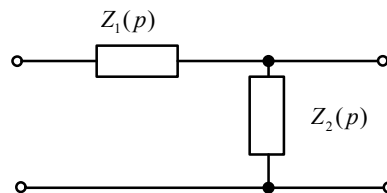


Рисунок 2.24 – Еквівалентна схема ланки ФАПЧ

Тоді операторна передатна функція ланки визначиться виразом

$$W(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}. \quad (2.19)$$

У ФФД (рис. 2.23, а):

$$Z_1(p) = R_0, \quad Z_2 = \frac{1}{pC_0},$$

тоді

$$W_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{\frac{1}{pC_0}}{R_0 + \frac{1}{pC_0}} = \frac{1}{1 + T_1 p}, \quad (2.20)$$

де $T_1 = R_0 C_0$.

Для пропорційно-інтегруючого фільтра першого порядку (рис. 2.23, б):

$$W_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{R_2 + \frac{1}{pC_2}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{pC_2}} = \frac{1 + T_2 p}{1 + T_3 p}, \quad (2.21)$$

де $T_2 = R_2 C_2$.

Операторна передавальна функція ГУН (рис. 2.18) дорівнює:

$$W(p) = \frac{\Delta\varphi(p)}{U_2(p)} = \frac{k}{p}.$$

Для дослідження часових характеристик необхідні рівняння замкнутої ФАПЧ, які можна отримати на основі структурної схеми (рис. 2.22) рівняння замикання:

$$\varepsilon(p) = \Delta\theta(p) - \Delta\varphi(p), \quad (2.22)$$

рівняння вхід-вихід контуру управління:

$$\Delta\varphi(p) = \varepsilon(p)W(p), \quad (2.23)$$

де $W(p) = W_1(p)W_2(p)W_3(p)$.

Розв'язуючи систему рівнянь (2.22), (2.23) відносно $\Delta\varphi(p)$ і $\varepsilon(p)$, одержимо два рівняння замкнутої ФАПЧ щодо зображення зміни фази ГУН:

$$\Delta\varphi(p) = \Delta\theta(p) \frac{W(p)}{1+W(p)}, \quad (2.24)$$

щодо зображення фазової помилки:

$$\varepsilon(p) = \Delta\theta(p) \frac{1}{1+W(p)}. \quad (2.25)$$

При стрибку фази $\Delta\theta(p) = \frac{1}{p}$, а при стрибку частоти фаза $\Delta\theta(t)$ змінюватиметься за лінійним законом (рис. 2.21), оскільки через диференціальну залежність між частотою й фазою існує залежність:

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\Delta\theta(t)}{dt}. \quad (2.26)$$

Беручи до уваги, що $\Delta\omega(t) = \text{const} = \Delta\omega$, запишемо (2.26) в операторному вигляді:

$$\frac{\Delta\omega}{p} = p\Delta\theta(p),$$

тоді:

$$\Delta\theta(p) = \frac{\Delta\omega}{p^2}.$$

Часові характеристики ФАПЧ при типовому збурюванні «стрибок фази». Для визначення фазової помилки $\varepsilon(t)$ при одиничному східчастому фазовому збурюванні на вході ФАПЧ в операторне рівняння (2.25) підставимо $\Delta\theta(p) = \frac{1}{p}$ й вираз передавальної функції контуру управління ФАПЧ $W(p)$.

У результаті підстановки отримаємо:

$$\begin{aligned} \varepsilon(p) &= \Delta\theta(p) \frac{1}{1+W(p)} = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{1+T_1p} \cdot \frac{1+T_2p}{1+T_3p} \cdot \frac{k}{p}} = \\ &= \frac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{k(1+T_2p) + p(1+T_1p)(1+T_3p)} = \frac{A(p)}{B(p)}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

де $A(p) = k(1+T_2p)$; $B(p) = k(1+T_2p) + p(1+T_1p)(1+T_3p)$.

При отриманій структурі зображення $\varepsilon(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$, для визначення оригіналу необхідно використати формулу розкладання:

$$\varepsilon(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A(p_i)}{B'(p_i)} \cdot e^{p_i t}. \quad (2.28)$$

Зі співвідношення (2.28) видно, що у сталому режимі (при $t \rightarrow \infty$) всі складові під знаком суми перетворюються в нуль.

Таким чином, при східчастому фазовому збурюванні $\Delta\theta(t) = 1(t)$ стала фазова помилка дорівнює нулю.

Часові характеристики зміни фазової помилки (сигналу помилки) при одиничному східчастому фазовому збурюванні на вході зображені на рис. 2.25 [19].

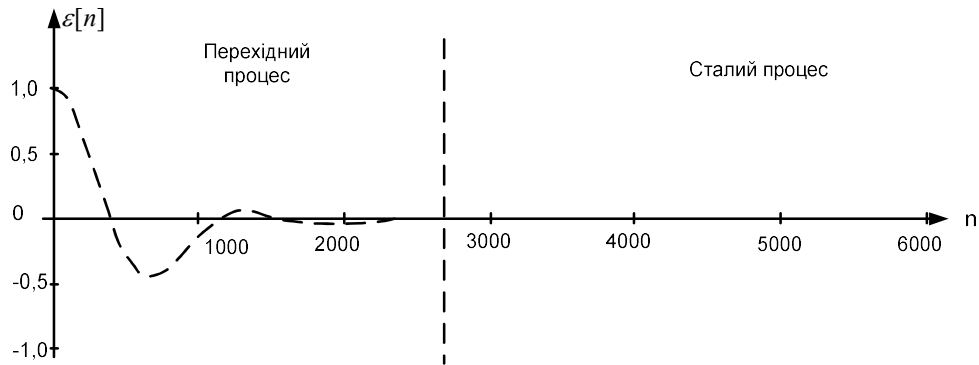


Рисунок 2.25 – Характеристика фазової помилки при східчастому фазовому збурюванні

Часові характеристики ФАПЧ при типовому збурюванні «стрибок частоти». Як раніше було показано, «стрижку частоти» відповідає лінійна зміна фази й при збурювальному впливі становить:

$$\Delta\theta(p) = \frac{\Delta\omega}{p^2}.$$

Використовуючи (2.25), отримаємо:

$$\begin{aligned} \varepsilon(p) &= \Delta\theta(p) \cdot \frac{1}{1+W(p)} = \frac{\Delta\omega}{p^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{1+T_1p} \cdot \frac{1+T_2p}{1+T_3p} \cdot \frac{k}{p}} = \\ &= \frac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{k(1+T_2p) + p(1+T_1p)(1+T_3p)} = \frac{\Delta\omega}{p} \cdot \frac{A(p)}{B(p)}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Для визначення оригіналу скористаємося формулою розкладання другого виду:

$$\varepsilon(t) = \Delta\omega \left[\frac{A(0)}{B(0)} + \sum_{i=1}^n \frac{A(p_i)}{p_i B'(p_i)} \cdot e^{p_i t} \right]. \quad (2.30)$$

Якщо ФАПЧ стійка, то при $t \rightarrow \infty$ всі доданки під знаком суми перетворюються в нуль і стає помилку:

$$\varepsilon_{t \rightarrow \infty} = \varepsilon(\infty) = \Delta\omega \cdot \frac{A(0)}{B(0)}. \quad (2.31)$$

З огляду на (2.29), одержуємо:

$$\varepsilon(\infty) = \frac{\Delta\omega}{k}. \quad (2.32)$$

Таким чином, помилка, що встановилася, прямо пропорційна частотному розлагоджуванню $\Delta\omega$ і обернено пропорційна коефіцієнту підсилення k у контурі керування ФАПЧ.

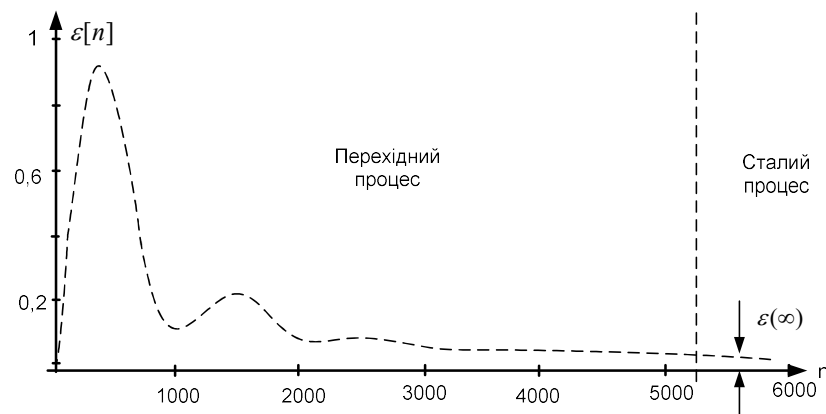


Рисунок 2.26 – Часова характеристика фазової помилки при лінійному фазовому збурюванні $\varepsilon(\infty)$

Часову характеристику зміни фазової помилки $\varepsilon[n]$ при збурюванні виду «стрибок частоти» $\Delta\omega(t) = \text{const} = \Delta\omega$ (лінійному фазовому збурюванні)

зображено на рис. 2.26. З рисунка видно, що у сталому режимі при лінійному фазовому збурюванні $\Delta\theta(t) = k \cdot t$ («стрибок частоти») утвориться стала фазова помилка, величина якої визначається з рис. 2.27.

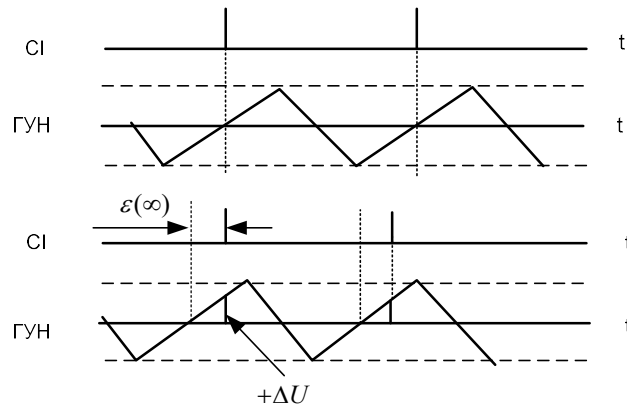


Рисунок 2.27 – Утворення сталої помилки

Фізична сутність сталої помилки $\varepsilon(\infty)$. Фізичні процеси, що відбуваються під час роботи ФАПЧ, пояснюються часовими діаграмами (рис. 2.27). При зміні частоти СИ відбувається фазове зміщення між коливанням СИ (короткими імпульсами) і коливанням ГУН (трикутними імпульсами). Фазовий зсув утвориться в сталому режимі через зміну частоти СИ на постійну величину або за рахунок взаємної зміни частот СИ й ГУН. За рахунок фазового зсуву $\varepsilon(\infty)$ утворюється керуюча напруга і частота ГУН дорівнює частоті СИ. Фазовий зсув між коливаннями СИ й ГУН, що утворюється за рахунок зміни частоти СИ (або взаємної зміни частот СИ й ГУН), і є сталою помилкою $\varepsilon(\infty)$.

Зі збільшенням частотного розлагоджування необхідно мати більшу величину керуючої напруги Δu для її компенсації, а це реалізується збільшенням сталої помилки $\varepsilon(\infty)$ (рис. 2.27). Таким чином, чим більше частотне розлагоджування $\Delta\omega$, тим більшою буде стала помилка $\varepsilon(\infty)$, що й підтверджується (2.32). Проілюструємо на часових діаграмах вплив коефіцієнта підсилення k у контурі керування ФАПЧ на сталу помилку $\varepsilon(\infty)$. Нехай власні частоти СИ й ГУН відрізняються на $\Delta\omega$. У цьому випадку утвориться стала

помилка $\varepsilon_1(\infty)$ і керуюча напруга ΔU . Така помилка буде у ФАПЧ до зміни коефіцієнта підсилення k (рис. 2.28, а) [19].

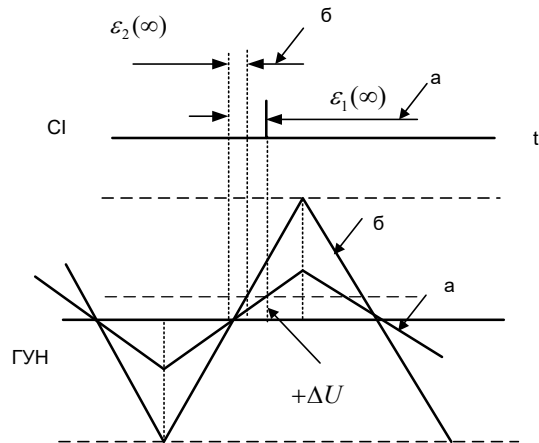


Рисунок 2.28 – Вплив коефіцієнта підсилення k на сталу помилку $\varepsilon(\infty)$

Зі збільшенням коефіцієнта підсилення в контурі керування ФАПЧ і наявності того самого частотного розлагоджування $\Delta\omega$ для компенсації цього розлагоджування знадобиться та сама керуюча напруга ΔU . Для збереження величини керуючої напруги ΔU стала помилка зменшиться до значення $\varepsilon_2(\infty)$. Таким чином, зі збільшенням коефіцієнта підсилення k у контурі управління ФАПЧ стала помилка зменшується, що так само впливає з рис. 2.27 й підтверджується. Проте слід враховувати, що зі збільшенням коефіцієнта підсилення збільшується коливання і при деякому його граничному значенні $k_{гр}$ ФАПЧ переходить у нестійкий стан.

Смуга утримання й смуга захоплення ФАПЧ. Для ФАПЧ можливі два режими: утримання, або синхронізації, й режим бітів, що настає при виході ФАПЧ із режиму синхронізації. Режим синхронізації існує в межах смуги утримання. За межами смуги утримання настає режим бітів.

Смуга утримання $\Delta f_{\text{утрим}}$ — це половина інтервалу частот, обумовленого граничними значеннями частот, за яких система переходить із режиму синхронізму до режиму бітів (рис. 2.29):

$$\Delta f_{\text{доді}} = \frac{f_1 - f_2}{2}, \quad (2.33)$$

де f_1 і f_2 — верхнє й нижнє значення частоти під час зриву синхронізації.

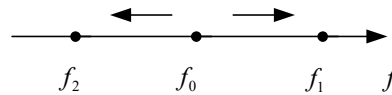


Рисунок 2.29 – Визначення смуги утримання

Смуга захоплення $\Delta f_{\text{захопл}}$ — це половина інтервалу частот, обумовленого граничними значеннями частот, за яких система переходить із режиму бітів до режиму синхронізму (рис. 2.30):

$$\Delta f_{\text{захопл}} = \frac{f_1^* - f_2^*}{2}, \quad (2.34)$$

де f_1^* , f_2^* — верхнє й нижнє значення частот при переході до режиму синхронізму.

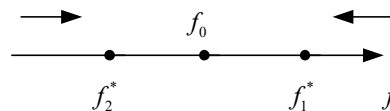


Рисунок 2.30 – Визначення смуги захоплення

2.4 Джитер і вандер цифрових сигналів

Джитер і вандер (фазові тремтіння й блукання) — основні тимчасові порушення, що проявляються у цифрових сигналах. Ці назви використовуються для узагальненого позначення будь-якого виду фазових флуктуацій символів цифрового сигналу (коливань переданих символів на тимчасовій осі).

В ідеальній цифровій системі передачі імпульси цифрової послідовності мають надходити в моменти часу, кратні цілому періоду повторення імпульсів T_i тобто моменти $t_k = kT$ ($k = \dots, -2, -1, 0, +1, +2, \dots$). Однак у реальних системах імпульси надходять у моменти часу, що відрізняються від ідеальних моментів,

кратних T_i . Таку (небажану) модуляцію положення імпульсів називають джитером імпульсної послідовності. Тому джитер визначається як відхилення фази (часу) значущих моментів $t_k = kT$ прийнятого цифрового сигналу від фази (часу) очікуваних значущих моментів $t_k = kT$ ідеального сигналу.

Ці тимчасові відхилення від ідеальних моментів часу kT формують дискретну в часі й не перервану за амплітудою послідовність $e[kT]$. Послідовність $e[kT]$ є математичним описом джитера. Вона має розмірність часу або фази й приймає значення, тільки кратні T . Прийнято вважати, що $e[kT]$ приймає додатні значення для імпульсів, які надходять раніше відповідних моментів часу kT .

Визначення джитера пояснюється рис. 2.31, на якому послідовність одиничних імпульсів являє цифровий сигнал. В ідеальному (очікуваному) цифровому сигналі імпульси рівномірно розподілені в часі й тому надходять у моменти $t_k = kT$. У реальному цифровому сигналі, перекрученому джитером, імпульси стають не регулярними в часі й тому надходять раніше або пізніше відповідних моментів часу kT . Джитери реального цифрового сигналу показано на нижньому графіку рисунок 2.31 відповідно до правила: зсув імпульсів, що надходять раніше, вважається додатним[19].

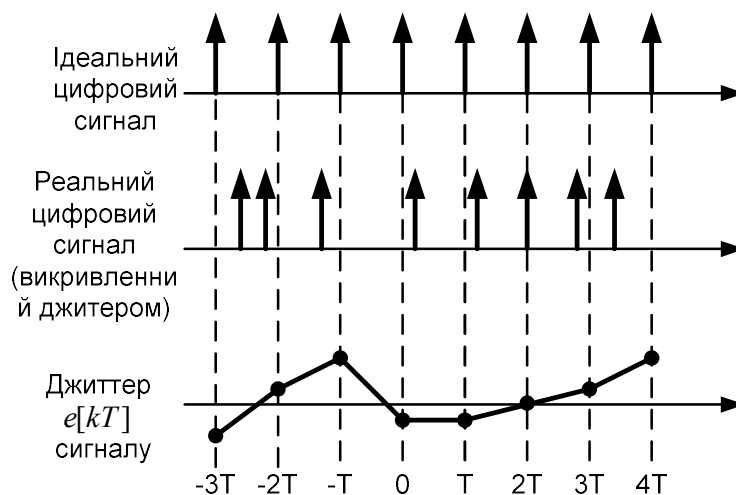


Рисунок 2.31 – Джитер цифрового сигналу

Як видно з рисунка 2.31, номінальна частота $1/T$ цифрового сигналу й частота f_j фазової модуляції (джитера) — це два реальних поняття. Наприклад, якщо цифровий сигнал 2048 МГц (імпульси, що надходять кожні 488 нс) модульований за фазою синусоїдальним сигналом (джитером) із частотою 10 Гц, то імпульси в середньому ще розподілені з періодом 488 нс, але зсуваються вперед або назад на тимчасовій осі кожні 100 мс. Фазові тремтіння можуть бути піддані низькочастотній фільтрації. Очевидно, що низькочастотна фільтрація джитера не має супроводжуватися низькочастотною фільтрацією самого цифрового сигналу. Засобами низькочастотної фільтрації джитера без впливу на цифровий сигнал є системи ФАПЧ.

Можливими причинами джитера є [20]:

- паразитна фазова модуляція в генераторах тактової частоти;
- вплив шумів і перешкод на ланцюг синхронізації в приймачі;
- зміна довжини тракту передачі;
- зміна швидкості поширення;
- доплерівський зсув від об'єктів, що рухаються;
- нерегулярне надходження хронувальної інформації тощо.

Сумарний джитер (Total Jitter, TJ) складається з випадкового джитера (Random Jitter, RJ) і систематичного (регулярного) джитера (Deterministic Jitter, DJ).

Випадковий джитер RJ має гауссову функцію щільності ймовірності PDF і характеризується двома параметрами: середнім значенням і середньоквадратичним відхиленням.

Систематичний джитер DJ має відрізняється від гауссової функції розподілу щільності ймовірності й обмежену амплітуду й містить цілий ряд джитерів:

- періодичний (Periodic Jitter, PJ), іноді називаний синусоїдальним SJ;
- залежний від інформаційного сигналу (даних) (Data Depending Jitter, DDJ);
- тривалості циклу (Duty Cycle Distortion, DCD);
- алгоритмічний (Algorithmic Jitter» AJ).

Основними причинами періодичного джитера PJ є перешкоди від місцевих радіостанцій або від перемикачів у потужнострумівих мережах. Він виникає

також унаслідок нестабільної роботи систем фазового автопідлагоджування частоти (ФАПЧ).

Періодичний джитер може бути розкладений у ряд Фур'є й поданий у вигляді набору синусоїд, тому іноді його називають синусоїдальним. За визначенням, і періодичний джитер не має кореляції з будь-яким періодично повторюваним сигналом даних. Цим він відрізняється від джитера DDJ.

Джитер, що залежить від інформаційного сигналу DDJ, виникає внаслідок міжсимвольної інтерференції (Intersymbol Interference, ISI) сусідніх імпульсів. Характеристика цих перекручувань, а отже, і відповідного джитера залежатиме від конкретного виду цифрової послідовності.

Джитер тривалості циклу характеризує відхилення тривалості тактового імпульсу від його номінального значення. На практиці це проявляється в різній тривалості нульового й одиничного біта і є наслідком різної крутості переднього й заднього фронтів тактового імпульсу.

Алгоритмічний джитер AJ виникає внаслідок принципових особливостей конкретної ЦСП. Так, у плезіохронних ЦСП прикладом алгоритмічного джитера є джитер цифрового вирівнювання й часу очікування (Stuffing and Wait Time Jitter). Він з'являється через змінну затримку операції цифрового вирівнювання (Bit Stuffing) під час мультиплексування й демультіплексування цифрових потоків. Річ у тому, що рішення про необхідність вирівнювання може бути прийняте в будь-якому місці циклу, а сама операція виконується зі змінною затримкою й тільки в певному місці циклу. Таке саме походження має джитер відображення (Mapping Jitter) під час розміщення компонентних (tributary) сигналів PDH у синхронних транспортних модулях SONET/SDH з використанням операції цифрового вирівнювання[20].

У системах SONET/SDH алгоритмічний джитер покажчика (Pointer Jitter) виникає при компенсації разсинхронізації в мережі за допомогою механізму покажчиків (Pointers). При цьому відбувається вставка або видалення одного байта покажчика (зміщення покажчика), що означає появу джитера з амплітудою у всіх одиничних інтервалів (UI), кожний з яких дорівнює часу, необхідному для передачі одного біта інформації.

Джитер характеризується амплітудою й частотою флуктуації фази із частотою вище 10 Гц називають джитером, а флуктуації із частотою до 10 Гц — виключно вандером. У вітчизняній технічній літературі джитеру відповідає термін «фазове тремтіння», а вандеру — «дрейф фази» тактової частоти. Відстань між максимальним і мінімальним значеннями джитера називається амплітудою джитера — і вимірюється в одиничних інтервалах (Unit Interval, і UI). Один UI відповідає одному періоду тактової частоти.

Порівняльну характеристику джитера й вандера наведено в таблиці 2.1 [20].

Таблиця 2.1 Порівняльна характеристика джитера і вандера

| Параметр | Джитер | Вандер |
|-----------------------------------|--------------------|------------------------|
| Діапазон частот | > 10 Гц | (0, ..., 10) Гц |
| Наслідок | Поява помилок | Проблеми синхронізації |
| Еталонне джерело тактової частоти | Не потрібен | Потрібен обов'язково |
| Одиниця вимірювання | Unit Interval (UI) | Час (с, мс, ..., нс) |

Основними джерелами джитера й вандера у цифрових системах передачі є регенератори, мультиплексори й самі лінії передачі. Регенератор приймає вхідну імпульсну послідовність і передає відновлену імпульсну послідовність, що більш точно повторює вихідну. Для регенерації сигналу має бути відома інформація синхронізації, щоб відновлена імпульсна послідовність була передана з надійними інтервалами між імпульсами. Більшість регенераторів, зазвичай використовуваних у цифрових системах передачі, — це регенератори, які самосинхронізуються, що витягує інформацію синхронізації із вхідної імпульсної послідовності, використовуючи ланцюг виділення тактової частоти. Оскільки процес виділення тактової частоти не ідеальний, то передана імпульсна послідовність не є точною копією вихідної імпульсної послідовності. Вона містить небажану модуляцію імпульсів, що називається джитером. Зазвичай імпульсна послідовність на прийомі перевернена додатковим шумом і її імпульси можуть переходити в сусідні тактові інтервали, що викликає міжсимвольну інтерференцію. Тому ланцюг виділення тактової частоти має обробляти імпульсну послідовність за наявності перешкод і відхилень у часі. Це призводить

до того, що сигнал на виході регенератора неминуче перекручений джитером. Джитер накопичується в ланцюжках послідовно з'єднаних систем лінійних регенераторів і навіть може викликати помилки при ухваленні рішення про прийнятий символ. У цифрових мультиплексорах кілька імпульсних послідовностей з більш низькою швидкістю поєднуються в імпульсну послідовність і з більш високою швидкістю, використовуючи мультиплексування з тимчасовим поділом. Для розв'язання цього завдання імпульсні послідовності з більш низькою швидкістю мають бути синхронізовані по бітах зі швидкістю групового потоку. У сучасних мережах використовуються три схеми синхронізації по бітах [2]:

- буферизація проковзувань, використовувана, наприклад, у вхідних ланцюгах цифрової комутаційної станції;
- вирівнювання по бітах, використовуване в асинхронних цифрових мультиплексорах й під час розміщення асинхронних компонентних потоків у контейнерах;
- обробка покажчиків, використовувана в мережевих елементах СЦІ, на кінцях секцій мультиплексування.

Коли низькошвидкісні компонентні потоки демультиплексуються, вони містять фазові тремтіння — джитер. Основною причиною виникнення джитера й вандера в лініях передач є коливання температури, оскільки швидкість поширення сигналу в середовищі передачі залежить від температури середовища (особливо це стосується мідних кабелів). Добові й річні коливання температури мають псевдоперіодичні тенденції, які створюють так звані добовий і річний вандер.

2.5. Циклова (кадрова) синхронізація

Система циклової синхронізації (СЦС) призначена для відновлення й утримання стану циклового синхронізму між передавальною й приймальною станціями ЦСП, що забезпечує правильний розподіл групових сигналів по окремих каналах, а також синхронну роботу передавального й приймального обладнання часового групоутворення. Циклова синхронізація здійснюється за

допомогою циклового синхросигналу (ЦСС), що вводить у відповідні цифрові потоки: E1...E4 або STM-N.

2.6. Мережева синхронізація цифрового зв'язку

Необхідність мережевої синхронізації цифрового зв'язку обумовлена твердими нормами на помилки при передачі інформації. Частота повторюваності помилок залежить від ступеня синхронізму цифрової мережі зв'язку.

Усі мережеві елементи (Network Element — NE) у цифровій мережі зв'язку працюють із використанням однієї тактової частоти. Джерело сигналу тактової частоти називається первинним опорним генератором (Primary Reference Source — PRS) або первинним еталонним генератором (ПЕГ). Характеристики первинного опорного тактового сигналу визначаються рекомендацією G.811 ITU-T. Похибка його частоти та стабільність мають бути порядку $\pm 10^{-11}$.

Такі характеристики реалізуються за допомогою цезієвого генератора. Розподіл тактуючих сигналів мережею цифрового зв'язку виконується з використанням звичайних ліній передачі. Проміжні мережеві елементи, такі як регенератори, мультиплексори виведення-введення-виведення тощо, працюють у введеному режимі, використовуюючи компоненту тактового сигналу, що витягає із прийнятого сигналу. Крім того, проміжні мережеві елементи можуть синхронізуватися від зовнішнього опорного джерела [21].

Погіршення якості тактового сигналу, таке як джитер, що накопичується за час передачі через ланцюжок мережевих елементів і ліній, зменшується завдяки високій якості введеного тактуючого обладнання (Secondary Reference Source — SRS) або введених задавальних генераторів (ВЗГ), характеристики яких наведені в рекомендації G.812 для транзитного й локального мережевого елемента (NE). ВЗГ є додатково стабілізованим кварцовим генератором із власною довгостроковою (за добу) точністю підтримки частоти не гірше 10^{-8} і більш високою короткочасною стабільністю (до 10^{-11} в інтервалі секунди). Тому ВЗГ усувають фазові тремтіння синхронізуючих сигналів тактової частоти. Коли введений задавальний генератор (ВЗГ) втрачає синхронізуючий сигнал, що надходить лінією передачі, він переходить у режим утримання частоти (holdover).

Архітектура мережі синхронізації в цифровій мережі зв'язку повинна мати деревоподібну ієрархічну структуру без замкнутих кілець, для виключення неоднозначного режиму роботи (рис. 2.32) [21].

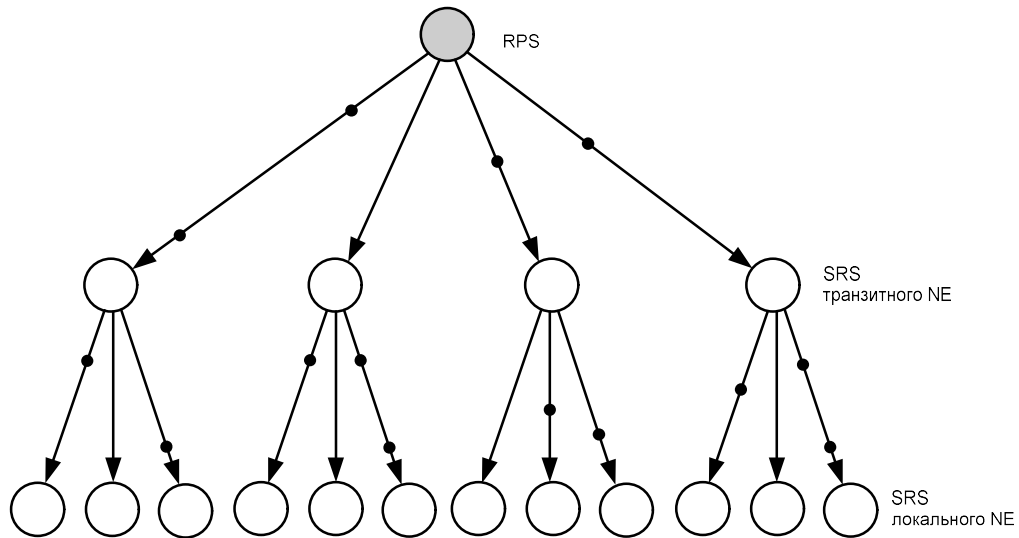


Рисунок 2.32 – Архітектура мережі синхронізації

Джерела більш низького рівня ієрархії беруть синхросигнал від джерел більш високого рівня, хоча допускаються зв'язки між джерелами всередині одного рівня. У результаті кожне джерело синхронізації в системі зв'язку синхронізоване по ланцюгу від первинного еталонного генератора. Сигнали синхронізації розподіляються так, щоб у випадку аварії на цифровій мережі синхронізація не порушувалася. Для цього, крім основних шляхів передачі синхросигналу, створюються й резервні шляхи.

Таким чином, мережа синхронізації є сукупністю ПЕГ, ВЗГ і генераторів мультимплексорів і регенераторів, засобів автоматичного резервування, керування й самих синхросигналів.

Сучасна концепція побудови мережевої синхронізації характеризується повномасштабним впровадженням концепції інтегрованих систем синхронізації (BITS). Концепція BITS наведена у вигляді схеми на рис. 2.33 і містить три основні підсистеми: міжвузлової синхронізації (Interoffice Timing), внутрішньовузлової синхронізації (Intraoffice Timing) і підсистему контролю й керування якістю синхронізації (QoS) [21].

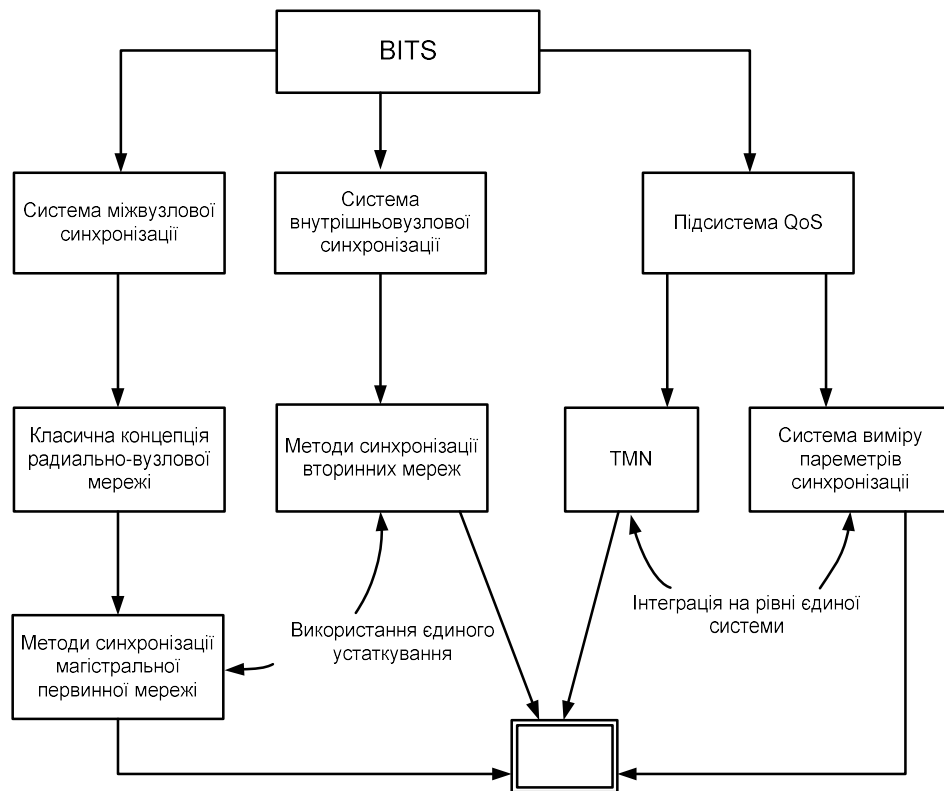


Рисунок 2.33 – Концепція побудови інтегрованих систем мережевої синхронізації (BITS)

Система міжвузлової синхронізації (СМС) передбачає розміщення в ключових вузлах мережі генераторів синхронізації й побудову системи розподілу синхрочастот мережею з використанням трафікових або виділених каналів зв'язку. СМС є основою будь-якої системи мережевої синхронізації й основною її частиною.

Система внутрішньовузлової синхронізації (СВС) має більш локальне значення порівняно з СМС, оскільки ця система визначає порядок синхронізації різних цифрових пристроїв у межах одного вузла мережі.

З огляду на те, що останнім часом значно підвищилися вимоги до надійності та якості систем синхронізації, до їх складу включаються дві додаткові підсистеми, які безпосередньо пов'язані з обслуговуванням системи синхронізації — підсистеми контролю й керування якістю системи синхронізації (QoS). Основним призначенням цієї системи є керування, діагностика й тестування системи синхронізації [21].

3 АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ЦИКЛОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯ ПРОТОКОЛУ RTP

Нині мережі операторів зв'язку активно впроваджують мережі синхронізації, реалізовані транспортної мережі IP/MPLS. При збільшенні кількості пристроїв (наприклад, точок доступу) проблеми синхронізації не можуть бути розглянуті приватно і повинні розглядатися системно [22]. З подальшим збільшенням кількості цифрових пристроїв починають змінюватися концепції побудови мережі синхронізації та принципи керування нею з метою запобігання збою синхронізації [22]. Основними причинами, що викликають збій циклової синхронізації є вихід із синхронізму. Це призводить до зміни тривалості циклу, оскільки в циклі з'являться, або пропадуть один або кілька тактових інтервалів, і спотворення символів синхросигналу внаслідок перешкод. У цьому важливою характеристикою системи синхронізації є середній час утримання синхронізму.

У загальному вигляді канал циклової синхронізації є сукупність наступних основних блоків (рис. 3.1): ФСС, який формує певну структуру синхросигналу; Пер СС, що забезпечує введення синхросигналу структуру відповідного цифрового потоку; ПЗМ СС, що виділяє синхросигнал із цифрового сигналу відповідного потоку, БУЦС, що забезпечує управління процесами циклової синхронізації, а саме пошук та підтримка синхронізму, захист від помилкового синхронізму [22].

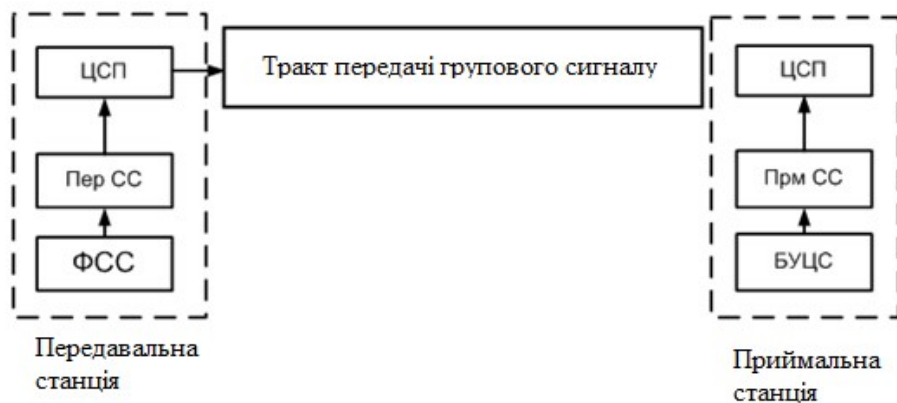


Рисунок 3.1 - Канал циклової синхронізації

Вибір способу синхронізації - досить складне технічне завдання, від вирішення якої залежить виконання вимог щодо швидкодії, надійності та економічності СЦС. Ця обставина призвела до розробки великої кількості способів синхронізації, що відрізняються один від одного як принципами дії, так і обсягом обладнання. Найпростішим методом, який використовується для забезпечення циклової синхронізації, є введення синхросигналу. Синхросигнал, що визначає початок кожного циклу, формується на станції, що передає, і разом з інформаційними сигналами передається по відповідних трактах ЦСП (рисунок 3.1). Для виділення синхросигналу на приймальній станції його необхідно відокремити від інформаційного сигналу.

Синхросигнал розрізняють за кількістю символів або розрядів (багаторозрядні та однорозрядні), за структурою (за характером чергування імпульсів та перепусток) та за розподілом символів у циклі передачі (зосереджені та розосереджені). В окремому випадку в якості синхросигналу може бути використана періодична послідовність, що складається з одиночних імпульсів або імпульсів, що чергуються [23].

Вибір кількості розрядів у синхросигналі визначається компромісом між необхідним часом відновлення синхронізму та ефективною ємністю ЦСП, а вибір його структури – вимогою забезпечення малої ймовірності формування інформаційних кодових груп, аналогічних за характером та періодичністю переданого синхросигналу (захист від помилкового синхронізму).

Перевагою запровадження циклового синхросигналу є його простота. Для синхронізації може бути достатньо одного біта, щоб прийняти рішення, знаходиться система в стані циклової синхронізації. Основний недолік полягає в тому, що дане достатньо може бути дуже великим, отже, великим може бути і час, необхідний для досягнення синхронізації. Таким чином, найбільшу користь циклові синхросигнали надають у системах, які безперервно передають дані, подібно до багатьох телефонних і комп'ютерних каналів зв'язку, і не підходять для систем, що передають окремі пакети, або систем, які потребують швидкого отримання циклової синхронізації. Ще одним недоліком циклового синхросигналу є те, що введений біт може підвищити громіздкість структури потоку даних.

У системах із нестійкими або пульсуючими передачами або в системах із необхідністю швидкого отримання синхронізації рекомендується використовувати синхронізуючі кодові слова. Зазвичай, такі кодові слова передаються як частина заголовка повідомлення. Приймач повинен знати кодове слово і постійно шукати його в потоці даних, можливо, використовуючи корелятор на узгоджених фільтрах. Детектування кодового слова вкаже певну позицію (як правило, початок) інформаційного циклу. Перевагою такої системи є те, що циклова синхронізація може досягатися практично миттєво. Єдина затримка – відстеження кодового слова. Недолік - кодове слово, яке вибирається для збереження низької ймовірності помилкового детектування, може бути довгим у порівнянні з цикловим синхросигналом. Слід зазначити, що складність визначення кореляції пропорційна довжині послідовності, тому під час використання кодового слова корелятор може бути складним.

Передача сигналу синхронізації будь-якого типу здійснюється з деякою точністю, яка має підкорятися вимогам технологій нових сервісів чи нормативним документам. Таким чином, вимоги до синхронізації визначаються в результаті додатками та сервісами, що надаються операторами зв'язку, але транспортна мережа повинна мати можливість задовольнити всі потреби та відповідати навіть дуже строгим нормам. Сьогодні можна сказати про три способи вирішення цієї проблеми – за допомогою GNSS, стандарту SyncEthernet або протоколу PTP.

До недоліків GNSS можна віднести обов'язкове використання антени та те, що система не може працювати у закритих приміщеннях. Крім того, резервування може бути здійснено лише встановленням двох приймачів на кожну базову станцію, що здорожує рішення [23]. Спочатку технологія Ethernet розроблялася виключно для використання у локальних мережах. Методи лінійного кодування інформації фізично вибиралися відповідно до завдань, які передбачали передавати синхросигнал. У мережах SDH спочатку використовувалися лінійні коди NRZ, які пристосовані передачі синхронізації на фізичному рівні каналу зв'язку [22, 23]. При створенні технології SyncEthernet фізичний рівень та методи кодування були запозичені у технології SDH, а другого (канального) рівня зміни практично не торкнулися. Структура кадрів залишилася незмінною, крім SSM-байта статусу синхронізації. Його значення також були запозичені у технології SDH.

До переваг технології SyncEthernet можна віднести використання SDH структури фізичного рівня, а разом із цим – величезний досвід проектування та побудови мереж тактової мережевої синхронізації. Ідентичність методів зберегла актуальність старих рекомендацій G.803, G.804, G.811, G.812 та G.813 у новій технології. Дорогі пристрої – первинні еталонні генератори, вторинні генератори, що задають – можуть бути задіяні також і в новій транспортній мережі, побудованій на стандарті SyncEthernet.

До недоліків SyncEthernet можна віднести те, що у всій мережі передачі кожен пристрій має підтримувати новий стандарт, і, якщо в лінії залишається пристрій, який не підтримує SyncEthernet, всі пристрої, які стоять за цим вузлом, не можуть працювати в синхронному режимі. Отже, потрібні великі матеріальні витрати на модернізацію всієї мережі. Також до недоліків слід віднести, що цей метод підтримує передачу лише частотної синхронізації.

І останній спосіб передачі синхронізації, який останнім часом стає все більш популярним, це протокол РТР. Він описаний у рекомендації IEEE 1588. У 2008 році вийшла друга версія цього документа, що описує використання протоколу у телекомунікаційних мережах. Precise Time Protocol досить молодий, але технологія передачі часу була запозичена у протоколу NTP [24]. Протокол NTP у своїй останній версії не дає точність, яка необхідна для сучасних додатків, і тому він залишився гарним засобом для тимчасової синхронізації, який широко використовується в синхронізації серверів, розподілених баз даних і т.д. Але в побудові тактової мережі синхронізації підходить логічне продовження протоколу NTP - це протокол РТР. Мережевими елементами, які беруть участь у взаємодії протоколу РТР, є такі пристрої: РТР Grand Master і РТР Slave. Зазвичай Grand Master бере синхронізацію від GNSS приймача і, використовуючи цю інформацію, обмінюється пакетами з пристроєм Slave і постійно коригує тимчасові розбіжності між Grand Master і Slave пристроями. Чим активнішим буде цей обмін, тим точніше коригування буде вищою.

Недоліком такого активного обміну є збільшення смуги пропускання, що виділяється протоколу РТР. Найголовнішою проблемою у розрахунку розбіжності часових інтервалів є те, що між пристроями Grand Master та Slave можуть стояти "класичні" маршрутизатори 3-го рівня. Термін "класичні" в даному випадку

використаний для того, щоб підкреслити, що дані пристрої нічого не розуміють у протоколі RTP 5-го рівня. Затримками в буферах таких маршрутизаторів керувати досить складно, і вони мають випадковий характер. Для того щоб здійснювати контроль над цими випадковими помилками, а також щоб розрахунок часу між Grand Master і Slave був точнішим, у протоколі RTP був введений спеціальний параметр - мітка часу (Time Stamp). Ця позначка вказує на час проходження пакета через маршрутизатор. Якщо на всьому шляху від Grand Master до Slave маршрутизатори матимуть функціональність RTP і виставлятимуть мітку часу, то випадкову помилку, пов'язану з проходженням пакетів RTP через IP мережу, можна буде звести до мінімуму [24].

Слід зазначити, що у відомих роботах відсутній аналіз характеристик синхронізації у мережах нового покоління з використанням протоколу RTP.

Хорошим кодовим словом, що синхронізує, є те, яке має мале абсолютне значення «побічних максимумів кореляції». Побічний максимум кореляції - це значення кореляції кодового слова із власною зрушеною версією. Отже, це значення побічного максимуму кореляції для зсуву на k символів N -бітної кодової послідовності (X_i) ($1 \leq i \leq N$) описується наступним виразом:

$$C_k = \sum_{j=1}^{N-k} X_j X_{j+k} . \quad (3.1)$$

Система, що використовує слово, що синхронізує, описується двома ймовірностями - ймовірністю пропуску синхронізму і ймовірністю його помилкового встановлення (ймовірністю помилкової тривоги). Імовірність пропуску для N -бітного слова, якщо припустимо k або менше помилок, описується наступним виразом:

$$P_{wc} = \sum_{j=k+1}^N C_j^N p^j (1-p)^{N-j} . \quad (3.2)$$

Імовірність помилкової тривоги, викликана N бітами випадкової послідовності даних, описується наступним виразом:

$$P_{fa} = \frac{1}{2^N} \sum_{j=0}^k C_j^N . \quad (3.3)$$

Встановлення стану синхронізму в ЦСП передує режим пошуку. Пошук стану синхронізму - це процес контролю імпульсних позицій групового цифрового сигналу з виявлення синхросигнала. За результатами кожного контрольного випробування приймається рішення про відповідність або невідповідність символів групового сигналу синхросигналу, що розглядається, а, отже, про необхідність продовження або припинення пошуку. Стан циклового синхронізму в ЦСП зазвичай вважається досягнутим з виявленням кодових груп синхросигналу певну кількість разів поспіль, хоча можливі інші критерії фіксації стану синхронізму [25].

За способом побудови приймачі циклового синхросигналу можна поділити на адаптивні та неадаптивні. У неадаптивних приймачах ємності накопичувачів по входу та виходу із синхронізму не змінюються у процесі роботи. Недолік такого способу побудови приймачів полягає в тому, що при збільшенні ймовірності спотворення символів групового сигналу ємність накопичувача виходу з синхронізму виявляється недостатньою, а при зменшенні цієї ймовірності зайвий обсяг накопичувача необґрунтовано збільшує час відновлення синхронізму. В адаптивних приймачах ємності накопичувачів по входу та виходу із синхронізму змінюються відповідно до зміни статистики помилок у груповому сигналі.

Неадаптивні приймачі характеризуються періодом утримання та (або) відновлення синхронізму, що складається з декількох складових:

$$t_r = t_{out.ac} + t_{ac.e} + t_s . \quad (3.4)$$

Процеси, що визначають час утримання та відновлення синхронізму, прийнято характеризувати середнім часом утримання синхронізму, який дорівнює середньому інтервалу часу між двома збоями циклової синхронізації. Збій відбувається при спотворенні синхрогруп, що з'являються одна за одною. При цьому кількість спотворених синхрогруп має бути не меншою за ємність накопичувача після виходу з синхронізму. Одиниця на вході накопичувача з'являється при перекручуванні хоча б одного імпульсу синхрогрупи. Імовірність такої події:

$$P(1) = 1 - (1 - P_s)^{n_{sg}}. \quad (3.5)$$

Середній час утримання циклового синхронізму:

$$\bar{T}_{ret} = \frac{1}{1 - P(1)} \left[\frac{1}{P^{k1}(1)} - 1 \right] T_C. \quad (3.6)$$

Середній час виходу із синхронізму дорівнює середньому часу заповнення накопичувача після виходу із синхронізму. Формування одиниці при збої синхронізму відбувається за відсутності хибного синхросигналу в такті посилки сигналу ГО. Імовірність такої події;

$$P(1) = 1 - \left(\frac{1}{2} \right)^{n_{sg}}. \quad (3.7)$$

Імовірність нуля або одиниці дорівнюватиме 1/2. За цих умов середній час після виходу із синхронізму описується виразом (3.6), у якому P(1) визначається за формулою (3.7). Вираз для середнього часу накопичення після виходу з синхронізму з урахуванням останнього зауваження можна представити у вигляді:

$$\bar{T}_{out} = 2^{n_{sg}} \left[\frac{1}{\left(1 - \left(\frac{1}{2}\right)^{n_{sg}}\right)^{k1}} \right] T_C. \quad (3.8)$$

Середній час входу в синхронізм дорівнює середньому часу заповнення накопичувача по входу в синхронізм:

$$\bar{T}_{ent} = \frac{1}{1 - P(1)} \left[\frac{1}{(1 - P(1))^{k2-1}} - 1 \right] T_C. \quad (3.9)$$

Середній час пошуку сигналу у процесі відновлення синхронізму залежить від структури синхросигналу, яку класифікують наявністю критичних точок. Сумарний час пошуку складається з двох складових: часу пошуку в зоні випадкового сигналу та в зоні синхрогрупи [26].

Запишемо розрахункові співвідношення для середнього часу пошуку синхросигналу:

- для синхрогрупи з однією критичною точкою:

$$\bar{T}_s(1) = \left[\frac{N_0 - n_{sg} + 1}{2^{n_{sg2}} - 1} + \frac{N_0 + n_{sg} - 1}{N_0 + n_{sg}} \right] T_C, \quad (3.10)$$

для синхрогрупи з n_{cz} критичними точками:

$$\bar{T}_n(n_{cz}) = \left[\frac{2^{n_{cz}-1} (N_0 - n_{cz} + 1)}{(2^{n_{cz}} - 1)^2} + \frac{N_0 + n_{cz} - 1}{N_0 + n_{cz}} + 2 \sum_{i=1}^{n_{sg}-1} \frac{1}{2^i - 1} T_C \right] T_C. \quad (3.11)$$

Таким чином, для неадаптивних приймачів циклової синхронізації ємності накопичувальних пристроїв (по виходу з синхронізму і входу в синхронізм) є постійними величинами і відповідають ймовірності помилок в лінійному тракті.

Для адаптивних приймачів середній час утримання синхронізму:

$$\begin{aligned} \bar{T}_{ret} = & \frac{1}{(1-P'(1))(1-P''(1))} \left[\frac{1}{P'(1)^{k1}} - 1 \right] \times \\ & \times \left[\frac{1}{P''(1)^{k2}} - 1 \right] T_C, \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$P'(1) = (1 - P_0)^{n_{sg}}, \quad P''(1) = \left(\frac{1}{2} \right)^{n_{sg}}.$$

У Matlab за допомогою математичного моделювання проведено аналіз характеристик синхронізації в мережах нового покоління з використанням протоколу RTP. Проведено дослідження залежності середнього часу утримання циклового синхронізму неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ймовірності спотворення одиночного символу в груповому тракті. Для отримання чисельних значень задані: ємність накопичувача після виходу із синхронізму $k1$ задані: ємність накопичувача після виходу із синхронізму (кількість осередків) приймали значення 2, 4, 6; інтервал проходження синхрогрупи – 0,25 мс; синхрогрупи містять 7 розрядів; ймовірність спотворення одиночного символу груповому тракті P_s змінювалася не більше $10^{-5} \dots 10^{-2}$.

Проведено дослідження залежності середнього часу заповнення накопичувача після виходу із синхронізму для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ємності накопичувача після виходу із синхронізму. Місткість накопичувача після виходу з синхронізму $k1$ (кількість осередків) приймала значення в межах від 2 до 40; інтервал проходження синхрогрупи – 0,25 мс; синхрогрупи містять 7 розрядів.

Проведено дослідження залежності середнього часу заповнення накопичувача входу в синхронізм для неадаптивного приймача циклового

синхросигналу від ймовірності спотворення одиночного символу в груповому тракті. Як вихідні дані задані: інтервал проходження синхрогрупи - 0,25 мс; синхрогрупи містять 7 розрядів, ємність накопичувача входу в синхронізм k_2 приймала значення 2, 4 і 6 осередків, ймовірність спотворення одиночного символу в груповому тракті P_s змінювалася в межах $10^{-5} \dots 10^{-2}$.

Проведено дослідження залежності середнього часу пошуку синхрогрупи для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від довжини кодової комбінації синхрогрупи. Як вихідні дані задані: інтервал часу між двома синхросигналами $T_C = 0,25$ мс, довжина кодової комбінації синхрогрупи n_{cz} змінювалася в межах від 2 до 6, кількість символів між двома синхросигналами $N_0 = 256 \cdot 2 - n_{sg}$.

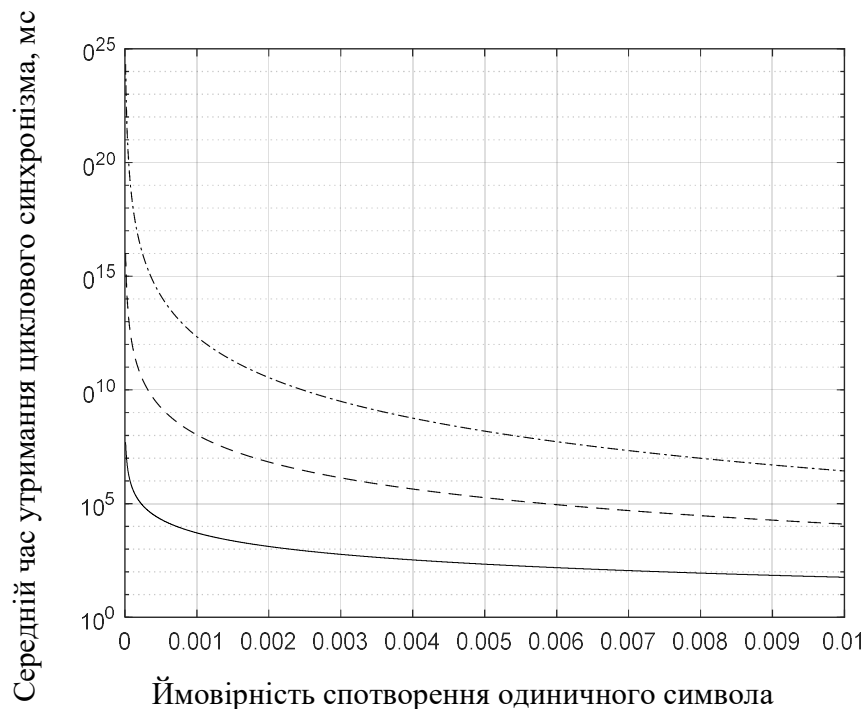


Рисунок 3.2 - Залежність середнього часу утримання циклового синхронізму для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ймовірності спотворення одиночного символу в груповому тракті

Проведено дослідження залежності середнього часу пошуку синхрогрупи для неадаптивного приймача циклового синхросигналу кількості символів між двома синхросигналами. Як вихідні дані задані: інтервал часу між двома

синхросигналами $T_C = 0,25$ мс, довжина кодової комбінації синхрогрупи $n_{sg} = 5$, $n_{sg} = 7$, $n_{sg} = 9$, кількість символів між двома синхросигналами від $N_0 = 8 \cdot 2 - n_{sg}$ до $N_0 = 1024 \cdot 2 - n_{sg}$.

В результаті експерименту отримано залежність середнього часу утримання циклового синхронізму для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ймовірності спотворення одиночного символу в груповому тракті (рис. 3.2) при $k_1 = 2$ - нижня крива, при $k_1 = 4$ - середня крива, і при $k_1 = 6$ - верхня крива.

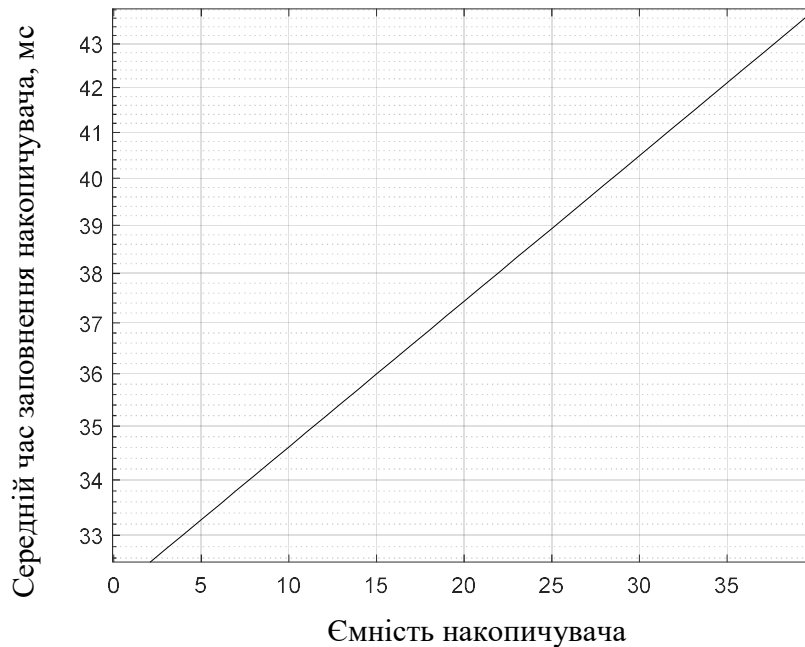


Рисунок 3.3 - Залежність середнього часу заповнення накопичувача після виходу із синхронізму для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ємності накопичувача після виходу з синхронізм

Отримано залежність середнього часу заповнення накопичувача після виходу із синхронізму для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ємності накопичувача після виходу із синхронізму (рис. 3.3).

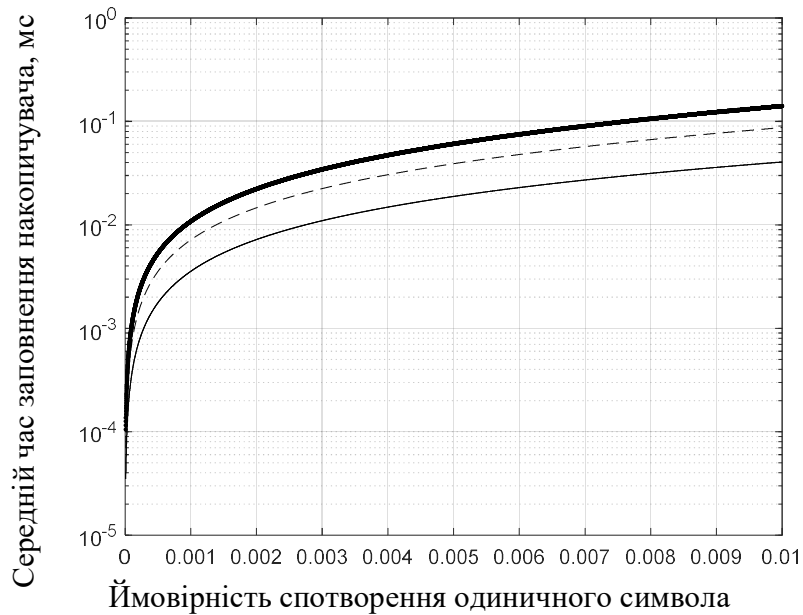


Рисунок 3.4 - Залежність середнього часу заповнення накопичувача по входу в синхронізм для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ймовірності спотворення одиночного символу в груповому тракті

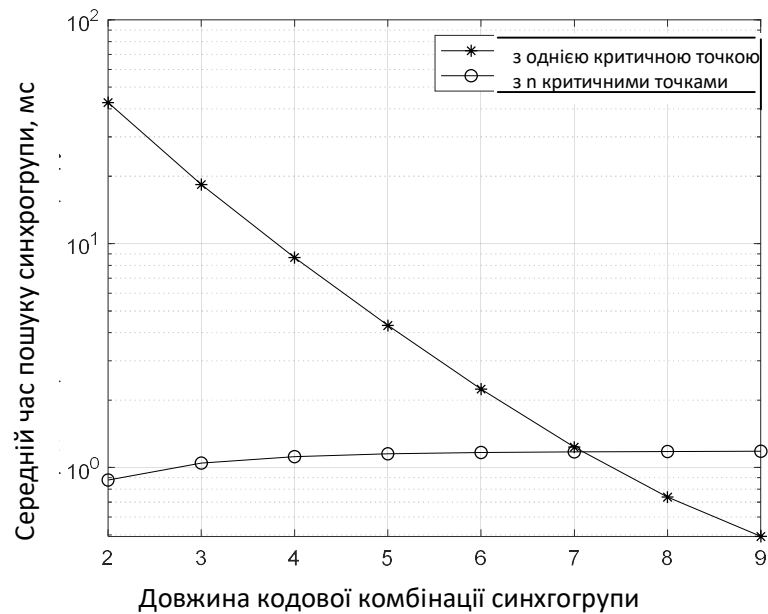


Рисунок 3.5 - Залежності середнього часу пошуку синхрогрупи для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від довжини кодової комбінації синхрогрупи

Отримано залежність середнього часу заповнення накопичувача по входу в синхронізм для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від ймовірності спотворення одиночного символу в груповому тракті (рис. 3.4) при $k_2=2$ - нижня кривая, при $k_2=4$ - середня кривая, и при $k_2=6$ - верхня кривая.

Отримано залежність середнього часу пошуку синхрогрупи для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від довжини кодової комбінації синхрогрупи (рис. 3.5) з однією та n_{sg} критичними точками.

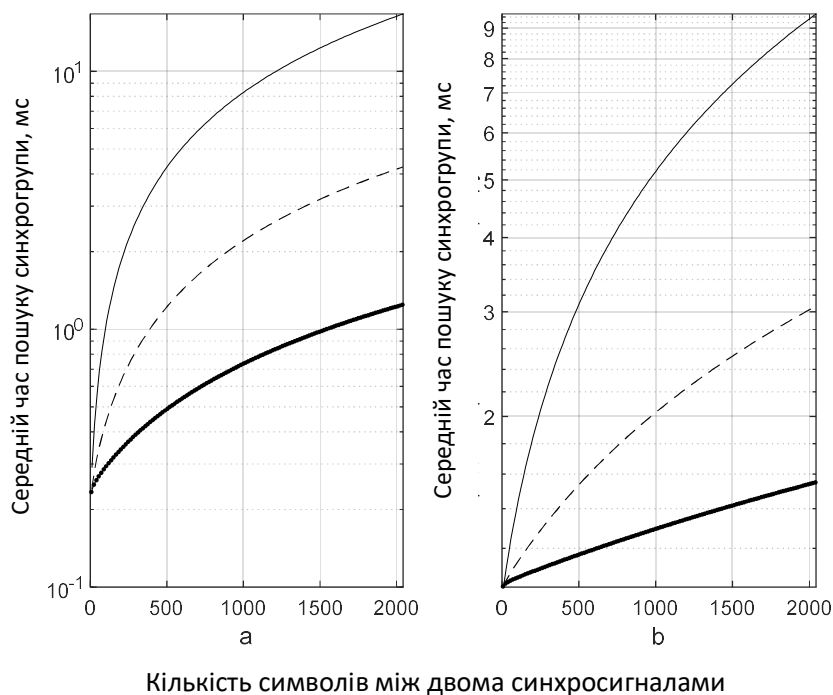


Рисунок 3.6 - Залежність середнього часу пошуку синхрогрупи для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від кількості символів між двома синхросигналами

Отримано залежність середнього часу пошуку синхрогрупи для неадаптивного приймача циклового синхросигналу від кількості символів між двома синхросигналами (рис. 3.6). На рис. 3.6 представлені дані залежності при використанні слів з 1-ї критичної точкою. На рис. 3.6 представлені дані залежності під час використання слів із n_{sg} критичними точками. Верхні криві на

цих малюнках відповідають довжині кодової комбінації синхрогрупи $n_{sg}=5$, середні криві - $n_{sg}=7$ і нижні криві $n_{sg}=9$.

З графіків (рис. 3.2) видно, що з невеликих ймовірностей спотворення одиночного символу $P_s = 10^{-5}$ середнє часу утримання циклового синхронізму досить велике і становить: $\bar{T}_{ret} = 5,102 \cdot 10^7$ мс при ємності накопичувача після виходу з синхронізму $k1=2$, $\bar{T}_{ret} = 1,041 \cdot 10^{16}$ мс при $k1=4$ та $\bar{T}_{ret} = 2,125 \cdot 10^{24}$ мс при $k1=6$. Зі збільшенням ймовірності спотворення одиночного символу середнє часу утримання циклового синхронізму спочатку різко знижується, зі збільшенням ймовірності спотворення одиночного символу зменшення середнього часу утримання циклового синхронізму набуває практично лінійної залежності і надалі практично не змінюється.

Судячи з отриманої залежності (рис. 3.3) можна дійти висновку у тому, що середнє час заповнення накопичувача після виходу з синхронізму зростає зі збільшенням ємності накопичувача і має лінійну залежність.

З графіків (рис. 3.4) видно, що середнє заповнення накопичувача по входу в синхронізм збільшується з підвищенням ймовірності спотворення одиночного символу. Причому це збільшення спочатку має експоненційний характер, потім набуває лінійної залежності. Також, середній час заповнення накопичувача збільшується зі збільшенням ємності накопичувача по входу в синхронізм.

З отриманих залежностей (рис. 3.5) можна дійти невтішного висновку у тому, що середнє часу пошуку синхрогрупи зменшується зі збільшенням довжини кодової комбінації синхрогрупи з першої критичної точкою і залишається практично незмінним з n_{sg} критичними точками.

З отриманих залежностей (рис. 3.6) видно, що середнє часу пошуку синхрогрупи збільшується зі збільшенням кількості символів між двома синхросигналами. Причому чим більша довжина кодової комбінації синхрогрупи, середній час пошуку синхрогрупи менший. Також з даних графіком можна дійти невтішного висновку у тому, що, середнє часу пошуку синхрогрупи мало залежить, від цього, скільки використано критичних точок в синхрогрупі.

ВИСНОВКИ

Мережі синхронізації є найважливішим елементом мереж 5G, які забезпечують частотну, тимчасову та фазову синхронізацію сигналів для режимів FDD і TDD та забезпечують високу якість функціонування мережі.

Можливість використання для реалізації внутрішніх системних годинників 5G трьох технологій – приймачів GPS/ГЛОНАСС сигналів точного часу від глобальних навігаційних супутникових систем, протоколу точного часу RTP та технології SyncE – забезпечують широку варіативність у побудові архітектури мережі синхронізації.

Існуючі стандарти MCE та Партнерського проекту 3GPP на побудову мережі синхронізації 5G не регламентують строго таку архітектуру мережі та встановлюють лише вимоги на ключові параметри точності синхронізації загального плану, що тягне за собою створення та впровадження вендеро залежних рішень для мережі синхронізації 5G.

Враховуючи системну важливість та використання вендерозалежних рішень, оператори 5G повинні передбачити у складі мережі управління системи моніторингу, що відстежують ключові пари три точності синхронізації.

Запропоновані доопрацювання чинних та підготовка низки нових нормативно-правових актів галузі в галузі мереж синхронізації 5G дозволять забезпечити цілісність та стійке функціонування мереж 5G в Україні.

Основними причинами, що викликають збій циклової синхронізації є вихід із синхронізму. Це призводить до зміни тривалості циклу, оскільки в циклі з'являться, або пропадуть один або кілька тактових інтервалів, і спотворення символів синхросигналу внаслідок перешкод. У цьому важливою характеристикою системи синхронізації є середній час утримання синхронізму. У роботі запропоновано комплекс параметрів синхронізації в мережах нового покоління з використанням протоколу RTP.

Проведено комплексний аналіз характеристик синхронізації у мережах нового покоління з допомогою протоколу RTP: середнього часу утримання циклового синхронізму; середнього часу заповнення накопичувача після виходу із

синхронізму; середнього часу заповнення накопичувача по входу до синхронізму та середнього часу пошуку синхрогрупи.

Проведені дослідження характеристик синхронізації дозволяють дати рекомендації щодо застосування протоколу RTP в конкретних практичних ситуаціях. Перспективи подальших досліджень можуть полягати в розробці синхронізуючих кодових слів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. 3GPP TS 38.104, 5G, NR; Base Station (BS) radio trans_mission and reception.
2. IEEE 1588v2 Precision Time Protocol. 2008.
3. SyncE Technology. White Paper. New H3C Tech_nologies Co., Ltd., 2021. 13р.
4. Рекомендація МСЕ-Т G.8272/Y.1367 (11/2018). Характеристики хронування первинних еталонних тактових генераторів. Женева: ITU,2018. 22с.
5. Рекомендація МСЕ-Т G.8273.2/Y.1368.2 (2020). Характеристики хронування граничного годинника електрозв'язку та веденого годинника часу електрозв'язку для використання з повною підтримкою хронування з боку мережі. Женева: ITU,2020. 87с.
6. 3GPP TS 23501 System architecture для 5G Sys_tem (5GS). FRANCE:ETSI, 2020. 449с.
7. Рекомендація МСЕ-Т G.8275.1/Y.1369.1 (03/2020). Профіль електрозв'язку на основі протоколу точного часу для фазової/тимчасової синхронізації з повною підтримкою по синхронізації від мережі. Женева: ITU,2020. 50с.
8. 3GPP TR 38.801 Study on new radio access technology. Radio access architecture and interface. FRANCE:ETSI, 2017.90с.
9. Рекомендація МСЕ-Т G.8275.2/Y.1369.2 (03/2020). Профіль протоколу точного часу в електрозв'язку для тимчасової/фазової синхронізації з частковою підтримкою синхронізації від мережі. Женева: ITU,2020. 63с.
10. Рекомендація МСЕ-Т G.8271.1/Y.1366.1 (03/20). Мережні обмеження для синхронізації часу в пакетних мережах з повною підтримкою синхронізації з мережі. Женева: ITU,2020. 47с.
11. Рекомендація МСЕ-Т G.8271.1/Y.1366.1 (03/20) – Поправка 1. Мережні обмеження для синхронізації часу в пакетних мережах з повною підтримкою синхронізації з мережі. Женева: ITU,2020. 47с.
12. Synchronization Distribution in 5G Transport Networks. E-Book. Infinera Corporation, 2021. 26 p.

13. Борщ В.І. Тактова синхронізація в інтегральних цифрових мережах електрозв'язку/ В. І. Борщ, В. П. Гайдар, В.В. Коваль, І. П. Лісовий. - К.: Наукова думка, 1998. - 202 с.

14. Борщ В.І. Сигналізація та синхронізація у телекомунікаційних системах / В. І. Борщ Є. І. Коршун, Ю. Р. Туманов, М. О. Чумак. - К.: Наукова думка, 2004. - 128 с.

15. Коляденко Ю.Ю. СИСТЕМА ФАПЧ ЯК ПРИСТРІЙ ФІЛЬТРАЦІЇ НЕВІДОМОЇ ФАЗИ СИГНАЛУ/Коляденко Ю.Ю., Усатий Д.О. - Міжнародна науково-практична конференція “Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку”, 2023. - 99-100 с.

16. Сигналізація й синхронізація в телекомунікаційних системах [Текст] / В.І. Борщ, Є.І. Коршун, Ю.Г. Туманов, М.О. Чумак. — К.: Наукова думка, 2004. — 128 с.

17. Kajackas, A. On Synchronization of Communication Networks with Varying Channels Delays. IEEE Trans. On Comm. Vol. COM-28, F 8, 1980.

18. Коляденко Ю.Ю. Анализ характеристик систем цикловой синхронизации с использование протокола РТР (IEEE1588v2) / Ю.Ю. Коляденко, И.С. Шостко, Д.В. Агеев / Радиоелектроніка, інформатика, управління. ISSN 1607-3274. 2019. F 3 (50) с. 99-107. DOI 10.15588/1607-3274-2019-3-11

19. Усатий Д.О. ЗАМКНУТІ ТАКТОВІ СИНХРОНІЗАТОРИ / Усатий Д.О. - МАТЕРІАЛИ 27-го МІЖНАРОДНОГО МОЛОДІЖНОГО ФОРУМУ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА І МОЛОДЬ У ХХІ СТОЛІТТІ», 2023. - 11-12 с.

20. Бойко В.І. Цифрова схемотехніка./ В.І. Бойко, В.В. Багрій. – К: ІЗМН, 2001.- 228 с

21. Коляденко Ю.Ю., Усатий Д.О. Дослідження характеристик систем циклової синхронізації протоколу РТР. Інформаційно-комунікаційні технології та кібербезпека (ІКТК-2023): зб. тез доп. міжнар. наук.-техн. конф. Харків, 2023.

22. Mills D.L. Coping with overload on the Network Time Protocol public servers, Proc. Precision Time and Time Interval (PTTI) / D.L.Mills, J.Levine, R.Schmidt, D.Plonka - Washington, 2004. - 5–16 p.

23. Mills D.L. Computer Network Time Synchronization: the Network Time Protocol / D.L.Mills. – University of Delaware: Published by CRC Press, 2006. – 304 p.
24. Definitions and terminology for synchronization networks // Recommendation ITU-T G.810. – 1996.
25. Borovkov A. Ergodicity of a polling network/ A. Borovkov, R. Schassberger, Stoch. Proc. Appl. - 1994. – 253-262 p.
26. Winands E. Mean value analysis for polling systems/ E.Winands, I.Adan, G.J. Houtum, Queueing Systems. – 2006. – 45-54 p.
27. Boon M. Applications of polling systems/ M. Boon, R.Mei, E.Winands, Surveys in Operations Research and Management Science. – 2011. – 67-82 p.
28. Lamport L. Time, Clocks and the ordering of events in a distributed system/ L. Lamport, Commun. ACM. – 1978 - 558–565 p.